

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

MÉLANGEUR CMOS 5GHz DÉDIÉ AUX SYSTÈMES
DE COMMUNICATION SANS FIL

TAHAR CHOUCANE

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE
MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

AOÛT 2005



Library and
Archives Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Published Heritage
Branch

Direction du
Patrimoine de l'édition

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

ISBN: 978-0-494-16765-6

Our file Notre référence

ISBN: 978-0-494-16765-6

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protègent cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.


Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

MÉLANGEUR CMOS 5GHz DÉDIÉ AUX SYSTÈMES
DE COMMUNICATION SANS FIL

Présenté par : **Tahar CHOUCANE**

en vue de l'obtention du diplôme de : **Maîtrise ès sciences appliquées**

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. SAVARIA, Yvon, Ph.D., président.

M. SAWAN, Mohamad Ph.D., membre et directeur de recherche.

M. CARDINAL, Christian, Ph.D., membre.

DÉDICACE

À

Mes parents

Qui m'enseignèrent la tolérance

À

Ma famille

Avec gratitude.

REMERCIEMENTS

J'aimerais adresser mes sincères remerciements à toutes les personnes qui, de près ou de loin ont contribué à la réalisation de ce mémoire. Une grande part de la réussite d'un travail provient de la collaboration et l'appui de plusieurs personnes auxquelles j'exprime ici ma gratitude.

Tout d'abord, à mon directeur de recherche le Professeur Mohamad Swan pour m'avoir accepté au sein de son équipe de recherche, pour sa disponibilité et son sens critique.

Je désire exprimer également ma reconnaissance aux membres de Jury qui ont bien accepté de participer à l'évaluation de ce travail.

À tous mes collègues réunis autour du groupe de recherche POLYSTIM et du GRM avec lesquels j'ai partagé une réflexion scientifique très appréciable. Il y a bien sûr les moments exceptionnels passés ensemble et qui nous ont permis de fraterniser.

De même, je tiens à adresser toute ma reconnaissance aux techniciens et au restant du personnel de la section microélectronique.

Que tous soient remerciés.

RÉSUMÉ

Le présent travail s'inscrit dans l'optique de préparer les évolutions technologiques de la nouvelle génération des systèmes de communications sans fil qui est actuellement en pleine mutation. Il vise en fait à prospecter les voies prometteuses pour la réalisation des circuits radiofréquences performants. L'objectif principal est l'analyse et la conception d'un mélangeur RF en technologie CMOS 0.18 μm dédié pour des applications à 5 GHz. Le travail consiste donc à obtenir à partir d'une technologie de base, des circuits opérationnels pour les systèmes radiofréquences.

Compte tenu des différents types de mélangeurs existants, les mélangeurs actifs ont par rapport aux mélangeurs passifs l'avantage de procurer un certain gain de conversion et de ne nécessiter qu'une faible puissance d'oscillation locale. Cette caractéristique est particulièrement intéressante pour combiner le changement de fréquence et l'amplification dans un même circuit. Or, l'attrait de cette approche réside dans le fait qu'elle permet une diminution du nombre d'étages impliquant ainsi une réduction du bruit, du coût et de la consommation de puissance. Afin de satisfaire notre objectif, notre choix s'est orienté vers un mélangeur actif. À cet effet, nous proposons une topologie doublement équilibrée dérivée de la cellule de Gilbert. Ainsi, ce type de topologie permet d'offrir des avantages intéressants tel que le gain de conversion, une bonne isolation entre les ports, un faible niveau d'injection de l'oscillateur local, et un bon compromis entre la linéarité et la consommation.

En raison de la nature évolutive de la technologie CMOS, la conception des circuits intégrés radiofréquences demeure un défi constant. D'autant plus qu'à haute fréquence, les contraintes sont plus sévères, leurs effets sont complexes et leurs mécanismes mal compris. Ceci oblige à examiner une nouvelle adaptation de la cellule de Gilbert en CMOS et donc à trouver des solutions ponctuelles pour supporter ces contraintes.

Afin d'évaluer les incidences de l'avancée technologique sur les mélangeurs en haute fréquence et d'identifier les limites de la technologie ainsi que leurs effets sur les performances des systèmes ; nous avons conçu, fabriqué et testé un mélangeur actif en CMOS. La technologie CMOS 0.18 μm disponible au moment de ce travail a permis néanmoins d'obtenir des résultats révélant une bonne potentialité de la technologie CMOS en matière de mélangeurs radiofréquences. Ainsi, le mélangeur exhibe une valeur de gain de conversion de 25.14 dB et une consommation de puissance de 4 mW. Les résultats obtenus attestent de la fiabilité de la proposition pour les applications hautes fréquences.

ABSTRACT

This work is intended to prepare the technological evolution of the new generation of wireless telecommunication systems which is actually in full change. Thus, it aims at prospecting the promising ways for the realization of the powerful radio frequencies circuits. The principal objective is the analysis and the design of a RF mixer using 0.18 μm CMOS technology dedicated for applications at frequency up to 5 GHz. Thus, the present work consists in obtaining functional circuitries applicable for radiofrequency systems starting from basic technology.

Taking into account the various types of existing mixers, the active mixers have the ability to provide gain and require low local oscillator power. This characteristic is particularly interesting as it allows to combine the frequency changing and amplification in the same circuit. The significance of this approach relies on the fact that it allows a reduction in the number of stages which further leads to reducing noise, cost and power consumption. In order to reach our objectives, our choice was directed towards an active mixer. For this purpose, we propose a doubly balanced topology derived from the Gilbert multiplier. Such topology offer advantages such high gain, low noise, high port to port isolation, reduced local oscillator power.

The evolutionary nature of the CMOS technology imposes new challenges and requires different architectures. Especially at high frequencies, the design constraints are more

complicated, their effects are complex and not well-understood. This requires the designer to examine new adaptations of the Gilbert Cell in CMOS technology and look for solutions to the constraints.

We have designed, verified and fabricated an active mixer using 0.18 μm process of TSMC CMOS technology. Such design enables us to evaluate the impact of technology evolution on the mixers and to identify the limits on system performances, especially in high frequency applications. The designed mixer produces a conversion gain of about 25.14 dB and consumes 4 mW. The results obtained confirm the suitability of the proposed design in high frequency applications.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iv
REMERCIEMENTS.....	v
RÉSUMÉ	vi
ABSTRACT.....	viii
TABLE DES MATIÈRES	x
LISTE DES FIGURES	xv
LISTE DES TABLEAUX.....	xviii
LISTE DES ABBRÉVIATIONS ET SYMBOLES.....	xix
LISTE DES ANNEXES	xxv
 CHAPITRE 1: INTRODUCTION.....	 1
1.1 Présentation du domaine	1
1.2 Tendance actuelle dans la conception des systèmes radio.....	3
1.2.1 Nouvelles bandes hautes fréquences.....	6
1.3 Motivation.....	7
1.4 Objectifs.....	9
1.5 Architectures des systèmes radiofréquences.....	11

1.5.1 Architecture hétérodyne.....	12
1.5.2 Architecture homodyne ou à conversion directe	16
1.5.2.1 Tensions de décalage	17
1.5.2.2 Déséquilibre des voies I/Q.....	18
1.5.2.3 Bruit 1/f.....	19
1.5.3 Architectures « Low-IF ».....	19
1.5.4 Architectures à rejet d'images	20
1.5.5 Émetteurs	21
1.6 Organisation du mémoire.....	21
 <u>CHAPITRE 2: PARAMÈTRES D'ÉVALUATION DES MÉLANGEURS.....</u>	 <u>23</u>
2.1 Introduction.....	23
2.2 Niveau en dBm	24
2.3 Gain de conversion	25
2.4 Figure de bruit.....	27
2.4.1 Étages cascades.....	29
2.5 Distorsion non linéaire.....	31
2.6 Point de compression à 1 dB.....	36
2.7 Point d'interception d'ordre 3 (IP3).....	38
2.7.1 IIP3 des étages cascades	40
2.8 Sensibilité et le signal minimum détectable.....	41
2.9 Gamme dynamique	42

2.10 Isolation.....	43
2.11 Conclusion	44
 CHAPITRE 3: TOPOLOGIES DES MÉLANGEURS RF	45
3.1 Introduction.....	45
3.2 Principe de la conversion de fréquence	46
3.3 Topologies des mélangeurs passifs.....	48
3.3.1 Structures symétriques dites équilibrées.....	48
3.3.1.1 Structures symétriques à deux diodes (SBM).....	49
3.3.1.2 Structures symétriques en anneau (DBM).....	51
3.3.2 Structures à transistors (FET)	54
3.3.3 Structures asymétriques à transistors (SEM)	55
3.3.3.1 Structures à commutation	55
3.3.3.2 Structures résistives à FET.....	56
3.3.4 Structures symétriques à transistors (DBM).....	57
3.4 Topologies actives à transistors (BJT/MOSFET)	59
3.4.1 Structures asymétriques à transistors	59
3.4.2 Structures à double grille isolée (DGFET)	62
3.4.3 Structures différentielles actives équilibrées (SBM)	62
3.4.4 Structures doublement différentielles (DBM)	65
3.5 Conclusion	67

CHAPITRE 4: CONCEPTION DU MÉLANGEUR CMOS	68
4.1 Introduction.....	68
4.2 Limitations de la technologie CMOS	68
4.2.1 Effets du canal court	70
4.3 Spécifications.....	72
4.4 Choix de la topologie du mélangeur CMOS.....	72
4.4.1 Principe du mélangeur DBM en CMOS	75
4.5 Méthodologie de la mise en œuvre du mélangeur	78
4.5.1 Problématique de la fréquence image	78
4.5.2 Dimensionnement des transistors MOS.....	80
4.5.3 Proposition du mélangeur CMOS.....	81
4.5.3.1 Distorsion et non linéarité du mélangeur CMOS.....	82
4.5.3.2 Charges actives PMOS	87
4.5.3.3 Circuit de polarisation.....	89
4.5.3.4 Contraintes pratiques de la conception	91
4.6 Modèle de bruit du mélangeur CMOS.....	92
4.7 Conclusion	94
 CHAPITRE 5: SIMULATION ET EXPÉRIMENTATION	 96
5.1 Introduction.....	96
5.2 Caractéristiques des analyses du mélangeur	96
5.3 Résultats des simulations	97

5.3.1	Analyse en continu et transitoire du mélangeur.....	98
5.3.2	Gain de conversion	101
5.3.3	Figure de bruit (NF).....	103
5.3.4	Point de compression à 1dB.....	105
5.3.5	Linéarité	105
5.3.6	Isolations entre les ports.....	106
5.4	Dessin des masques du mélangeur.....	108
5.5	Résultats expérimentaux	111
5.5.1	Réalisation des circuits d'expérimentation	112
5.5.1.1	Propriétés des lignes de transmission.	113
5.5.1.2	Phénomènes parasites des circuits.	113
5.5.1.3	Méthode de calibrage	114
5.5.2	Circuit imprimé du mélangeur	116
5.5.3	Cartes des tests.....	119
5.5.3.1	Circuit de test des paramètres S	119
5.5.3.2	Circuit de test du mélangeur	121
5.6	Conclusion	122
CHAPITRE 6: CONCLUSION GÉNÉRALE		123
BIBLIOGRAPHIE.....		127

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Schéma synoptique d'un récepteur.....	2
Figure 1.2 : Allocation des fréquences dans le spectre 5 GHz	7
Figure 1.3 : Système de communication bidirectionnelle.....	9
Figure 1.4 : Architecture d'un récepteur hétérodyne	13
Figure 1.5 : Architecture d'un récepteur homodyne : (a) simple, (b) en quadrature	16
Figure 1.6 : Fuites indésirables: (a) Fuites de l'oscillateur, (b) Fuites d'interférences ...	18
Figure 1.7 : Architectures à réjection d'image de type (a) Hartley et (b) Weaver	20
Figure 2.1 : Représentation du bruit dans un système non linéaire	28
Figure 2.2 : Étages non linéaires en cascade.....	30
Figure 2.3 : Système non linéaire	32
Figure 2.4 : Spectre en sortie d'un système non linéaire	35
Figure 2.5 : Effet de l'intermodulation dans un récepteur non linéaire	36
Figure 2.6 : Interprétation graphique de l'intermodulation	37
Figure 3.1 : Symbole d'un mélangeur.....	47
Figure 3.2 : Mélangeur équilibré à deux diodes (SBM)	49
Figure.3.3 : Mélangeur en anneau à diodes (DBM).....	52
Figure 3.4 : Circuit équivalent du mélangeur en anneau pour LO positif	52
Figure 3.5 : Mélangeur fonctionnant en : a) interrupteur simple b) interrupteur NMOS	56

Figure 3.6 : Mélangeur résistif à FET	56
Figure.3.7 : Mélangeur en anneau à transistors MOS (DBM)	58
Figure.3.8 : Mélangeur actif à transistor MOS	60
Figure.3.9 : Topologie du mélangeur DGFET	62
Figure 3.10 : Mélangeur différentiel (SBM)	63
Figure.3.11 : Mélangeur à cellule de Gilbert (DBM)	66
Figure 4.1 : Version MOS du mélangeur à cellule de Gilbert	76
Figure 2.2 : Principe de fonctionnement de la cellule de Gilbert	78
Figure 4.3 : Paires différentielles avec (a) source de courant, (b) sources à la masse	83
Figure 5.1: Réponse transitoire du mélangeur à entrée unique, cas (a) et (b)	99
Figure 5.2 : Réponse transitoire du mélangeur à entrée double, cas (a) et (b)	100
Figure 5.3 : Gain de conversion en tension du mélangeur en fonction de la fréquence :	
(a) Entrée différentielle, (b) Entrée unique.	102
Figure 5.4 : Figure de bruit du mélangeur : (a) Entrée différentielle, (b) Entrée unique	104
Figure 5.5 : Simulation du point de compression à 1dB du mélangeur	105
Figure 5.6 : Point d'interception d'ordre 3 (IP3) du mélangeur	106
Figure 5.7 : Isolation entre les ports : (a) Isolation LO-IF, (b) Isolation LO-RF	107
Figure 5.8 : Réduction de l'effet résistive d'un transistor par la méthode multi-doigts	109
Figure 5.9 : Dessin des masques d'une paire différentielle du mélangeur CMOS	111
Figure 5.10 : Photographie du mélangeur CMOS	112

Figure 5.11 : Éléments parasites associés au boîtier	114
Figure 5.12 : Modèle en paramètres S de la TRL	116
Figure 5.13 : Kit de calibration TRL	116
Figure 5.14 : Circuit imprimé du mélangeur	117
Figure 5.15 : Caractéristique de la phase des accès du port RF : avant optimisation	118
Figure 5.16 : Caractéristique de la phase des accès du port RF : après optimisation	118
Figure 5.17 : Caractéristique de la phase des accès du port LO : après optimisation....	118
Figure 5.18 : Circuit de mesure des S paramètres	119
Figure 5.19 : Impédance du port LO.....	120
Figure 5.20 : Impédance du port RF	120
Figure 5.21 : Impédance du port IF	121
Figure 5.22 : Carte de test du mélangeur	122

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 : Divers standards en télécommunication	4
Tableau 5.1 : Sommaire des caractéristiques du mélangeur	108

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SYMBOLES

ABRÉVIATIONS

2G	2 nd generation (GSM).
3G	3 rd generation (IMT2000/UMTS).
A/D	Analog to digital converter.
ANSI	American National Standards Institute.
BALUN	Balance/Unbalance transformer.
BB	Base Band.
BJT	Bipolar junction transistor.
BDR	Blocking dynamic range.
BER	Bit error rate.
BICMOS	Bipolar complementary metal-oxide semiconductor.
BTS	Base transceiver station.
CMOS	Complementary metal oxide semiconductor.
DBM	Double balanced mixer
DECT	Digital Enhanced Cordless Telephone.
DCS 1800	Digital Cross-Connect System.
DUT	Device under test.
DGFET	Dual gate field effect transistor.
DUX	Duplexer.

DSB NF	Double sideband noise figure.
DSP	Digital signal processing.
EDGE	Enhanced Data rate for GSM Evolution.
ETSI	European Telecommunications Standard Institute.
FET	Field effect transistor.
GaAs	Gallium arsenide.
GPS	Global Positioning System.
GSM	Global System for Mobile Communications.
GPRS	General Packet Radio Service.
HBT	Heterojunction bipolar transistor.
HEMT	High electron mobility transistor.
IMT2000	International Mobile Telecommunications of the year 2000.
IC	Integrated circuit.
IM3	Third order intermodulation products.
IIP	Input intercept point.
IP3	Third order intercept point.
IIP3	Input IP3.
IEEE	Institute for Electrical and Electronics Engineers.
ISM	Industrial Scientific Medical.
IS95	CDMA Mobile Station.
IR	Image rejection.
IRR	Image rejection ratio.

JFET	Junction Field Effect Transistor.
LNA	Low noise amplifier.
LAN	Local area network.
LPF	Low pass filter.
MOS	Metal oxide semiconductor.
MOSFET	Metal oxide semiconductor field effect transistor.
MESFET	Metal semiconductor field effect transistor.
NMOS	N-channel MOSFET.
OIP	Output intercept point.
PAC	Periodic AC analysis.
PCB	Printed circuit board.
PCS 1900	Personal Communications System.
PSS	Periodic steady state analysis.
PNOISE	Periodic noise analysis.
PXF	Periodic transfer function.
RFIC	Radio frequency integrated circuit.
SAW	Surface acoustic wave (filter).
SBM	Single balanced mixer
SEM	Single ended mixer.
SFDR	Spurious free dynamic range, SFDR.
SNR	Signal to noise ratio.
SSB NF	Single sideband noise figure.

TRL	Thru-Line-Reflect calibration procedure.
UMTS	Universal Mobile Telecommunications Systems.
VLSI	Very large scale integration.
WIFI	Wireless fidelity.
WLAN	Wireless local access network.

SYMBOLES

ϵ_0	Permittivité du vide (8.85×10^{-12} F/m).
γ	Constante de « body effect » ($V^{1/2}$).
Γ	Coefficient de réflexion.
λ	Longueur d'onde (m).
μ	Mobilité non-dégradée des porteurs dans le canal d'un MOS.
Ω	Ohm.
ω	Fréquence angulaire en radian.
B	Largeur de bande.
C	Capacité
C_{ox}	Capacité grille-canal d'un transistor MOS.
E_{sat}	Champ de saturation.
F_{LO}	Fréquence de l'oscillateur local.
F_{IF}	Fréquence intermédiaire.
F_{RF}	Fréquence radio.

f_T	Fréquence à gain unitaire..
$1/f$	Flicker noise.
G_v	Gain en tension.
G_p	Gain en puissance disponible.
g_m	Transconductance.
I/Q	Composantes en phase et en quadrature d'une fonction.
I_{DS}	Courant drain-source d'un transistor MOS.
IF	Fréquence intermédiaire.
$IIP3, OIP3$	3 ^e point d'interception (dBm) en entrée, sortie.
K	Constante de transconductance d'un MOS (A/V^2).
L	Longueur de la grille d'un MOS.
LO	Oscillateur local.
NF	Figure de bruit.
N_0	Plancher de bruit.
Q_f	Facteur de qualité.
q	Charge de l'électron ($1.602 \times 10^{-19} C$).
R	Résistance.
R_D	Résistance d'une diode.
R_{DS}	Résistance séries d'un transistor MOS.
RF	Fréquence radio.
R_x	Réception.
Si	Silicium.

SiGe	Silicium germanium.
t	temps.
T	Température en Kelvins.
t_{ox}	Épaisseur de l'oxyde de grille d'un MOS.
T_X	Transmission.
V	tension.
V_{DS}	Tension drain-source.
V_{gs}	Tension grille-source.
V_{IF}	Tension de la fréquence intermédiaire.
V_{LO}	Tension de l'oscillateur local.
V_{RF}	Tension de la fréquence radio.
V_{th}	Tension de seuil d'un transistor MOS (mV).
W	Largeur de la grille d'un MOS.

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE A : DIFFÉRENTES ARCHITECTURES BASSE IF.	137
ANNEXE B : PRINCIPALES TECHNOLOGIES EN RF.	139
ANNEXE C : ANALYSE DU BRUIT HAUTE FRÉQUENCE DU MÉLANGEUR.	141
ANNEXE D : CARACTÉRISTIQUES DES SIMULATIONS.	150

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

1.1 Présentation du domaine

Durant la dernière décennie, le marché des télécommunications a connu avec les applications sans fil un essor considérable qui se caractérise par une mutation profonde à travers des aspects aussi bien technique qu'économique. Ceci a eu pour conséquence des avancées scientifiques et technologiques dont ce chapitre dépeint les principales caractéristiques.

La transmission par voie hertzienne offre dans la pratique quelques solutions à des problèmes qui autrefois ne pouvaient pas être résolus ou qui ne pourront jamais l'être par la transmission câblée. Mobilité, économie de place, accès plus facile et confort d'utilisation sont parmi les avantages qui pousseront cette tendance à s'imposer de plus en plus, et à devenir omniprésent dans le domaine des télécommunications. Un système radio est constitué d'un émetteur et d'un récepteur, lesquels sont tous deux munis d'antennes qui émettent ou reçoivent des ondes radio à travers une station de base BTS (Base transceiver station) [46] [38].

Depuis l'avènement du premier système radio inventé par Armstrong, différentes améliorations techniques furent réalisées et de nombreuses architectures ont été développées dont chacune diffère dans sa complexité et sa performance [1][4][34]. Au delà des spécificités, chaque système radio est constitué de fonctions de base qui peuvent être représentées par un schéma synoptique comme le montre la figure 1.1.

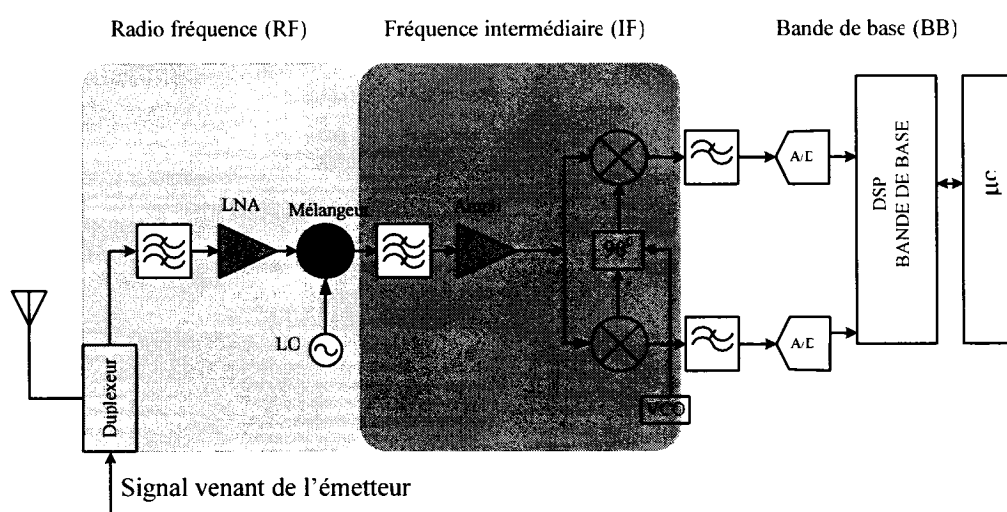


Figure 1.1 : Schéma synoptique d'un récepteur

À l'entrée de la chaîne de réception se trouve l'antenne qui reçoit des signaux utiles et d'autres indésirables. En fait, le signal radiofréquence (RF) reçu est ramené en bande de base (BB) ou démodulé avant d'être traité par le module de traitement numérique du signal (DSP). Tout d'abord, le signal RF est filtré pour éliminer les signaux parasites non désirés. Ensuite, compte tenu du faible niveau des signaux à la réception, l'antenne est reliée à un amplificateur à faible bruit (LNA) à travers un sélecteur de mode dénommé duplexeur. La sélection du canal utile se fait en deux étapes ou plus, par

filtrage analogique, la sélection de la bande de réception étant en général une première étape. Le passage des fréquences radio aux basses fréquences peut lui aussi s'accomplir en une ou plusieurs étapes. Le changement de fréquence consiste à transposer le signal reçu à une fréquence intermédiaire (IF). Le mélangeur est donc l'élément qui accomplit cette opération de translation. À la sortie du mélangeur le signal est filtré encore une fois afin d'éliminer tous les signaux parasites et les bruits qui accompagnent le signal utile. Par la suite, un amplificateur IF amplifie le signal reçu obtenu à la sortie du mélangeur qui sera converti par un ADC à un signal numérique pour un traitement subséquent. Dans certaines structures, à la sortie de l'amplificateur IF, le signal comporte deux chemins en quadrature avec un agencement des mélangeurs qui vise l'annulation des images non désirées générées lors de la conversion. En bout de chaîne, le processeur numérique restitue l'information d'origine.

1.2 Tendances actuelles dans la conception des systèmes radios

Quelques années auparavant, le marché des télécommunications connaissait un ralentissement considérable dans le développement et les systèmes radio d'émission/réception appelés « transcepteurs » étaient réalisés à base de composants discrets, volumineux et de forte puissance. Avec l'avenue de la téléphonie sans fil, le marché est en croissance continue. Cet essor constitue un enjeu commercial majeur, compte tenu de la part prépondérante des composants électroniques dans la composition des systèmes (GSM, DECT, UMTS, WLAN,...).

En fait, cette croissance a contribué à la prolifération des applications et des infrastructures en fonction de chaque avancée de la technologie sans fil qui est toujours avide de nouvelles solutions. Comme le montre le tableau 1.1, cette tendance amène aujourd'hui un nombre considérable de systèmes qui se diversifient quant aux technologies et normes utilisés. D'ailleurs, le réseau de communication existant n'est pas défini pour accepter une telle prolifération massive.

Tableau 1.1 : Divers standards en télécommunication

Services	Standards
Cellulaires	AMPS IS-54,IS-136, D-AMPS IS-95 GSM,DCS-1800,PCS-1900,E-GSM PDC IMT2000/UMTS
Téléphones sans fil fixe	DECT CT2 PHS
WLAN	IEEE 802.11 HomeRF Bluetooth HIPPERLAN1&2 U-NII
Satellite	GPS Iridium GlobalStar

La plupart des réseaux sans fil déployés aujourd'hui appartiennent à la deuxième génération (2G et 2.5G) qui généralement opèrent autour de la fréquence de 1 GHz tel que le GSM, IS-95, PDC [2][5][37][39]. Cependant, les perspectives « Wireless » ne s'arrêtent pas à cet univers. Le nouvel univers des communications sans fil est aussi

celui d'un ensemble complètement connecté (services intégrés) avec l'objectif d'intégrer les divers services de transmission existants ou en cours de déploiement. Cette fulgurante évolution se caractérise particulièrement par des services très variés (voix audio, vidéo, image, multimédia), sur large bande avec accès à des très hauts débits d'information.

Les développements en cours dans ce domaine sont nombreux. On peut citer les standards spécialisés dans les communications mobiles faible distance (Bluetooth), ou encore ceux qui sont dédiés aux très forts débits d'information tel que UMTS (Universal Mobile Telecommunications Systems), ou l'Européenne HIPERLAN (High Performance Radio Local Area Network) et son homologue américaine IEEE 802.11.

Toutefois, parmi cette diversité, les réseaux locaux sans fil « WLAN » connaissent un formidable essor dans le domaine de l'accès sans fil. Cette technologie en train de devenir l'une des principales solutions de connexion et déjà ses produits inondent le marché à l'échelle mondiale. D'ailleurs, plusieurs standards sont en compétition tel que le IEEE 802.11, HomeRF, Hipperlan2. Cependant, un consensus émerge autour des produits IEEE 802.11b de type WIFI et IEEE 802.11a de type WIFI 5 [2][20] et un grand intérêt se manifeste à l'égard de leurs utilisations. Plusieurs versions du standard 802.11 existent déjà (802.11a,b,e,f,g,h,i). Le standard WIFI 802.11b offre un débit théorique de 11 Mbps, mais des débits encore plus élevés sont offerts par ses successeurs tel que le IEEE 802.11a (54 Mbps).

Face à cette évolution, les contraintes et la complexité des systèmes ont augmenté, ce qui nécessite un changement radical des fonctionnalités des systèmes spécifiquement à chaque saut technologique. En fait, ceci impose des solutions ponctuelles de plus en plus soignées qui répondent le mieux à la pression qu'entraînent les rapides évolutions du marché des télécommunications.

1.2.1 Nouvelles bandes hautes fréquences

Au cours des années, les transmissions radioélectriques à travers n'importe quelle distance significative ont été strictement réglées pour que les utilisateurs n'interfèrent pas entre eux. L'émission dans des spectres bien définis est réglementée dans chaque pays par des organismes régulateurs tel que Industrie Canada (IC) au Canada et la Federal Communications Commission (FCC) aux États Unis.

Le problème majeur associé à l'effervescence du marché des télécommunications est sans doute le nombre de technologies et des services qui rivalisent sur une partie du spectre radio. Effectivement, la coexistence des nombreuses technologies dans le spectre 80MHz de la bande 2.4GHz est difficile à gérer alors que des problèmes de saturation sont déjà perçus. Plus précisément, ce spectre souffre d'une part de l'occupation excessive par les utilisateurs et d'autre part du problème des interférences causées par d'autres équipements qui opèrent sous les mêmes ondes hertziennes (les fours micro-

ondes, les radars, etc.). Donc, gérer convenablement l'utilisation de ce spectre est devenu une tâche extrêmement difficile étant donnée la variété des services et des technologies impliquées.

Afin de pallier aux besoins précédemment mentionnés et compte tenu du nombre toujours croissant d'utilisateurs avec des objectifs encore plus ambitieux en terme de débit binaire, la FCC a alloué aux environs de 5 GHz (figure 1.2), une nouvelle bande de fréquence de 300MHz appelée U-NII (Unlicensed national information infrastructure) [20]. Cette bande est compatible avec la norme Européenne HIPERLAN [7]. Ainsi, le spectre 5GHz étant moins occupé procure plus de souplesse, une large bande passante et des débits élevés ce qui favorisera la migration vers les futures technologies.

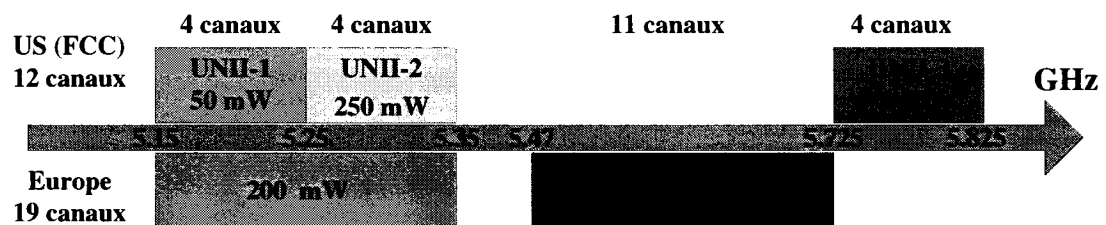


Figure 1.2 : Allocation des fréquences dans la bande 5 GHz

1.3 Motivation

Le domaine des télécommunications avec un nombre d'utilisateurs sans cesse croissant a engendré une prolifération de nouveaux services et d'applications. La multiplication des réalisations et le besoin toujours croissant des systèmes à haut débit a donc motivé la

migration vers les bandes hautes fréquences (5GHz) [19][20]. Avec cette évolution, non seulement les contraintes et les performances ont augmenté mais également la complexité des systèmes. Ceci nécessite le développement de nouveaux systèmes qui devront répondre à des critères très sévères imposés par cette mutation. Or, cette tendance qui se produit se caractérise par une recherche effrénée de la performance à bas coût et exige des solutions de plus en plus intégrées, et à faible consommation.

Traditionnellement, les systèmes de communications sont réalisés avec des technologies différentes, l'arsénure de gallium (GaAs) ou le silicium germanium (SiGe) pour la partie radio fréquence (RF) et le CMOS pour la partie bande de base (BB), comme l'illustre la figure 1.3. Les technologies GaAs ou SiGe sont utilisés pour leurs fréquences de transition relativement élevées et leur faible niveau de bruit. Par contre, leurs coûts de fabrication sont onéreux et ils sont incompatibles avec les modules numériques. D'autre part, l'utilisation de la technologie CMOS permettant d'atteindre des niveaux d'intégration très élevés présente des avantages significatifs pour la réalisation des circuits intégrés radiofréquences. En effet, l'énorme effort fourni par l'industrie de la microélectronique au cours des dernières années pour réduire les dimensions des transistors, rend de plus en plus possible l'intégration de fonctions radiofréquences en technologie CMOS [3]. Ainsi, des fréquences de transition f_T de plus en plus élevées (100GHz) sont maintenant atteintes par des transistors 0.1 μm [47]. Cette intégration vise la réduction du coût, de la taille et de la consommation tout en augmentant la fonctionnalité du système. En outre, elle permet l'intégration complète des circuits

analogiques et numériques sur une seule puce. Cependant, l'intégration et la conception à basse tension et tout particulièrement les applications en hautes fréquences imposent de nouveaux défis et nécessitent de nouvelles architectures capables de répondre à ce changement.

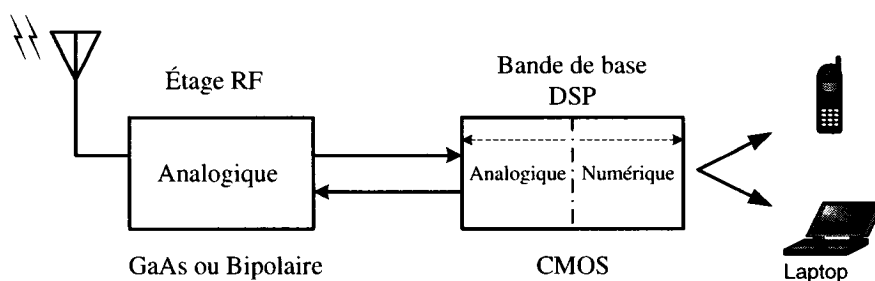


Figure 1.3 : Système de communication bidirectionnel

Pour répondre à ce besoin, beaucoup de recherches sont entreprises pour tenter de trouver des solutions [39][36][48][34]. Cependant, les progrès technologiques continuent encore d'évoluer et demandent à chaque saut technologique des solutions innovatrices.

1.4 Objectifs

L'évolution du domaine des télécommunications se caractérise par une forte demande de solutions de plus en plus intégrées, à bas coût et à faible consommation. C'est dans cette optique que ce mémoire de maîtrise s'inscrit. Les objectifs consistent à analyser, concevoir et tester une architecture CMOS dédiée aux hautes fréquences dont la fonction

est de réaliser le processus de mélange des signaux. Plus précisément, ce travail vise la mise en œuvre en technologie CMOS 0.18 μm , d'un mélangeur actif destiné à être utilisé dans le spectre 5 GHz pour lequel de nombreuses applications potentielles existent (WLAN, HIPPERLAN).

La technologie CMOS est optimisée pour la conception numérique. Cependant, son utilisation pour les circuits de haute fréquence implique des compromis et requière l'identification des effets qui limitent ses performances. Ainsi, les contraintes deviennent de plus en plus accrues et les circuits sont extrêmement dépendants des éléments parasites engendrés par les transistors MOS. De la sorte, le défi devient considérable particulièrement pour les circuits non linéaires.

En somme, l'objectif de ce travail n'est pas seulement d'implémenter en CMOS mais aussi de considérer les contraintes associées à la basse tension et à la basse consommation doublées de celles des hautes fréquences. Avec ces exigences, on se demande alors quelles seront les conséquences de cette avancée technologique tant de point de vue des techniques de conception, des propriétés analogiques que du coût de développement.

1.5 Architectures des systèmes radiofréquences

Après avoir introduit le domaine des télécommunications et les principales normes de téléphonie sans fil, nous allons maintenant présenter les architectures des systèmes d'émission/réception radiofréquences. La réception d'une information s'effectue à travers une chaîne de plusieurs fonctions (amplification, filtrage, etc.) qui se caractérisent par des éléments électroniques et constituent un système de communication radiofréquence. Néanmoins, à l'instar des systèmes, d'autres techniques additionnelles sont requises pour le traitement de l'information telles que les techniques de modulation (PSK, FSK, FHSS, OFDM, etc.) et les techniques d'accès (TDMA, FDMA, CDMA, etc.). Cependant, ces considérations ne font pas l'objet de notre travail mais le lecteur peut trouver les informations relatives dans les ouvrages [38] [46].

Au cours des années, différentes architectures radio ont été élaborées avec des spécificités particulières. Les caractéristiques requises pour une architecture se déterminent en fonction de critères techniques (exigences liées au spectre radio et à l'application) mais aussi stratégiques comme la complexité, le coût, la dissipation d'énergie et le nombre d'éléments externes. Cependant, les critères changent au rythme des évolutions technologiques et par conséquent deviennent nombreux et complexes [35].

Par ailleurs, l'environnement spectral dans lequel évolue un système de communications sans fil est très contraignant [32] [35]. Effectivement, la présence des interférences n'est pas sans problème, car ils peuvent saturer les étages subséquents d'une chaîne et causent des termes d'intermodulation qui peuvent atterrir dans la bande de travail [1] [39] [36]. Pour cette raison, la sélection du canal ainsi que la suppression des interférences par filtrage ne peuvent se faire immédiatement, c'est à dire à la fréquence radio de réception, car cela impliquerait un facteur de qualité Q_f pour le filtre de tête d'un ordre très élevé. En outre, le filtre devrait être accordable en fonction de la fréquence du canal, c'est à dire qu'il devrait couvrir toute la bande de communication.

Pour remédier à ce problème, il est nécessaire, soit d'abaisser la fréquence d'opération à une fréquence intermédiaire, soit de directement convertir le signal en bande de base c'est à dire autour de la fréquence zéro. La première solution fait référence à la réception hétérodyne et la deuxième à la réception homodyne. D'ailleurs, chaque type d'architectures radios présente des particularités dont nous proposons d'identifier les avantages et les inconvénients et d'en définir les principales spécifications.

1.5.1 Architecture hétérodyne

Grâce à ses bonnes performances en termes de sélectivité et de sensibilité, l'architecture hétérodyne dont une représentation synoptique est montrée à la figure 1.4, est sans doute la plus utilisée dans les mobiles de deuxième génération. Pour isoler l'information,

plusieurs changements de fréquence sont parfois nécessaires. Ces changements de fréquence impliquent plusieurs étages de conversion. Notons que le filtrage du canal utile centré à une fréquence radio élevé requiert un facteur de qualité très élevé. Alors, pour relaxer le facteur Q_f exigé par le filtre RF de sélection, nous recourons à l'abaissement des fréquences. Plusieurs prototypes de cette architecture ont été développés et sont décrits dans [8] [34].

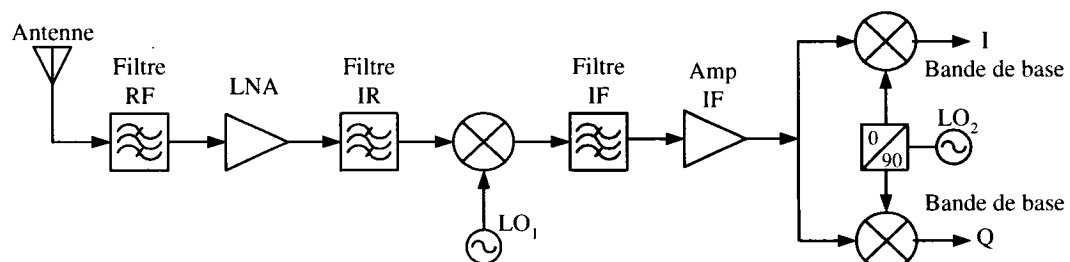


Figure 1.4 : Architecture d'un récepteur hétérodyne

Le principe de fonctionnement est la transposition de la bande de réception autour d'une fréquence intermédiaire IF, puis une transposition en bande de base centrée sur la fréquence centrale du canal souhaité. La transposition du spectre se réalise par la multiplication du signal RF avec le signal issu d'un oscillateur local. Ensuite, le signal résultant est multiplié par le signal d'un second oscillateur local, lui variable, centré sur la fréquence du canal voulu. En tête de la chaîne, un filtre RF de présélection des bandes permet d'isoler la bande de réception en présence des interférences, puis un LNA amplifie le signal.

Toutefois, l'utilisation d'une fréquence intermédiaire amène plusieurs difficultés dont celle de la fréquence image [35]. Pour supprimer l'effet de la fréquence image, bien évidemment, on peut utiliser un filtre sélectif et ceci bien sûr avant la première conversion de fréquence. Les contraintes imposées au filtre sont alors d'autant plus souples que la fréquence intermédiaire choisie est grande.

Le filtre RF sert non seulement à supprimer les interférences hors bandes mais aussi à abaisser les exigences de la gamme dynamique des étages subséquents et d'atténuer les réponses parasites telles que la fréquence image. Typiquement, les filtres RF peuvent être à ondes acoustiques de surface (SAW) qui existent pour des fréquences allant de 100 MHz à quelques gigahertz [46], ou encore à résonateurs à céramique ou à cristal [37]. Bien d'autres filtres comme celui à ligne de transmission intégrés opérant pour des fréquences allant de 20 à 100 GHz seraient réalisables [25]. Il est important de signaler qu'un filtre occasionne des pertes qui sont critiques puisqu'elles s'ajoutent directement au bruit. Ces pertes sont de l'ordre de 1.5 à 6 dB selon la technologie choisie [23].

Le LNA permet une amplification à faible bruit du signal utile ce qui réduit la contribution au bruit des étages subséquents de la chaîne [35]. Cependant, le gain qu'il apporte consiste à surmonter le bruit injecté par les étages successifs de cette chaîne à condition qu'il ne doive pas compromettre leurs linéarités. Après le LNA, un filtre à rejet d'image (IR) est requis avant le mélangeur pour supprimer la fréquence image (f_{im}). Ensuite, suit le mélangeur qui ramène le spectre de la bande réception autour de la

fréquence IF choisie. Avant le deuxième mélangeur, nous utilisons un filtre IF de sélection du canal. Dans ce cas, les contraintes sur le facteur de qualité Q_f des filtres IF y sont moindres [35] [46]. Après le premier filtre IF, nous utilisons un bloc d'amplification du signal, permettant d'une part, d'amplifier le signal utile, d'autre part, d'ajuster sa dynamique à celle du convertisseur A/D. À cet égard, nous devons utiliser un amplificateur à gain variable (VGA). L'amplificateur IF peut être suivi par un autre étage de conversion. Cette seconde conversion peut être simple ou en quadrature.

Pour permettre l'accès à l'information "phase" du signal reçu, on préfère décomposer le signal sur deux voies I et Q pour ne pas perdre d'informations et d'accroître l'efficacité spectrale [8]. Cette transposition de fréquence est réalisée à l'aide de deux mélangeurs en quadrature.

Bien que la technique hétérodyne soit bien maîtrisée, elle présente néanmoins des inconvénients qui la rendent peu performante. Les filtres RF, filtres de sélection de bandes et ceux de réjection d'image, ne sont pas intégrés en règle générale, ils sont encombrants et dégradent le facteur de bruit de la chaîne en générant des pertes d'insertion entre les étages. Bien évidemment, ceci exige une adaptation d'impédance entre chaque bloc, qui complique inévitablement les exigences sur le LNA [14]. En outre, le nombre d'étages cascades de la chaîne complique la réalisation qui de toute évidence aboutit à un coût et une consommation élevée du système.

1.5.2 Architecture homodyne ou à conversion directe

L'architecture à conversion directe, appelée également homodyne ou zéro-IF peut être considérée comme un cas particulier de l'hétérodyne. En effet, cette architecture permet de transposer la bande utile directement en bande de base à la fréquence zéro et utilise un filtrage passe bas pour supprimer les interférences, comme le montre la figure 1.5. Plusieurs systèmes de communication disponibles commercialement utilisent cette topologie en particulier le GSM [2] [21].

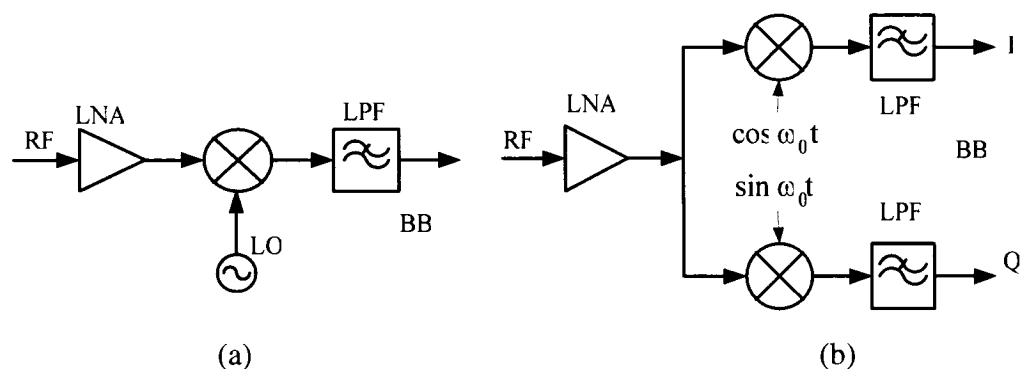


Figure 1.5 : Architecture d'un récepteur homodyne : (a) simple, (b) en quadrature

Ce type d'architectures présente des avantages indéniables. D'une part, il permet d'éliminer le problème lié à la fréquence image puisque la fréquence intermédiaire f_{IF} est égale à zéro. Nous pouvons ainsi éviter l'utilisation du filtre de réjection d'image. D'autre part, la translation du signal aux basses fréquences permet d'éliminer les étages intermédiaires et l'adaptation d'impédance nécessaire après le LNA. D'un autre côté, le filtre IF est remplacé par un filtre passe bas (LPF) ce qui permet aux étages suivants de

fonctionner à une fréquence plus faible et donc de consommer moins d'énergie. Pour s'affranchir du problème des pertes d'information, le signal est séparé en deux composantes, en phase (I) et en quadrature (Q). Dans ce cas, la translation du signal se fait à l'aide d'un mélangeur dans chaque voie, les oscillateurs sont à la même fréquence mais déphasés de 90° l'un par rapport à l'autre.

En somme, ce type d'architecture facilite l'intégration monolithique. Par contre, la simplicité du traitement RF impose en contrepartie des contraintes sévères sur le traitement de signal en bande de base. La translation directe du signal de réception sur une fréquence nulle entraîne un bon nombre de problèmes [1] [39] [35] que nous évoquons ci dessous.

1.5.2.1 Tensions de décalage

Le problème le plus sérieux de ce type d'architecture est son extrême sensibilité aux signaux DC qui apparaissent directement comme des signaux parasites dans la bande utile. En fait, plusieurs phénomènes contribuent à la création des tensions de décalage « DC-offsets ». En effet, le mélangeur n'isole pas parfaitement l'oscillateur local du LNA est inversement. Une fuite, non négligeable, provenant de l'oscillateur local (LO) du mélangeur peut apparaître à l'entrée du LNA, et également à l'entrée RF du mélangeur, comme le montre la figure 1.6 a. Ce phénomène dû à une mauvaise isolation peut provenir d'un couplage capacitif ou magnétique, d'un couplage au substrat, et aussi

à travers les fils de connexion « Bondwires ». Ces fuites sont ensuite mélangées à elles-mêmes, produisant une composante continue « offset » relativement importante qui sature l'étage suivant. Par ailleurs, un autre effet similaire se produit si une interférence puissante fuit du LNA ou de l'entrée du mélangeur pour se retrouver sur l'entrée LO du mélangeur et ainsi se multiplier avec lui même, comme le montre la figure 1.6 b.

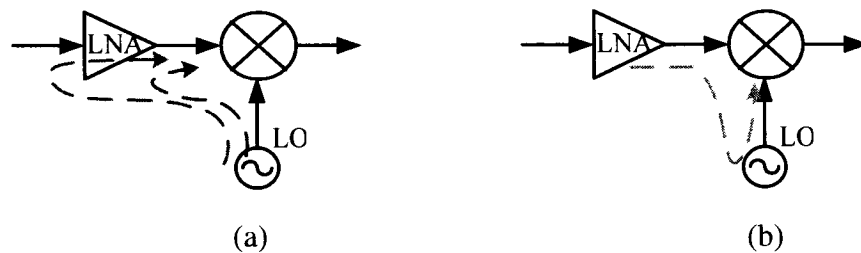


Figure 1.6 : Fuites indésirables: (a) fuites de l'oscillateur, (b) fuites d'interférences

À partir de ces observations, le choix du LNA et du mélangeur devient critique pour pouvoir minimiser ces fuites [35] [26]. Il existe différentes solutions pour s'affranchir de la composante continue indésirable, notamment les techniques d'atténuation d'offset et les algorithmes de compensation introduits dans le DSP [1] [35] [29].

1.5.2.2 Déséquilibre des voies I/Q

Ce phénomène est lié à la topologie même regroupant deux branches en quadrature. Il est présent dans toutes les architectures à deux branches puisqu'il provient d'un appariement imprécis entre les deux branches. Ce phénomène se traduit par une erreur

de phase et de gain qui va déformer la constellation du signal augmentant ainsi le taux d'erreur binaire (BER).

1.5.2.3 Bruit 1/f

Le bruit 1/f connu sous le nom de « flicker noise » est un autre problème de la réception à conversion directe. Ce bruit est caractérisé par une densité spectrale qui augmente, apparemment sans limite, lorsque la fréquence diminue [26]. Comme la translation de fréquence se situe autour de la fréquence zéro, le bruit 1/f des composants dégrade énormément le signal utile. Ce phénomène est plus critique pour les transistors MOS [15] et complique l'application de transistors MOS en RF [35][26].

1.5.3 Architectures « Low-IF »

Le principe de fonctionnement de l'architecture « low-IF » consiste à ramener le signal directement en bande de base. Nous transposons le signal autour d'une fréquence intermédiaire très faible, de l'ordre d'un ou deux canaux. Ceci permet ainsi de réduire le nombre d'éléments fonctionnant en RF, et permet d'éliminer la composante continue indésirable [35]. Nous pouvons donc éliminer « l'offset » mais les difficultés de cette technique sont repoussées vers la bande de base qui doit traiter toute la bande de réception, avec des contraintes sévères en termes de dynamique et de linéarité. Cette architecture reste sensible aux erreurs d'appariement des voies I et Q. Par contre, elle

peut éliminer le problème de « offset », mais pas celui de la réjection d'image [4]. Plusieurs architectures « Low-IF » ont été développée pour tenter de trouver des solutions performantes et qu'on peut trouver à l'annexe A.

1.5.4 Architectures à rejet d'images

Le problème de l'architecture hétérodyne relié au rejet d'image a incité les concepteurs à se tourner vers d'autres méthodes pour y est remédier. Pour éviter l'utilisation d'un filtre, différentes méthodes ont été proposées, notamment par Hartly [17] et Weaver [48] comme l'illustre la figure 1.7 a et b. Dans les deux cas, les images se retrouvent en opposition de phase dans les voies I et Q qui se traduit par leur annulation dans le bloc de sommation. Ceci s'explique par le fait que les deux branches contiennent chacun le signal utile avec la même polarité et l'image avec une polarité opposée. La réjection de ces architectures reste sensible aux imperfections dans l'appariement des deux voies.

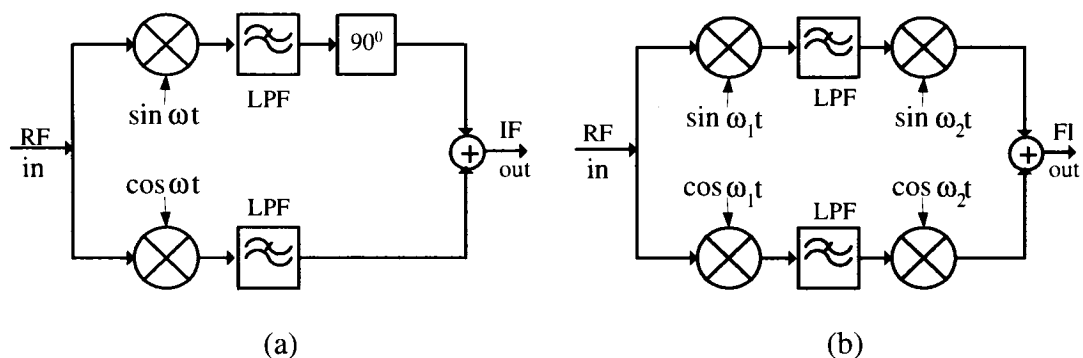


Figure 1.7 : Architectures à réjection d'image : (a) Hartley, (b) Weaver

1.5.5 Émetteurs

Les diverses topologies des récepteurs présentées peuvent aussi servir à la transmission des signaux, en inversant la chaîne de démodulation. La conception du transmetteur s'avère plus simple étant donné que les interférences et la sélectivité n'y sont pas des facteurs aussi déterminants, et il n'y a pas la nécessité de synchroniser les porteuses locale et distante [35].

1.6 Organisation du mémoire

Cet ouvrage se compose de cinq chapitres décrivant les étapes et les points clés de la mise en œuvre des mélangeurs radiofréquences. Le présent chapitre est considéré comme une introduction générale avec la présentation du domaine des télécommunications dans lequel un système d'émission/réception doit évoluer. En premier lieu, il dépeint l'évolution du domaine de télécommunication puis il présente la motivation et cible l'objectif. Dans un deuxième temps, il aborde l'aspect système des chaînes d'émission/réception à travers leurs caractéristiques.

Le chapitre 2 traite des principales figures de mérite utilisées pour caractériser les dispositifs radiofréquences particulièrement les mélangeurs. Il expose les définitions nécessaires à leur évaluation et met en évidence les équations qui relient l'aspect théorique et pratique.

Le chapitre 3 discute des différents types de mélangeurs. Tout d'abord, il présente le principe de la conversion de fréquence. Ensuite, il évoque les caractéristiques des différentes topologies des mélangeurs en tenant compte de l'aspect technologique.

Le chapitre 4 regroupe le travail de conception effectué sur le mélangeur RFCMOS et présente la méthodologie adoptée pour sa réalisation en prenant en compte les contraintes des hautes fréquences.

Le chapitre 5 présente les résultats des simulations et les tests réalisés.

Enfin, la conclusion générale permettra de rappeler l'essentiel du travail réalisé au cours de ce mémoire et présente les perspectives en matière de mélangeurs radiofréquences.

CHAPITRE 2

PARAMÈTRES D'ÉVALUATION DES MÉLANGEURS

2.1 Introduction

Un système réel, élaboré à partir de circuits électroniques, est toujours affecté par des phénomènes externes et internes (bruit, distorsion, etc.) qui limitent ses performances. Ces phénomènes contribuent d'autant plus à dégrader le signal qui est déjà perturbé par des conditions environnementales non idéales. Pour prédire le comportement et la limite de fonctionnement de ces systèmes, et surtout appréhender les différents aspects de la conception RF, il serait donc impératif de bien maîtriser les divers concepts et techniques associés à leur caractérisation.

Les exigences toujours croissantes pour les fonctions RF de qualité rendent de plus en plus complexe la validation de ces dispositifs, et demandent la connaissance des définitions et terminologies nécessaires à la caractérisation des fonctionnalités RF. À cette fin, le présent chapitre aborde les principes et les définitions des principales figures de mérite adoptées pour caractériser les dispositifs RF et en particulier les mélangeurs. De fait, des démonstrations analytiques et des équations les plus utiles seront résumées et viendront appuyer et valider les différents concepts de performance.

2.2 Niveau en dBm

Nous mettons en évidence dans cette partie l'intérêt de l'unité dBm dans le domaine des radiofréquences dont les mesures sont définies généralement en unité de puissance. Les impédances d'entrée et de sortie des dispositifs (amplificateurs, mélangeurs) ont dans la plupart des cas une valeur normalisée égale à 50Ω . Ainsi, le niveau de puissance d'un signal peut être exprimé soit en dBW ou en dBmW (dB par rapport au mW), noté dBm et définit par la relation :

$$\text{dBm} = 10 \log \left(\frac{\text{Puissance (Watts)}}{1 \text{ mW}} \right) \quad (2.1)$$

Un signal peut s'exprimer aussi en tension selon la relation (2.2), dans ce cas dBV est le nombre de décibels au dessus de 1 V_{rms} :

$$\text{dBV} = 20 \log \left(\frac{V_{\text{rms}}}{1 \text{ V}_{\text{rms}}} \right) \quad (2.2)$$

La relation entre les niveaux dBm et dBV par rapport à 50Ω est donnée par la relation :

$$\text{dBm} = 10 \log \left(\frac{V_{\text{rms}}^2}{50} \frac{1000 \text{ mW}}{1 \text{ W}} \right) = \text{dBV} + 13 \quad (2.3)$$

2.3 Gain de conversion

Une des plus importantes caractéristiques de mesure de la performance pour les mélangeurs est le gain de conversion. Le gain de conversion peut être défini en tension ou en puissance et il s'exprime généralement en dB.

Le gain de conversion est défini comme étant le rapport du signal disponible à la sortie IF (ou la bande de base) sur le signal à l'entrée RF. Le gain de conversion en tension (G_v) est le rapport entre la tension efficace du signal IF et la tension efficace du signal RF. Le gain de conversion en puissance (G_p) est défini comme étant le rapport entre la puissance à la fréquence IF et la puissance disponible à la source à la fréquence RF. Il faut remarquer dans ces cas que les signaux sont centrés autour de fréquences différentes.

Le gain de conversion peut être positif ou négatif. Si le gain est inférieur à l'unité alors on le désigne sous le nom de pertes de conversion (conversion loss). Plus les pertes de conversion sont élevées plus le bruit du système augmente, et plus on a besoin d'amplification, ce qui augmente la consommation de puissance. La dynamique du mélangeur n'est pas affectée par le gain de conversion car la sensibilité du mélangeur ne dépend que de sa figure de bruit (NF). Toutefois, avec un gain de conversion élevé, non seulement la dynamique s'améliore mais encore la figure de bruit se réduit. Ainsi, le gain en puissance est exprimé par la relation suivante :

$$CG_p = 10 \log \left(\frac{P_{IF}}{P_{RF}} \right) \quad (2.4)$$

Et le gain en tension est donné par:

$$CG_v = 20 \log \left(\frac{V_{IF}}{V_{RF}} \right) \quad (2.5)$$

Si l'entrée est adaptée, une simple relation de liaison entre les deux gains est donnée par la relation :

$$CG_p = CG_v - 10 \log \left(\frac{R_s}{R_L} \right) \quad (2.6)$$

Où R_s est la résistance de la source et R_L la résistance de la charge, G_p est le gain de conversion en puissance, G_v est le gain de tension en tension, V_{IF} est la tension de sortie au port IF, V_{RF} est la tension d'entrée au port RF, P_{IF} et P_{RF} sont les puissances associées aux mêmes ports. En général, la charge présentée sur le port IF est supérieure à celle du port RF (généralement égale à 50 Ω). En effet, il est souhaitable de charger par une impédance proche de l'impédance d'entrée de l'étage suivant qui peut être soit un filtre IF soit un autre circuit intégré. Il faut remarquer que dans la plupart des cas, les gains de conversion en tension et en puissance sont différents.

Le gain de conversion d'un mélangeur est un paramètre critique dont les effets peuvent dégrader la figure de bruit et la linéarité d'un système. Effectivement, lors de la détermination de la figure de bruit totale d'un système, le bruit de l'étage subséquent au

mélangeur peut être atténué ou amplifié par le gain. En fait, le gain ou les pertes d'un mélangeur peuvent altérer le niveau du signal des autres étages. Signalons en passant que, lorsque l'impédance de la charge est réelle, alors on peut mesurer le gain de conversion. Par contre, lorsque l'impédance est imaginaire nous ne pouvons effectuer des mesures en puissance mais seulement en tension.

2.4 Figure de bruit

La figure de bruit est un critère qui permet d'apprécier la qualité d'un dispositif en fonction du bruit qu'il génère. En fait, elle permet de quantifier le niveau de bruit dans un signal. C'est une importante figure de mérite surtout lorsqu'on traite des faibles puissances d'entrée [27].

On définit la figure de bruit d'un dispositif dans une bande donnée comme étant le rapport de la puissance de bruit disponible à la sortie du dispositif à la partie de cette puissance due à l'impédance interne de la source placée à l'entrée et supposée portée à une température de 290 K [9]. Autrement dit, le facteur de bruit est la dégradation, due au composant, du rapport signal à bruit SNR de la source, supposé porté à 290 K. C'est donc le rapport entre le SNR à l'entrée du dispositif et le SNR à la sortie de celui-ci [32] :

$$NF = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{(SNR)_i}{(SNR)_o} \quad (2.7)$$

Où SNR_i et SNR_o sont le rapport signal à bruit mesuré à l'entrée et à la sortie respectivement du dispositif. S_i et N_i sont le signal et la puissance de bruit à l'entrée tandis que S_o et N_o représentent le signal et la puissance de bruit à la sortie.

Ainsi, tout système peut être représenté par des sources de bruit équivalentes reportées en entrée d'un quadripôle sans bruit, une source de tension $\overline{V_n^2}$ et une source de courant $\overline{I_n^2}$, comme l'illustre la figure 2.1 [15].

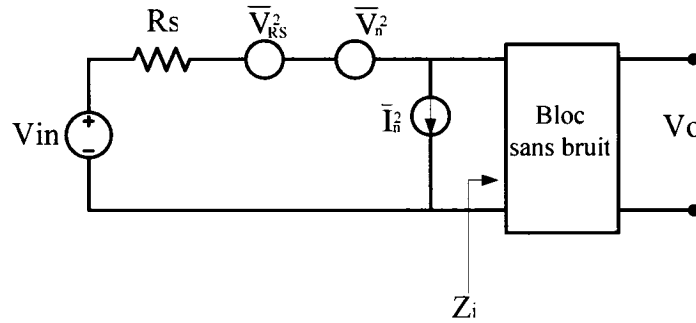


Figure 2.1 : Représentation du bruit dans un système non linéaire

En supposant que R_s constitue la seule source de bruit à l'entrée du système (elle peut représenter la résistance de rayonnement d'une antenne), alors le bruit généré avant son passage dans le système vaut [22] [35] :

$$\overline{V_{R_s}^2} = 4kTR_s \quad (2.8)$$

Où $k=1.38 \times 10^{-23}$ J/K (constante de Boltzmann) et T représente la température en Kelvin.

Pour le système représenté, la figure de bruit (NF) est exprimée par :

$$NF = 1 + \frac{\overline{(V_n + I_n R_s)^2}}{4kTR_s} \quad (2.9)$$

En somme, le bruit restreint l'usage des signaux et il influence les performances de tout système. Quoiqu'il en soit un système ne peut soustraire de bruit aux signaux qui lui sont appliqués et dans ce cas la NF minimale atteignable est 0 dB.

2.4.1 Étages cascades

Le calcul de la figure de bruit (NF) totale d'un système cascadié doit tenir compte des différents niveaux des impédances. En conséquence, pour obtenir la NF de plusieurs étages cascades, il nous faut tout d'abord celle de chaque étage. Donc, en tenant compte des sources de bruit équivalentes d'après le modèle équivalent, on obtient la NF globale de l'association de deux étages par la relation suivante :

$$NF_2 = \frac{4kTR_s + \overline{(I_{n1}R_s + V_{n1})^2}}{4kTR_s} + \frac{\overline{(I_{n2}R_{o1} + V_{n2})^2}}{G_v^2 (4kTR_s)} \frac{\left(\frac{R_{i2}}{R_{o2} + R_{i2}} \right)^2}{\left(\frac{R_{i1}}{R_s + R_{i1}} \right)^2} \quad (2.10)$$

Généralement, lorsqu'un système résulte de la composition de plusieurs étages mis en cascade comme dans le cas d'une chaîne de réception (figure 2.2), la figure de bruit globale peut être déduite à partir de l'équation de Friis [9]:

$$NF_{tot} = NF_{1,Z_s} + \frac{NF_{2,Z_{o1}} - 1}{G_1} + \dots + \frac{NF_{m,Z_{(m-1)}} - 1}{G_1 \dots G_{(m-1)}} \quad (2.11)$$

Avec

$$G_m = \left(\frac{Z_{i,m}}{Z_{0,(m-1)} + Z_{im}} \right)^2 G_{v,m}^2 \frac{Z_{0,(m-1)}}{Z_{0,m}} \quad (2.12)$$

Où $NF_{m, Z(m-1)}$ est la figure de bruit (NF) du $m^{ième}$ étage, caractérisée en fonction d'une résistance de bruit égale à l'impédance de sortie de l'étage précédent (m-1).

Z_{im} est l'impédance d'entrée du $m^{ième}$ étage.

Z_{om} est l'impédance de sortie du $m^{ième}$ étage.

G_v est le gain du $m^{ième}$ étage.

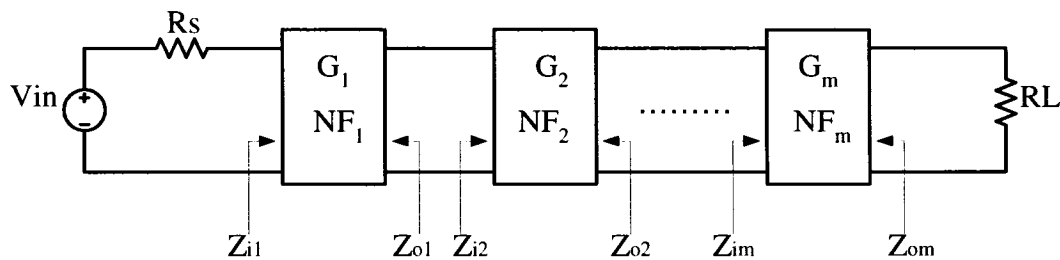


Figure2.2 : Étages non linéaires en cascade

D'après l'équation (2.11), la contribution de chaque étage à la NF globale diminue lorsque le gain de l'étage qui le précède augmente. Ainsi, on remarque que le bruit du premier étage d'une chaîne en cascade est prépondérant.

Généralement, on caractérise les différentes NF en fonction d'une résistance de bruit $Z_0 = 50 \Omega$ commune à tous les étages. À basse fréquence, l'impédance d'entrée de chaque bloc s'avère élevée, ce qui se traduit par une source de courant bruitée relativement faible. Puisque l'impédance de sortie du bloc précédent domine, la contribution de cette source de bruit peut être négligée. Généralement, les sources de bruit équivalentes de

tension et de courant sont corrélées. Elles représentent dans bien des cas un même mécanisme de génération de bruit. Ainsi, Si $\overline{I_{fi}^2} \cong 0$, $R_{o,m} \ll R_{i,m+1}$ et pour des figures de bruit caractérisés à partir de la même impédance de source (Z_o), l'équation (2.10) peut être résumée comme suit :

$$NF_{tot} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{0.5 G_{v1}^2} + \frac{NF_3 - 1}{(0.5 G_{v1} G_{v2})^2} \quad (2.13)$$

Dans le contexte d'un mélangeur, la figure de bruit peut être spécifiée soit par une figure de bruit à une seule bande latérale notée SSB NF, ou soit par une figure de bruit à deux bandes latérales notée DSB NF.

Si on est intéressé seulement par l'information contenue dans une seule bande du signal d'entrée alors la NF est appelé SSB NF. Comme la figure de bruit SSB NF n'a de puissance que dans une seule bande latérale, et que les deux bandes contribuent d'une même quantité de bruit à la sortie IF, alors la SSB NF est plus grande de 50%, c'est à dire de 3 dB plus que la DSB NF [26].

2.5 Distorsion non linéaire

L'environnement spectral dans lequel évolue un système de communications sans fil est très contraignant. La présence de signaux forts (brouilleurs) proche du canal utile peut affecter les performances d'un système. Ils peuvent conduire le système dans une zone non linéaire et ainsi créer de nouvelles fréquences indésirables qui peuvent submerger le

signal utile. Dans la pratique les systèmes réagissent de diverses façons en fonction de l'intensité du signal d'entrée. Donc, un système est linéaire si sa réponse à une somme d'excitations est égale à la somme des réponses de chaque excitation prise séparément. Encore faut-il que les relations liant les signaux d'entrée et de sortie soient stationnaires c'est-à-dire invariantes dans le temps. Tout système qui ne satisfait pas cette condition est dit non linéaire. De fait, un mélangeur est un dispositif dont l'analyse est assimilée à celle d'un système non linéaire.

La linéarité d'un système détermine le niveau maximal permis du signal à son entrée. En réalité, tout dispositif n'est pas parfaitement linéaire et présente ainsi un certain degré de non linéarité. Ainsi, sa fonction de transfert n'est pas aussi linéaire comme le montre la figure 2.3. En d'autres termes, deux effets non linéaires peuvent donc se produire : la saturation et l'intermodulation.

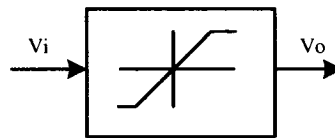


Figure2.3 : Système non linéaire

La caractéristique de transfert peut être exprimé sous la forme d'une série de Taylor autour d'un point $V_i = 0$ (séries Maclaurin) [32] telle que :

$$V_o = \alpha_0 + \alpha_1 V_i + \alpha_2 V_i^2 + \alpha_3 V_i^3 + \dots = \sum_{n=0}^{\infty} \alpha_n V_i^n \quad (2.14)$$

Les coefficients α_n sont supposés indépendants en fréquence. Le terme α_0 représente la tension de décalage “DC offset”, $\alpha_1 v_i$ est le terme du 1^{er} ordre (linéaire), $\alpha_2 v_i$ est le terme de deuxième ordre (quadratique). Si le système est linéaire, le coefficient α_1 est plus grand que α_2 , α_3 , etc. En somme, pour la simplicité de l’analyse, les termes d’ordre plus élevé que le troisième ordre sont négligés.

En considérant un signal d’entrée $V_i = A \cos \omega t$, la réponse associée au système non linéaire sera :

$$V_o = \alpha_1 A \cos \omega t + \alpha_2 A^2 \cos^2 \omega t + \alpha_3 A^3 \cos^3 \omega t \quad (2.15)$$

Le développement trigonométrique de cette dernière nous donne la relation :

$$V_o = \frac{\alpha_2 A^2}{2} + \left(\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \right) \cos \omega t + \frac{\alpha_2 A^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{\alpha_3 A^3}{4} \cos 3\omega t \quad (2.16)$$

Dans laquelle le gain à la fréquence fondamentale est égal à :

$$\left(\alpha_1 + \frac{3\alpha_3 A^2}{4} \right) \quad (2.17)$$

Dans le cas où l’amplitude A est faible, le terme $\frac{3\alpha_3 A^3}{4}$ peut être négligé. Nous remarquons aussi une croissance de A^n proportionnelle à la $n^{\text{ième}}$ harmonique.

L'intermodulation représente une autre manifestation de l'effet non linéaire (distorsion harmonique), elle se produit lorsque deux signaux sont présents à l'entrée du système. Elle est d'autant plus gênante que les signaux sont proches fréquentiellement. Effectivement, lorsque deux signaux de fréquences différentes sont appliqués à un système non-linéaire, à la sortie de celui-ci se trouvent des signaux qui ne sont pas des harmoniques des fréquences d'origine mais une combinaison de ces deux fréquences. Ce phénomène est appelé intermodulation, ses effets sont néfastes et peuvent corrompre le signal utile. En somme, à la sortie d'un système, en plus de la distorsion harmonique on aura de l'intermodulation.

Si nous considérons deux signaux sinusoïdaux appliqués à un système non linéaire tel que :

$$V_i = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t \quad (2.18)$$

Ainsi, après la combinaison et le réarrangement des relations (2.18) et (2.15) nous obtenons les expressions suivantes :

- Pour les fréquences fondamentales :

$$\omega_{1,2} : \left(\alpha_1 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_{2,1}^2 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_{1,2}^2 \right) A_{1,2} \cos \omega_{1,2} t \quad (2.19)$$

- Pour les termes de second ordre :

$$2 \omega_{1,2} : \left(\frac{\alpha_2}{2} A_{1,2}^2 \right) \cos 2 \omega_{1,2} t \quad (2.20)$$

Le niveau d'intermodulation d'ordre 3, noté ΔP représente (une autre manifestation) un effet néfaste qui dégrade les performances des systèmes RF. La figure 2.5 ci-dessous illustre les effets de l'intermodulation d'ordre 3 dans les systèmes de communication où, dans une même bande, plusieurs canaux existent. Si le signal désiré est présenté à l'entrée du système non linéaire en compagnie de deux forts signaux, alors le signal désiré sera affecté par la présence d'une raie d'intermodulation dans le canal utile. Cet effet ne peut être quantifié par la distorsion harmonique.

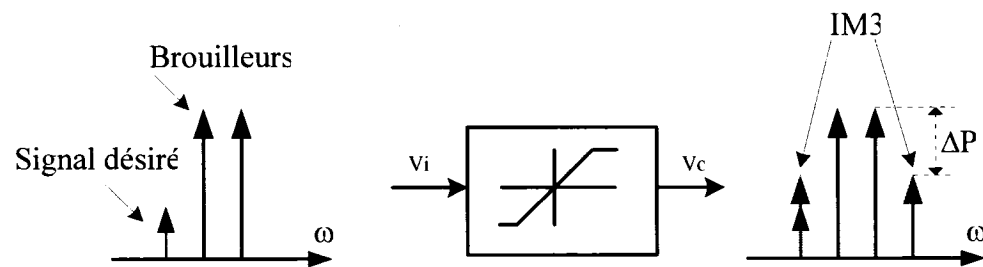


Figure 2.5 : Effet de l'intermodulation dans un récepteur non linéaire

Selon le résultat obtenu nous remarquons qu'à mesure que l'amplitude A du signal d'entrée augmente, l'amplitude des produits d'intermodulation d'ordre 3 augmente proportionnellement au cube (A^3) comme le montre les équations (2.23) et (2.24), par conséquent elles croissent très vite.

2.6 Point de compression à 1 dB

La réponse d'un système non linéaire n'est pas proportionnelle à l'amplitude du signal d'entrée. Un phénomène de saturation ou de compression se produit. Une valeur

particulière décrivant cette compression est le niveau d'entrée pour lequel le gain chute de 1 dB, aussi appelé point de compression de 1dB [32]. Cette valeur délimite le passage entre la région linéaire (petit signal) et la région saturée (fort signal) du système comme illustré à la figure 2.6.

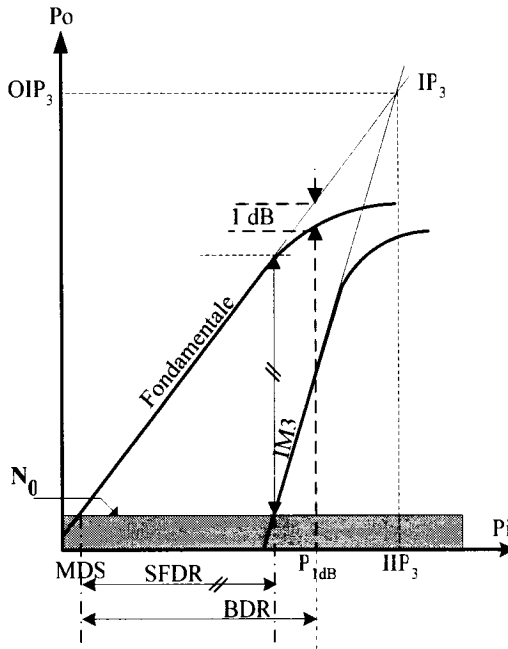


Figure 2.6 : Interprétation graphique de l'intermodulation

Soit $A_{1\text{-dB}}$ l'amplitude de la sinusoïde appliquée en entrée pour laquelle le gain est de 1 dB inférieur au gain petit signal. Ainsi, Le point de compression 1 dB est déterminé de la relation ci-dessous [35] :

$$20 \log \left| \alpha_1 A_{1\text{-dB}} + \frac{3}{4} \alpha_3 A_{1\text{-dB}}^3 \right| - 20 \log |\alpha_1 A_{1\text{-dB}}| = -1 \text{ dB} \quad (2.25)$$

De cette relation, nous obtenons le point de compression :

$$A_{1\text{-dB}} = 0.33 \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right|} = \sqrt{0.145 \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right|} \quad (2.26)$$

La puissance associée en dBm délivrée sur une charge $R=50 \, \Omega$ s'écrit donc :

$$P_{\text{ldB}}(\text{dBm}) = 10 \log \left(\frac{\left(\frac{A_{1\text{-dB}}}{\sqrt{2}} \right)^2}{R_0} 10^3 \right) = 10 + 10 \log \left(A_{1\text{-dB}}^2 \right) = 0.36 + 10 \log \left(\frac{4}{3} \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right| \right) \quad (2.27)$$

Le calcul aboutit à la conclusion que la réponse d'un système non linéaire n'est pas proportionnelle à l'amplitude du signal d'entrée car un phénomène de saturation ou de compression se produit [35].

2.7 Point d'interception d'ordre 3 (IP3)

Une des sources de distorsion critique dans les dispositifs non linéaires est la distorsion d'intermodulation qui représente une autre manifestation de l'effet non linéaire. Elle se produit lorsque deux signaux sont présents à l'entrée du système. Ce phénomène engendre la création de fréquences parasites dont les plus contraignantes sont les produits de différences qui sont situées aux fréquences $(2\omega_1 - \omega_2)$ et $(2\omega_2 - \omega_1)$ et sont très proches des deux fondamentales, comme l'illustre la figure 2.5.

Le point d'interception d'ordre 3 (IP_3) est une mesure qui caractérise la distorsion d'un système. Ce point est déterminé par un test utilisant deux signaux très proche

fréquentiellement. Ainsi, le point IP_3 est un niveau fictif pour lequel les amplitudes des signaux de la composante fondamentale et de la troisième composante harmonique sont égales. Ce point peut être obtenu graphiquement à partir de l'extrapolation sous forme de tangentes des points obtenus en petit signal ou bien par calcul. Il a pour ordonnée la puissance de sortie notée OIP_3 et pour abscisse la puissance d'entrée notée IIP_3 . La figure 2.6 montre la détermination graphique du point d'interception d'ordre 3, localisé par IP_3 , pour des axes de puissances d'entrée et de sortie exprimées en dBm. Ce point s'obtient à l'intersection de la tangente à la courbe d'intermodulation d'ordre 3 avec la tangente à la fondamentale valant $\alpha_1 A$. Il est exprimé par la relation suivante :

$$\alpha_1 A_{IP3} = \frac{3}{4} \alpha_3 A_{IP3}^3 \quad (2.28)$$

Le point d'entrée $IIP3$ se produit pour une amplitude telle que :

$$A_{IP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right|} \quad (2.29)$$

La puissance $IIP3$ associée à cette amplitude est :

$$IIP3 \text{ (dBm)} = 10 \log \left(\frac{\left(\frac{A_{IP3}}{\sqrt{2}} \right)^2}{R_0} 10^3 \right) = 10 + 10 \log \left(\frac{4}{3} \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right| \right) \quad (2.30)$$

Le point $IP3$ étant très difficile à mesurer, on se sert très souvent des relations pratiques. Il peut être mesuré dans la région où la non linéarité est inférieure à l'ordre 3. Dans cette

région, pour chaque 1 dB d'augmentation dans le terme linéaire à la sortie, le terme d'ordre 3 augmente de 3 dB. Il est calculé de la façon suivante :

$$\text{IIP3(dBm)} = P_i(\text{dBm}) + \frac{\Delta P}{2} \quad (2.31)$$

où ΔP représente l'écart entre l'une des raies du signal test et la raie du produit d'intermodulation d'ordre 3 comme l'illustre la figure 2.5. En comparant les équations (2.26) et (2.29) nous déduisons une relation entre le point de compression 1dB et le point d'interception IP3 qui est exprimé par la relation :

$$\text{IIP3} \cong P_{\text{1dB}} + 9.64 \quad (2.32)$$

2.7.1 IIP3 des étages cascades

La non linéarité des étages cascade est déterminée selon [18] à l'aide de la relation suivante :

$$\text{IIP3}_{\text{casc}} \approx \left[\frac{1}{\text{IIP3}_1} + \frac{G_{v1}^2}{\text{IIP3}_2} + \frac{G_{v1}^2 G_{v2}^2}{\text{IIP3}_3} + \dots \right]^{-1} \quad (2.33)$$

Où IIP3_n est l'amplitude du point d'interception et G_n est le gain en tension du $n^{\text{ème}}$ étage cascadié. La relation montre que si chaque étage de la chaîne a un gain supérieur à l'unité, alors la non linéarité des étages en bout de chaîne devient de plus en plus critique.

2.8 Sensibilité et le signal minimum détectable

Avant d'aborder la suite des définitions, il convient mieux de présenter la sensibilité qui est une figure de mérite pour les récepteurs pour pouvoir montrer les effets des paramètres sur la performance de l'ensemble d'un système.

La sensibilité d'un récepteur se définit comme étant le niveau de puissance minimale du signal qu'il faut appliquer à l'entrée du récepteur pour obtenir à la sortie un rapport signal à bruit (SNR) acceptable. Cette propriété évalue ainsi l'aptitude d'un récepteur à amplifier des signaux faibles recueillis à l'antenne. Elle est souvent exprimée par le niveau du signal minimum détectable (MDS) à l'antenne [35] qui est donné par la relation suivante :

$$\text{MDS} = -174 \text{ dBm/Hz} + \text{NF} + 10 \log \text{BW} + \text{SNR}_{\min} \quad (2.34)$$

Où la valeur -174 dBm/Hz caractérise le bruit thermique à la température 290 K , NF est la figure de bruit en dB des étages cascades du système, BW est la largeur de bande du bruit du détecteur, et le $\text{SNR}_{\min}$ est le rapport signal à bruit minimal exigé par le détecteur pour maintenir un niveau acceptable du taux d'erreur sur les bits BER (couramment établi à 10^{-3} erreurs/bit). La somme des trois premiers termes de (2.34) donne le plancher du bruit du récepteur (N_0) [36].

2.9 Gamme dynamique

La dynamique d'un signal est définie comme étant la différence entre le signal maximal que le système peut traiter sans déformation, et le signal le plus faible que le système peut détecter (le plancher de bruit). Autrement dit, la dynamique représente la plage de fonctionnement pour laquelle un composant ou un système a des caractéristiques souhaitables [27].

On distingue deux interprétations distinctes de la gamme dynamique : la dynamique de modulation sans blocage BDR (Blocking dynamic range) et la dynamique de modulation sans parasites SFDR. Les limites supérieures des deux définitions sont reliés à IIP3 et le point de compression 1 dB tandis que les limites inférieures sont balisées par le plancher de bruit N_0 , lequel est le MDS avec un SNR_{min} égale à zéro [38] :

$$N_0 = -174 \text{ dBm/Hz} + NF + 10 \log BW \quad (2.35)$$

Le SFDR est défini comme l'intervalle de la puissance du signal d'entrée à partir de la limite pour laquelle la fondamentale égale le plancher à bruit N_0 jusqu'à celle pour laquelle l'amplitude de la 3^e harmonique égale celle du plancher de bruit N_0 . Le SFDR est une mesure de la capacité des systèmes à opérer entre les limites de bruit et d'interférences. Certaines références [35] élargissent toutefois ces définitions en rehaussant le plancher de bruit du SNR minimal nécessaire pour produire un BER exigé. Mais, le plus souvent le SNR_{min} est considéré égal à zéro [38]. Si le point

d'intermodulation d'ordre 3 est connu, nous pouvons obtenir la dynamique notée SFDR [36] telle que :

$$\text{SFDR} = \frac{2}{3}(\text{IIP}_3 - N_0) \quad (2.36)$$

Le BDR est défini comme l'intervalle de la puissance du signal d'entrée à partir de la limite pour laquelle la fondamentale égale le plancher à bruit N_0 jusqu'à celle pour laquelle la fondamentale dévie de 1 dB de sa trajectoire linéaire, limite appelée point de compression ($P_{1\text{dB}}$) [24] [28].

$$\text{BDR} = (P_{1\text{dB}} - N_0) \quad (2.37)$$

SFDR et BDR sont reliés entre eux par la relation :

$$\text{SFDR} = \frac{2}{3}(\text{BDR} + 10 + \text{SNR}_{\min}) - \text{SNR}_{\min} \quad (2.38)$$

Où $P_{1\text{dB}}$ représente la puissance d'entrée (par rapport à 50Ω) du point de compression de 1 dB.

2.10 Isolation

L'isolation est une mesure qui rend compte du niveau des fuites de puissance couplé d'un port à un autre [35]. Les deux isolations spécifiques qui sont généralement importantes dans un mélangeur sont l'isolation LO vers IF et l'isolation LO vers RF. La première indique le niveau des fuites de puissance de l'oscillateur local qui fuit à travers

le port IF. Cependant la fréquence LO apparaissant sur le port IF peut être aisément atténuée par un filtre passe-bas LPF puisque les deux fréquences sont éloignées. Ce qui n'est pas le cas lorsque la fréquence LO fuit sur le port RF parce que ces deux fréquences sont proches. Cette fuite est plus préoccupante parce qu'elle permet une réémission par l'antenne de la fréquence LO si le mélangeur est utilisé dans le premier étage de mélange dans un récepteur sans fil.

Pour une technologie donnée, il est possible d'améliorer l'isolation dans un mélangeur. L'utilisation de structures différentielles procure une plus grande isolation grâce à une annulation des signaux indésirables sur un port donné. La propriété utilisée est que deux signaux de même amplitude s'annulent lorsqu'ils sont ajoutés en opposition de phase.

2.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons couvert diverses définitions et terminologies nécessaires à l'évaluation des performances des dispositifs RF, et en particulier celles qui concernent les mélangeurs. Aussi, nous avons mis en évidence les points sensibles entourant les équations analytiques les plus utiles à l'analyse et à la compréhension de la conception RF. Ainsi, ces principales grandeurs permettent de caractériser toute conception et nous guident dans le choix technico-économique.

CHAPITRE 3

TOPOLOGIES DES MÉLANGEURS RF

3.1 Introduction

Le mélangeur est un module clé dans un système de télécommunications dont l'impact est critique sur la performance de l'ensemble des fonctions. Au regard des évolutions technologiques et techniques, plusieurs dispositifs mélangeurs avaient été développés mais ayant des structures différentes. Théoriquement, tout élément non linéaire peut être utilisé comme mélangeur, cependant seulement certains peuvent satisfaire les exigences du processus de mélange. Les mélangeurs sont classés généralement en deux catégories : les actifs et les passifs. En somme, la catégorie des actifs s'adresse aux dispositifs offrant un gain de conversion plus grand que l'unité tandis que celle des passifs est réservée à ceux dont le gain est inférieure à l'unité.

Les dispositifs mélangeurs sont réalisés avec divers composants non linéaires mais aussi de technologies différentes. C'est surtout les performances électriques et le coût de réalisation qui va imposer le choix technologique pour la réalisation des fonctions radiofréquences. Dans cette diversité technologique on peut trouver les diodes, les transistors MOSFET, les bipolaires (BJT), les MESFET, les transistors à hétérostructure tel que les HBT et les HEMT. À cet égard, l'annexe B synthétise l'ensemble des

technologies disponibles sur Silicium et Arséniure de Gallium à titre de comparaison. Néanmoins, l'existence de plusieurs variétés technologiques nous offre aussi diverses alternatives technico-économiques pour la conception qu'il faut soigneusement distinguer pour répondre aux exigences des fonctions analogiques des systèmes d'émission/réception.

3.2 Principe de la conversion de fréquence

En réalité, il est inconcevable de travailler sur les hautes fréquences et de les démoduler, tout comme il est pratiquement impossible d'émettre une basse fréquence. Tout compte fait, nous sommes obligé d'accomplir une conversion de la fréquence pour restituer le signal désiré. Ceci est réalisé par un dispositif non linéaire appelé mélangeur, représenté par son symbole à la figure 3.1. Il permet par multiplication temporelle de deux signaux de transposer une fréquence, soit à une plus haute fréquence soit à une plus basse avec un minimum de pertes du signal et une dégradation minimale de la performance du bruit. Toutefois, un ensemble de difficultés découle de ce processus qui conduit à imposer des exigences drastiques en termes de gain, de bruit, de linéarité, d'isolation, de consommation et de coût.

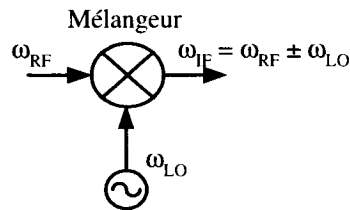


Figure 3.1 : Symbole d'un mélangeur

Le mélangeur possède trois ports. Selon le couplage des signaux à ses ports, nous distinguons les modes **additif** et **multiplicatif**. Dans le cas additif, les signaux RF et LO sont appliqués au même port. Cependant, lorsque ces signaux sont appliqués à différents ports, il est multiplicatif. Théoriquement, un mélangeur génère une sortie IF respectivement égale à la différence et à la somme des fréquences des signaux d'entrée RF et LO exprimée par la relation suivante :

$$(A \cos \omega_{RF} t)(B \cos \omega_{LO} t) = \frac{AB}{2} [\cos(\omega_{RF} - \omega_{LO}) t + \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO}) t] \quad (3.1)$$

Ce résultat permet en conséquence de montrer qu'une multiplication temporelle de signaux aboutit à une addition ou à une soustraction fréquentielle. C'est pour ces motifs que les mélangeurs tirent avantage de cette propriété pour effectuer une conversion de fréquence. À vrai dire, le comportement réel d'un mélangeur n'est pas celui du cas idéal, il cause de la distorsion non linéaire. Par conséquent, le spectre à sa sortie IF est généralement plus complexe et l'on y retrouve plusieurs nouvelles fréquences (figure 2.4). Les plus contraignantes sont les fréquences de l'intermodulation d'ordre 3 qui sont néfaste pour le signal. Ces fréquences sont représentées par les raies d'intermodulation

d'ordre k (k entier) qui sont situées aux fréquences données par la relation :
 $(\omega_{IF} = m\omega_{RF} \pm n\omega_{LO})$. Où m et n sont entiers avec $m+n = k$.

3.3 Topologies des mélangeurs passifs

3.3.1 Structures symétriques dites équilibrées

Chronologiquement, le mélangeur à une diode fut le premier utilisé. Il est certainement le plus ancien des dispositifs mélangeurs à semi-conducteurs. Cette structure utilisant un seul élément non linéaire est dénommée asymétrique ou déséquilibré. Ce type de montage est presque totalement abandonné. Contrairement aux structures asymétriques, les symétriques améliorent le fonctionnement des dispositifs mélangeurs. D'ailleurs, ce type de configuration possède la propriété d'équilibrer les niveaux des signaux par rapport à la sortie IF. En effet, il entraîne la suppression des harmoniques paires, réduit la présence des parasites et améliore la clarté du spectre à la sortie. Deux choix de configurations sont alors possibles : soit le mélangeur simplement équilibré SBM (Single balanced mixer) ou le double équilibré DBM (Double balanced mixer). De toute évidence, les deux structures donnent des résultats sensiblement équivalents mais avec une meilleure isolation pour le DBM [4] [5].

3.3.1.1 Structures symétriques à deux diodes (SBM)

La figure 3.2 présente le circuit d'un mélangeur équilibré avec deux diodes. Le concept est multiplicatif puisque les signaux RF et LO sont appliqués à des ports différents. En plus, le couplage des diodes est réalisé à travers un transformateur. En comparaison avec la configuration SEM, la seule différence existante est la présence d'un transformateur contribuant ainsi à une meilleure isolation des ports.

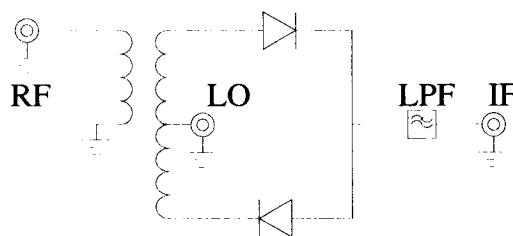


Figure 3.2 : Mélangeur équilibré à deux diodes (SBM)

Les exigences de cette structure imposent que le signal LO soit appliqué en opposition de phase (180°) par rapport au signal RF. De fait, les deux diodes s'ouvrent (ou se ferment) selon la phase du signal LO. Effectivement, l'effet de commutation à la sortie se traduit par une modification du déphasage du signal RF [27] et il est exprimé par la relation (3.5).

$$V_o = \begin{cases} V_{LO} + V_{RF} & V_{LO} > 0 \\ V_{LO} - V_{RF} & V_{LO} < 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

La sortie est donc la somme du signal LO et du signal RF. Ce processus se traduit par un signal RF périodiquement inversé pouvant être représenté par un signal RF multiplié par un signal carré $P(t)$ fonctionnant à la fréquence LO, comme l'exprime la relation :

$$V_{RF}^* = V_{RF} \times P(t), \quad \text{avec } P(t) \begin{cases} 1 & \text{pour } V_{LO} > 0 \\ -1 & \text{pour } V_{LO} < 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

Le signal carré est de la forme [47] :

$$P(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin[(2n+1)\omega_{LO}t]}{2n+1} \quad (3.4)$$

Finalement, la solution globale prend alors la forme suivante :

$$V_o = V_{LO} + V_{RF}^* \quad (3.5)$$

De la combinaison des relations précédentes se déduit alors une expression du signal de sortie exprimée par la relation :

$$V_o = V_{LO} + \frac{2 V_{RF}}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos[(2n+1)\omega_{LO} - \omega_{RF}] \times t - \cos[(2n+1)\omega_{LO} + \omega_{RF}] \times t}{2n+1} \quad (3.6)$$

Nous constatons que le terme utile de mélange avec un gain de conversion de $2/\pi$ est obtenu lorsque $n = 0$ [23]. D'ailleurs, le principal inconvénient lié à cette structure est la présence automatique du signal de l'oscillateur local V_{LO} dans le signal de sortie. Ainsi, lorsque le niveau du signal RF est très petit par rapport au signal LO ($\omega_{RF} \ll \omega_{LO}$), le produit de mélange se retrouve plus près de la raie de la fréquence LO ce qui rend le filtrage très complexe [11]. Pour s'affranchir de la composante V_{LO} , on doit réarranger la configuration des diodes (utiliser des diodes parallèles) et introduire un transformateur supplémentaire [27].

Ce type de mélangeur est utilisé en principe dans les applications aux fréquences supérieures à 1 GHz. Mais il introduit automatiquement une atténuation d'au moins 6 dB pour l'une ou l'autre des raies utilisées en sortie $(\omega_{RF} + \omega_{LO})$ ou $(\omega_{RF} - \omega_{LO})$.

3.3.1.2 Structures symétriques en anneau (DBM)

La figure 3.3 illustre le circuit d'un mélangeur doublement équilibré (DBM), connue sous le nom de mélangeur en anneau. En plus de quatre diodes, cette configuration comporte deux transformateurs, un pour le port RF et l'autre pour le port LO.

Ainsi, les diodes D_1 à D_4 fonctionnent en interrupteurs actionnés par un signal LO élevé. Ces diodes sont alternativement passantes ou bloquées par groupes de deux, au dessus et en dessous de V_{LO} . Toutefois, lorsqu'une paire est ouverte l'autre doit être fermée et vice versa. De la sorte, les points b et d sont considérés comme des points virtuels à la masse pour le signal RF. Par contre, les points a et c seront alternativement connectés à la masse (aux points b et d). De ce fait, la structure se trouve équilibrée pour LO vis-à-vis la sortie IF. Ceci signifie que le signal RF est alternativement passant à la sortie IF sous contrôle du signal LO.

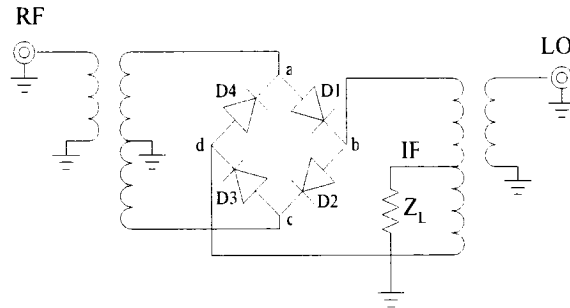


Figure 3.3 : Mélangeur en anneau à diodes (DBM)

Lorsque le signal LO est positif, les diodes D2-D3 deviennent conductrices. D'autre part, lorsque le signal LO est négatif, ce sont les diodes D1-D4 qui deviennent conductrices. Le circuit équivalent associé au mode de fonctionnement positif est représenté à la figure 3.4. Toutefois, selon les lois de Kirchhoff, nous pouvons établir les équations suivantes:

$$V_{RF} = (I_1 + I_2)Z_L + I_1R_d - V_{LO} \quad (3.7)$$

et

$$V_{RF} = (I_1 + I_2)Z_L + I_2R_d + V_{LO} \quad (3.8)$$

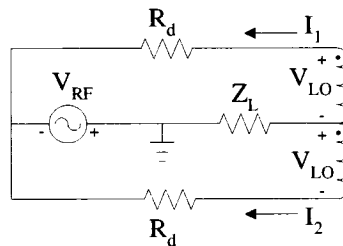


Figure 3.4 : Circuit équivalent du mélangeur en anneau pour LO positif

Des relations (3.7) et (3.8), nous pouvons extraire la tension de sortie au borne de la charge Z_L donnée par :

$$V_o = -\frac{V_{RF} \cdot Z_L}{Z_L + \frac{R_d}{2}} \quad (3.9)$$

Par contre, lorsque le signal est négatif, nous obtenons :

$$V_o = \frac{V_{RF} \cdot Z_L}{Z_L + \frac{R_d}{2}} \quad (3.10)$$

Ainsi, de la combinaison des relations (3.9) et (3.10), nous déduisons l'expression du signal à la sortie :

$$V_o = V_{RF} P_1(t) \frac{Z_L}{Z_L + \frac{R_d}{2}} \quad (3.11)$$

En considérant $P_1(t) = P(t)$ et après manipulation mathématique, nous obtenons la réponse de ce processus de mélange donné par :

$$V_o = \frac{2 V_{RF}}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos[(2n+1) \omega_{LO} - \omega_{RF}] \times t - \cos[(2n+1) \omega_{LO} + \omega_{RF}] \times t}{2n+1} \quad (3.12)$$

Cette structure permet l'amélioration de la linéarité et l'isolation entre les ports, la suppression des produits parasites. Par contre, elle présente des inconvénients associés au niveau élevé de l'injection LO, au nombre des baluns et une sensibilité extrême aux terminaisons non résistive [27]. Cette topologie n'offre pas de gain mais présente une perte de transmission de 6 à 7 dB.

3.3.2 Structures à transistors (FET)

Au cours des années, différentes approches ont été développées pour la conception des mélangeurs. Nous retenons en particulier celles utilisant les transistors bipolaires ou les transistors à effet de champ. L'utilisation d'un FET, quelque soit la technologie (GaAs, MOSFET ou le JFET), tire avantage de sa caractéristique parabolique. Cependant, il demeure un défi imposant à cause de la nature évolutive des technologies. Le FET repose sur les propriétés d'un dispositif semi-conducteur unipolaire (c'est-à-dire qu'un seul type de porteurs intervient). Ce principe a été décrit pour la première fois en 1952 par W. Shockley [43]. D'ailleurs, différentes structures de transistors à effet de champ correspondant à différents contacts de grille ont été élaborés : le JFET, le MOSFET et le MESFET.

Le MOSFET présente l'avantage d'être moins sensible aux bruits que la diode. D'autre part, la technologie MOS se prête bien pour l'intégration à grande échelle. Donc, les dispositifs mélangeurs réalisés avec le MOSFET peuvent offrir une faible perte de conversion ou générer un gain selon les topologies. En somme, ce transistor permet la réalisation des dispositifs mélangeurs à faible bruit, à faibles distorsions d'intermodulation et à faible consommation.

3.3.3 Structures asymétriques à transistors (SEM)

3.3.3.1 Structures à commutation

L'utilisation des transistors MOS en commutation est principalement dictée par la rapidité et le contrôle en tension. Le circuit de la figure 3.5 met en évidence le principe de fonctionnement d'un interrupteur analogique. Dans ce processus, le signal RF est coupé par l'interrupteur fonctionnant à la fréquence LO. Le signal de sortie sera le résultat d'une convolution du signal RF par le signal LO. Ainsi, la sortie est égale au signal RF lorsque l'interrupteur S est actionné et à zéro lorsqu'il est ouvert. Dans le cas d'un signal carré de rapport cyclique 50%, le développement en série de Fourier de la sortie montre que le gain de conversion (en tension) entre le signal RF et IF est $1/\pi$. La sortie contient aussi un signal RF résiduel à cause de la composante continue du signal LO. Cependant, pour éliminer cette composante, nous devons réaliser un interrupteur pour lequel le signal RF est périodiquement inversé au lieu d'être simplement coupé. Dans ce cas, le signal LO n'a plus de composante DC et la sortie ne contient plus de signal RF. Le signal RF est complètement transposé à la sortie et le gain de conversion sera de $2/\pi$. Ce nombre représente alors le minimum de pertes possible pour un mélangeur passif.

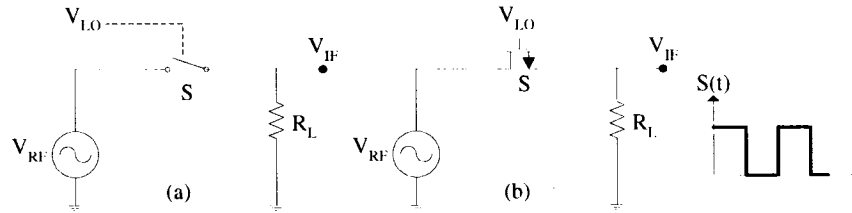


Figure 3.5 : Mélangeur fonctionnant en : (a) interrupteur simple, (b) interrupteur NMOS

3.3.3.2 Structures résistives à FET

La figure 3.6 présente un mélangeur résistif à FET. Le principe de fonctionnement est basé sur la non polarisation du transistor ($V_{DS}=0$) avec le signal LO directement appliqué à la grille. Cette condition place le fonctionnement dans la zone linéaire (ohmique) de la caractéristique courant-tension du transistor [27]. Par conséquent, le canal drain-source se comporte comme une haute résistance linéaire contrôlée par la tension V_{GS} . Dans ce cas, on peut dire que le signal LO module la résistance du canal à la fréquence LO permettant ainsi au signal RF appliqué au drain de se mélanger à celui-ci [10][30].

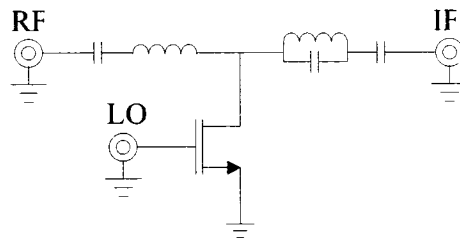


Figure 3.6 : Mélangeur résistif à FET

L'avantage de ce type de mélangeur est non seulement sa bonne performance aux distorsions d'intermodulation mais aussi sa capacité d'atteindre un IP3 de +30 dBm et plus. Par contre, il possède des pertes de l'ordre de 6 dB.

3.3.4 Structures symétriques à transistors (DBM)

Au cours des années, plusieurs recherches sur les mélangeurs à base de transistors MOS ont été entreprises [41] [43]. Ceci a conduit au développement de la topologie passive doublement équilibrée à MOS de la figure 3.7. Cette configuration est réalisée avec quatre transistors en quadrature et des transformateurs aux ports RF, LO et IF. Dans ce cas, les transistors sont considérés de mêmes dimensions afin de disposer des mêmes résistances pour les quatre transistors [43]. Ainsi, durant l'alternance positive du signal LO, la paire M2-M4 est conductrice et connecte l'entrée à la sortie tandis que la paire M1-M3 est ouverte. En considérant R_d comme résistance du transistor et Z_L comme charge, l'analyse du circuit équivalent de cette structure nous donne la tension de sortie :

$$V_o = + \frac{V_{RF} \cdot Z_L}{Z_L + 2R_D + R_S} \quad (3.13)$$

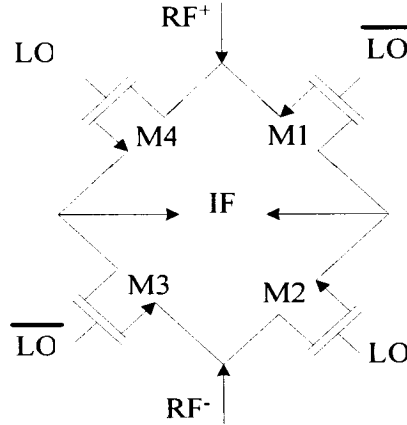


Figure 3.7 : Mélangeur en anneau à transistors MOS (DBM)

Lorsque le signal LO est négatif, la paire M1-M3 connecte l'entrée et la sortie ensemble tandis que la paire M2-M4 est ouverte. Dans ce cas, la tension est :

$$V_o = - \frac{V_{RF} \cdot Z_L}{Z_L + 2R_D + R_S} \quad (3.14)$$

Nous remarquons que la fréquence de commutation est déterminée par la fréquence du signal LO. Ceci équivaut mathématiquement à la multiplication du signal RF par celui de LO. Donc, la comparaison de (3.13) et (3.14) amène l'expression suivante :

$$V_o = \frac{V_{RF} \cdot Z_L}{Z_L + 2R_D + R_S} P(t) \quad (3.15)$$

En substituons la fonction $P(t)$ dans cette relation et après développement nous obtenons le processus de mélange. Le principal avantage de cette structure à transistors MOSFET est qu'elle n'a pas besoin de courant de polarisation, ce qui fait d'elle une candidate clé pour la faible consommation. Mais, les principaux inconvénients sont les pertes élevées

et la figure de bruit qui est autour de 9 dB. De plus, elle nécessite un niveau élevé d'injection LO et son adaptation est difficile à réaliser.

3.4 Topologies actives à transistors (BJT/MOSFET)

Contrairement aux topologies passives, les actives possèdent l'avantage de procurer un gain de conversion sans pour autant exiger un niveau d'injection LO élevé. Cette caractéristique est intéressante pour combiner ensemble le changement de fréquence et l'amplification. Ces mélangeurs peuvent être réalisés soit avec des transistors bipolaires (BJT) ou à effet de champ (FET) et leurs processus de mélange résulte de la variation non linéaire de la transconductance sous le contrôle du signal LO. Par ailleurs, le choix du MOS en haute fréquence présente des avantages. Il génère moins de bruit et il possède de faibles distorsions d'intermodulation. En outre, Les MOS sont moins sensibles aux variations des tensions d'entrées que les bipolaires et ils consomment moins de puissance.

3.4.1 Structures asymétriques à transistors

La non linéarité du MOSFET à travers la transconductance g_m est utilisée pour réaliser le processus de mélange [26] [32] [27]. Le circuit de la figure 3.8 représente un mélangeur actif à un seul transistor MOS. Pour un transistor de type NMOS, lorsque la tension de commande grille-source $V_{gs} > V_{th}$, un canal se crée et le transistor devient conducteur.

Ainsi, l'équation du courant dans la région de saturation ($V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$) est exprimée par :

$$I_d = \mu_n C_{ox} \frac{W}{2L} (V_{gs} - V_{th})^2 \quad (3.16)$$

La tension de seuil est :

$$V_{th} = V_{th0} + \gamma \left(\sqrt{V_{sb} + |2\Phi_F|} - \sqrt{|2\Phi_F|} \right) \quad (3.17)$$

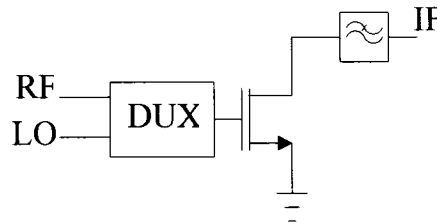


Figure 3.8 : Mélangeur actif à transistor MOS

Évidemment, il apparaît dans les équations des caractéristiques un terme quadratique qui en fait génère le processus de mélange. Bien que les transistors MOS exhibent une propriété quadratique dans les deux zones d'opération, la réalisation du processus de mélange dans la zone triode est très complexe. Le courant de drain dans zone saturée est indépendant de la tension V_{ds} lorsque on considère une approximation de premier ordre. Pour des approximations d'ordre supérieur, il existe des erreurs dont la principale est due à la longueur du canal induite par la variation de V_{ds} [22].

Soit V_B une tension de polarisation du transistor. Les deux signaux d'entrée sont appliqués à travers un duplexeur. Donc, ils produisent une forme d'onde résultant de la

somme de RF et LO à la grille du transistor. Cette forme d'onde attaque le transistor sur une partie de la caractéristique de la transconductance. Le courant de drain qui s'ensuit contient des composantes harmoniques et des composantes d'intermodulation qui peuvent être représenté sous la forme $I_D = f(v_i = v_{GS})$.

En considérant une tension grille à l'entrée telle que :

$$v_{GS} = v_B + v_{RF} \cos \omega_{RF} t + v_{LO} \cos \omega_{LO} t \quad (3.18)$$

Alors, la combinaison des relations (3.16) et (3.18) donne un courant de sortie représenté sous la forme condensée suivante :

$$I_D = K(v_{fond} + v_{quad} + v_{crois}) \quad (3.19)$$

Avec

$$K = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} \quad (3.20)$$

Avec une impédance de charge à la sortie, nous pouvons obtenir la tension à la sortie donnée par la relation suivante :

$$\begin{aligned} v_{fond} &= (v_B - v_{th})(v_B - v_{th} + 2v_{RF} \cos \omega_{RF} t + 2v_{LO} \cos \omega_{LO} t) \\ v_{quad} &= [v_{RF} \cos \omega_{RF} t]^2 + [v_{LO} \cos \omega_{LO} t]^2 \\ v_{crois} &= 2v_{RF} v_{LO} [\cos \omega_{RF} t][\cos \omega_{LO} t] \end{aligned} \quad (3.21)$$

Ce résultat fait apparaître en fait un terme de produit croisé traduisant une opération de multiplication qui cause les fréquences somme et différence.

3.4.2 Structures à double grille isolée (DGFET)

La structure d'un mélangeur à double grille isolée DG-MOSFET est représentée à la figure 3.9. Le signal RF peut être appliqué à une des grilles du FET et le signal LO à la seconde grille. Le montage peut être réalisé avec deux transistors en cascade. Dans cette hypothèse, le transistor inférieur opère dans la région triode et exhibe une transconductance g_m qui est fonction de la tension du drain contrôlé par le signal LO [44]. En somme, ce type de mélangeur fournit une bonne isolation RF-LO mais une mauvaise tenue aux bruits comparativement au mélangeur asymétrique (SEM).

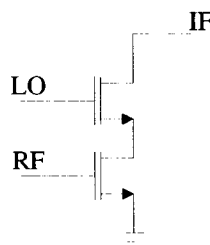


Figure 3.9 : Topologie du mélangeur DGFET

3.4.3 Structures différentielles actives équilibrées (SBM)

Le circuit différentiel remplit l'une des plus importantes fonctions de l'électronique analogique qui est fort utilisé dans les circuits intégrés [22]. En effet, le circuit différentiel est très utilisé dans de nombreuses applications de télécommunication dont le mélangeur est un exemple [26] [35]. Deux configurations sont alors possibles : le mélangeur équilibré différentiel SBM (Single balanced mixer), (figure 3.10) et le

mélangeur doublement différentiel DBM(Double balanced mixer), (figure 3.11). La réalisation de cette structure doit être parfaitement symétrique, c'est-à-dire que les transistors bipolaires ou MOSFET qui les composent doivent être rigoureusement identiques.

La figure 3.10 représente un mélangeur SBM. Cette structure requiert que les transistors Q2 et Q3 doivent être identiques ou appariés. Le transistor Q1 du circuit inférieur reçoit le signal RF et joue le rôle d'un convertisseur tension-courant. Le courant de trainée est partagé équitablement dans les émetteurs couplés de Q2 et Q3. Ainsi, le signal RF varie le courant de collecteur du transistor et l'opération de commutation de Q2-Q3 multiplie cette variation par un signal LO issue de l'oscillateur local. Finalement, le signal de sortie IF est représenté par la tension entre les collecteurs.

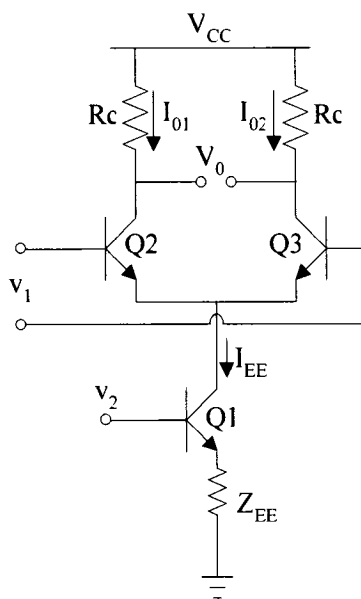


Figure 3.10 : Mélangeur différentiel (SBM)

Les courants de collecteur des transistors sont :

$$\begin{aligned} I_{C1} &= I_S e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \\ I_{C2} &= I_S e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \end{aligned} \quad (3.22)$$

En supposant les transistors identiques, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{aligned} \frac{I_{C1}}{I_{C2}} &= e^{V_1/V_T} \\ \text{Avec} \\ V_i &= V_{BE1} - V_{BE2} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Par hypothèse, nous considérons que le gain en courant base-commune α du transistor bipolaire est négligeable. Alors, la somme des courants collecteurs sera $I_{C1} + I_{C2} \cong I_{EE}$.

Après combinaison et réarrangement des équations, nous obtenons les expressions des courants collecteurs suivants :

$$I_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)}} \quad (3.24)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{\left(\frac{V_1}{V_T}\right)}}$$

La différence de ces courants nous amène le courant total de la sortie :

$$I_o = I_{C1} - I_{C2} = I_{EE} \tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) \quad (3.25)$$

Ainsi, la tension différentielle à la sortie est obtenue par l'expression suivante :

$$V_o = -R_C I_o = -R_C I_{EE} \tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) \quad (3.26)$$

Où le courant de traînée est tel que :

$$I_{EE} = I_S e^{\frac{V_2}{V_T}} \approx \frac{V_2 - V_{BE}}{R_{EE}} \quad (3.27)$$

Après l'approximation de la fonction (tanh) et la réorganisation des équations, nous obtenons la tension différentielle totale de la paire :

$$V_o = -\left(\frac{R_C}{R_{EE}}\right)\left(\frac{V_2 V_1}{2V_T}\right) + f(I_{EE}, V_1) \quad (3.28)$$

Finalement, cette expression peut être mise sous la forme condensée suivante :

$$V_o = -K V_2 V_1 + f(I_{EE}, V_1) \quad (3.29)$$

Avec

$$K = \left(\frac{R_C}{R_{EE}}\right) \frac{1}{2V_T}$$

Nous remarquons que dans cette équation la tension obtenue est une multiplication de signaux. En effet, le produit croisé des deux signaux produit à la sortie la somme et la différence des fréquences du processus du mélange.

3.4.4 Structures doublement différentielles (DBM)

La figure 3.11 présente un circuit doublement différentiel connu généralement sous le nom de la cellule de Gilbert (réalisée à base d'amplificateurs différentiels). Ce type de circuit permet de réaliser, selon les amplitudes relatives et les fréquences des signaux

appliqués aux entrées, les fonctions de multiplication de l'un par l'autre, de modulation d'amplitude, ou encore de comparaison de leurs phases respectives [26]. Cette cellule est caractérisée notamment par une bonne isolation entre les ports, un bon gain de conversion, et un meilleur compromis entre la linéarité et la consommation [13]. De plus, elle convient parfaitement à l'intégration surtout pour les technologies Si/SiGe contribuant ainsi au développement de dispositifs à bas coût.

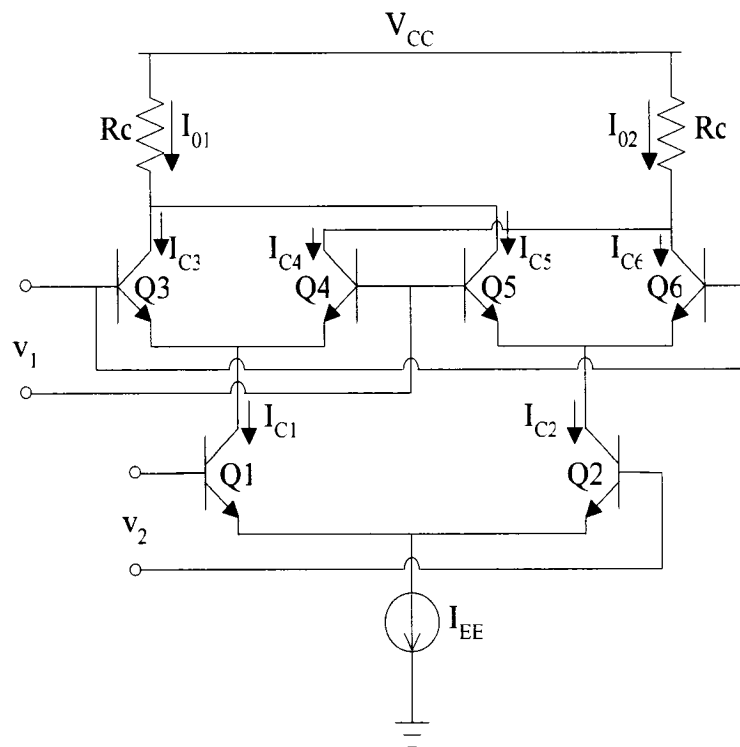


Figure 3.11 : Mélangeur à cellule de Gilbert (DBM)

La structure SBM présente des inconvénients dont les plus importants sont la restriction des signaux d'entrées et la tension d'offset. Ceci conduit à un arrangement qui introduit une deuxième paire (Q2-Q5-Q6) dont le signal d'entrée est en opposition de phase par

rapport à la première, comme le montre la figure 3.11. Le courant total à la sortie IF est exprimé par:

$$I_o = I_{o1} - I_{o2} = (I_{C3} + I_{C5}) + (I_{C4} + I_{C6}) \quad (3.30)$$

Le processus de mélangeur de cette cellule est basé sur la même procédure d'analyse que dans la topologie SBM.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé différents types et topologies de dispositifs mélangeurs et présenté leurs avantages et inconvénients. En somme, il ressort que les topologies actives possèdent l'avantage d'offrir un gain ou de faibles pertes et de plus elles n'exigent pas une puissance LO élevée. Par ailleurs, si la structure est symétrique et doublement différentielle, elle conduit à une meilleure performance en termes de gain, d'immunité au bruit et d'isolation. Compte tenu de ces considérations, la topologie doublement différentielle (DBM) sera développée dans le prochain chapitre.

CHAPITRE 4

CONCEPTION DU MÉLANGEUR CMOS

4.1 Introduction

Dans ce chapitre nous abordons la conception d'un mélangeur radiofréquence en technologie CMOS 0.18 μm de TSMC dédié aux applications 5 GHz. Ce mélangeur est un abaisseur de fréquence à base d'une topologie active doublement différentielle. Il est conçu en tant que fonction unique, c'est-à-dire qu'il n'est pas inséré dans une chaîne de réception. Ce chapitre présente en outre diverses directives techniques pour la réalisation en radiofréquence des circuits intégrés CMOS. D'ailleurs, diverses réalisations matérielles, accompagnées de stratégies optimales, viennent appuyer les efforts de conception.

4.2 Limitations de la technologie CMOS

La technologie CMOS est aujourd'hui arrivée à maturité avec un degré d'intégration très élevé. Le choix de la technologie CMOS permet non seulement de bénéficier à l'heure actuelle du prix le plus bas sur le marché des semi-conducteurs, mais aussi de fabriquer des circuits en très grande quantité et de façon maîtrisée. Les améliorations importantes

des performances de cette technologie permettent de développer des produits fonctionnant dans les bandes 1-8 GHz pour des applications à haut débit [3] [11] [25].

Malgré cet essor, le transistor MOS offre un des plus faibles rapports courant sur largeur de grille. Ceci a une influence directe sur le gain de transistor à travers sa transconductance. D'autre part, une caractéristique importante du substrat silicium est que celui-ci est semi-conducteur à la différence de l'arséniure de gallium qui est semi-isolant. Cette propriété induit des pertes dans le substrat à travers les capacités parasites. Alors, les champs magnétiques pénètrent dans le substrat et créent des courants néfastes. La faible résistivité du substrat engendre des courants non négligeables à l'inverse des substrats fortement résistifs. Ainsi, il existe des phénomènes d'interférence, les « crosstalk » et « noise coupling » entre les signaux qui peuvent être atténué par une électronique différentielle éliminant au maximum le mode commun.

Malgré les performances atteintes par la technologie CMOS moderne, cette dernière présente encore des limitations pour les applications en fréquences radio dont les plus importantes est :

- Faible transconductance comparée au bipolaire;
- Capacité parasite élevé; et
- Inexactitude des modèles en haute fréquence.

4.2.1 Effets du canal court

L'essor associé à la miniaturisation des transistors MOS a généré également d'autres phénomènes liés aux effets de canal court et de champs forts dont nous citons les principaux [19] [2] [23] :

- Diminution de la mobilité sous l'effet du champ électrique vertical;
- Saturation de la vitesse des porteurs dans le canal; et
- Diminution de la barrière de potentiel côté drain.

En somme, un ensemble de phénomènes découlant du processus physiques de la technologie affectent les caractéristiques du MOS qui conduisent à des variations substantielles des performances de ce dernier. Pour tenir compte de l'effet de modulation de longueur de canal, il y a lieu de considérer la caractéristique V-I du transistor MOS. Ainsi, l'équation (3.16) peut être réécrite sous la forme suivante [32] :

$$I_d = \mu_n C_{ox} \frac{W}{2L} (V_{gs} - V_{th}) \left[(V_{gs} - V_{th}) \parallel (LE_{sat}) \right] \quad (4.1)$$

où E_{sat} est le champ électrique critique. La tension de saturation pour un canal court est représentée par la relation :

$$V_{dsat} \approx \left[(V_{gs} - V_{th}) \parallel (LE_{sat}) \right] = \frac{(V_{gs} - V_{th})(LE_{sat})}{(V_{gs} - V_{th}) + (LE_{sat})} \quad (4.2)$$

La combinaison des relations (4.1) et (4.2) nous donne la relation [19] :

$$I_d = \frac{\mu_n}{1 + \theta(V_{gs} - V_{th})} \frac{C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th})^2 \quad (4.3)$$

où $\theta = \frac{1}{LE_{sat}}$ représente le paramètre de réduction de la mobilité. Selon la relation (4.3),

l'effet de réduction de la mobilité à fort champ se traduit par une dépendance de la mobilité en fonction de V_{gs} . Ceci montre qu'à V_{gs} élevé, le comportement du courant de drain n'est plus quadratique mais linéaire et qu'il ne dépend plus de la longueur du canal. Cet effet se caractérise par une résistance additionnelle en série qui se traduit par des erreurs affectant les paramètres du transistor. Par conséquent, la transconductance subit un important changement, qui de surcroît affecte la fréquence de transition à travers sa pulsation ω_T exprimée par la relation :

$$\omega_T \approx \frac{3}{4} \frac{\mu_n E_{sat}}{L} \quad (4.4)$$

En fait, nous constatons que la fréquence de transition devient proportionnelle à l'inverse de canal L ($1/L$) et non plus à l'inverse au carré dans le cas d'un canal long ($1/L^2$). Cette fréquence devient indépendante des conditions de polarisation ou de l'épaisseur de l'oxyde. À cet égard, le dés-appariement « mismatch » des transistors de même que la saturation de la vitesse des porteurs qu'engendre le champ électrique fort contribue à la non-linéarité globale. Dans l'ensemble, la réduction de la mobilité constitue la source la plus probante de non-linéarité. En utilisant des tailles de multiples fois plus grandes que le minimum obligé par la technologie, on arrive à minimiser leur impact.

4.3 Spécifications

Dû à sa position frontale dans l'étage d'entrée RF, le mélangeur abaisseur de fréquence « downconverter » nécessite un gain de conversion et une faible figure de bruit. Ces caractéristiques permettent de réduire les exigences sur le LNA et de surmonter la diffusion des bruits aux étages subséquents qui peuvent dégrader la sensibilité du récepteur. De fait, les caractéristiques recherchées pour ce mélangeur sont :

- Maximiser le gain;
- Minimiser le bruit;
- Maximiser la performance de la distorsion; et
- Minimiser la consommation d'énergie.

4.4 Choix de la topologie du mélangeur CMOS

Les mélangeurs actifs ont par rapport aux mélangeurs passifs l'avantage de procurer un certain gain de conversion et ne nécessitent qu'une faible puissance pour la LO. Cette caractéristique est particulièrement intéressante pour combiner le changement de fréquence et l'amplification dans un même circuit. Elle permettra ainsi la réduction des exigences sur le LNA de même que la contribution au bruit des étages subséquents. L'attrait principal de cette approche réside dans le fait qu'elle permet d'expurger le nombre d'étages, de réduire le coût et la consommation d'énergie. En somme, avoir une

faible puissance d'oscillation locale est importante pour les circuits intégrées particulièrement les topologies qui fonctionnent à basse alimentation et cela pour les raisons suivantes :

- Difficulté de générer un niveau d'injection LO puissant pour une conception à basse tension et basse puissance;
- Un niveau LO de puissance élevé cause des fuites importantes LO-RF entre les ports. Par conséquent, ces fuites peuvent apparaître à l'antenne et devenir ainsi des interférences pour d'autres systèmes; et
- Une réduction de la puissance LO permet l'amélioration des isolations entre les ports LO-RF et LO-IF.

Conformément à ce qui précède, nous nous sommes orientés vers la concrétisation d'une topologie active pour le mélangeur. D'autre part, pour des raisons de suppression des harmoniques paires, nous nous sommes orienté vers une topologie symétrique, la paire différentielle. Cette topologie fournit une plus grande isolation grâce à une annulation des signaux indésirables sur un port donné et procure des avantages indéniables qui sont évoqués ci-dessous :

- Meilleure immunité aux bruits/interférences qu'une topologie asymétrique;
- Meilleure dynamique; et
- Diminution des distorsions de second ordre.

Tout compte fait, une topologie différentielle permet de s'affranchir, du moins en théorie, de la distorsion d'ordre paire, notamment la distorsion harmonique de second

ordre. Cependant, le comportement de la paire différentielle n'est pas aussi simple, surtout lorsque les effets du mésappariement « mismatch » et des hautes fréquences sont considérés. Ces phénomènes conduisent au déséquilibre et génèrent de la distorsion [5]. Pour atteindre des bonnes performances, la paire doit être parfaitement symétrique, c'est à dire que les transistors qui les composent doivent être rigoureusement identiques. Car, l'appariement statique (équilibrage des courants de repos, ou même l'appariement en gain) est totalement insuffisant pour assurer un fonctionnement spectralement satisfaisant. En réalité, l'appariement n'est jamais parfait et nous retrouvons en sortie une distorsion de second ordre atténuée mais non nulle. La seule solution satisfaisante est donc d'utiliser un mélangeur actif intégré. Donc, la solution monolithique semble, de prime abord, la plus intéressante d'un point de vue économique et de l'encombrement, voire même de la consommation.

À sa sortie, La topologie différentielle simple (SBM) permet l'élimination d'un des signaux d'entrée RF ou LO tandis que la topologie DBM permet l'élimination des deux signaux RF et LO [35]. Mais l'avantage le plus significatif de la DBM réside dans la suppression des bruits venant du port LO. Cette structure offre donc une meilleure immunité aux fuites des ports LO-IF qu'on appelle « feedthrough ». Ceci procure donc à la sortie un spectre moins contraignant.

4.4.1 Principe du mélangeur DBM en CMOS

Le mélangeur doublement différentiel (DBM) à transistors MOS illustré à la figure 4.1 réalise une fonction de mélange en convertissant une tension sur le port RF en un courant différentiel sur la sortie IF. La tension IF de sortie est alors récupérée à l'aide de charges. Dans sa version originale présentée par Gilbert [16], cette cellule était réalisée au moyen de transistors bipolaires avec la fonction d'un multiplieur. En fait, cette cellule est composée de 4 étages empilés (cascadés) et exige une dégénération. Par conséquent, ceci demande un niveau d'injection LO élevé qui en tout cas demeure une contrainte sévère pour la conception des circuits à basse tension.

Cette topologie permet d'offrir certains avantages indéniables comme le gain et une réduction des exigences du filtrage à sa sortie.

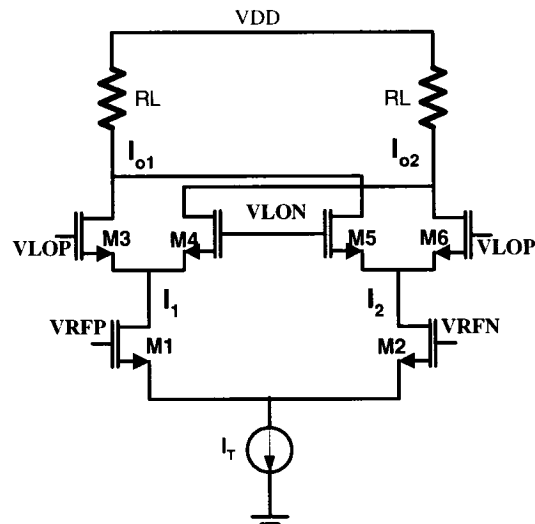


Figure 4.1 : Version MOS du mélangeur à cellule de Gilbert

Le principe de fonctionnement de la cellule de Gilbert est le suivant. La paire différentielle RF (constituée de deux transistors M1 et M2 montés en source commune et partageant leurs sources) convertit la tension différentielle d'entrée en un courant différentiel.

La plage de tension différentielle V_{id} pour laquelle les deux transistors (M1-M2) sont actifs en même temps dépend des dimensions géométriques (W,L) et du courant de traînée I_T de la source. Ceci contraste avec la paire différentielle à base de transistors bipolaires pour laquelle la plage de tension est définie de façon constante ($2KT/q=50mV$) quelques soient les dimensions des transistors et le courant de traînée. En fait, la paire différentielle à base de transistors MOS se comporte comme étant une paire différentielle à base de transistors bipolaires munie d'une dégénération résistive sur les émetteurs pour augmenter la plage de tension V_{id} . Les courants I_1 et I_2 du

transducteur (Fig.4.1) sont ensuite dirigés vers deux paires différentielles (M3-M6) commandées par un fort signal LO. Ces dernières sont commandées de telle sorte qu'elles opèrent en régime de commutation [58]. Un tel étage de commutation constitue le cœur du circuit où les signaux RF et LO se mélangent. Finalement, le courant total I_o est convertie en une tension à la sortie IF ($V_{o1} - V_{o2}$) par une charge (R_L). La figure 4.2 résume le principe de fonctionnement de cette cellule. Le courant total à la sortie IF est donné par la relation :

$$I_o = I_{o1} - I_{o2} = (I_3 - I_4) - (I_6 - I_5) \quad (4.5)$$

Il est nécessaire que la tension différentielle appliquée sur les grilles des paires différentielles LO soit suffisante pour faire commuter les transistors entre les états, bloqué et passant. Dans cette hypothèse, la tension (V_{LO}) nécessaire pour un régime de fonctionnement en commutation doit être supérieure à $\sqrt{2}(V_{gs} - V_{th})$. Toutefois, lorsque la tension $V_{LO} > \sqrt{2}(V_{gs} - V_{th})$ nous obtiendrons un état de fonctionnement déséquilibré. Par contre, lorsque $V_{LO} < \sqrt{2}(V_{gs} - V_{th})$ nous acquérons un état équilibré ou tous les transistors sont fermés (passants). Cet état est caractérisé par un temps de transition nommé (Δ) qui s'avère le plus problématique particulièrement pour le bruit et la rapidité de la commutation.

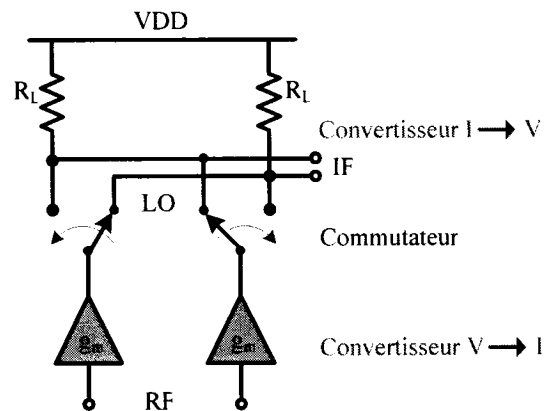


Figure 4.2 : Principe de fonctionnement de la cellule de Gilbert

4.5 Méthodologie de la mise en œuvre du mélangeur

4.5.1 Problématique de la fréquence image

Le choix de la fréquence intermédiaire IF est une étape importante dans la conception. En effet, ce choix amène plusieurs difficultés dont celle de la fréquence image. En réalité, il existe une fréquence, appelée fréquence image (f_{IM}) qui, multipliée par le mélangeur est aussi convertie à la fréquence intermédiaire. Le spectre de Fourier de n'importe quel signal réel est symétrique par rapport à la fréquence zéro et comme la fonction cosinus étant paire, aucune distinction n'est faite entre une fréquence négative et positive. De ce fait, cela autorise un signal présent sur l'antenne et situé à la fréquence $(\omega_{LO} - \omega_{IF})$ d'être converti à la fréquence IF.

La présence d'une fréquence image est un sérieux problème. Chaque norme de communication impose des contraintes sur les signaux émis par les utilisateurs dans sa bande d'application mais ne peut rien faire face aux signaux parasites externes. Ainsi, des signaux hors bande peuvent tout à fait être convertis dans le canal utile (converti lui-même à la fréquence IF) à un niveau de puissance plus élevé. Ceci montre qu'il faut absolument supprimer l'effet de la fréquence image. Elle est néfaste pour la réception puisqu'elle est indistincte du signal RF lui-même. Le choix va dépendre du niveau d'image convertie dans le canal utile, de l'écart de fréquence entre l'image et le signal utile, et des pertes du filtre supprimant la fréquence image.

Dans notre cas, le signal RF est centré à la fréquence 5.2 GHz situé dans la bande [5.15 - 5.25] GHz. Ce signal est converti à une fréquence intermédiaire (IF) de 100 MHz. Avec ce choix, quel sera l'effet de la fréquence image sur la fréquence intermédiaire? Dans ce qui suit, nous déterminons les limites de ce choix. En principe, les deux intervalles des fréquences LO sont déterminés par :

$$f_{LO} = f_{RF} \pm f_{IF} = [5150 - 5250] \pm 100 \text{ MHz} \begin{cases} 5250 - 5350 \text{ MHz} \\ 5050 - 5150 \text{ MHz} \end{cases} \quad (4.6)$$

En considérant le second intervalle, la fréquence intermédiaire sera :

$$f_{IF} = f_{RF} \pm f_{LO} = [5150 - 5250] - [5050 - 5150] = 100 \text{ MHz} \quad (4.7)$$

Et la fréquence image est :

$$f_{IM} = f_{LO} \pm f_{IF} = [5050 - 5150] - 100 \text{ MHz} = [4950 - 5050] \text{ MHz} \quad (4.8)$$

Nous remarquons que la fréquence image est en dehors de la bande passante du signal.

4.5.2 Dimensionnement des transistors MOS

Une des phases la plus délicate dans la procédure de conception d'un circuit intégré est le dimensionnement des transistors mis en jeu dans le circuit. Cette étape qui conditionne les performances du circuit consiste à déterminer les valeurs approximatives des composants constituant le mélangeur. Ensuite, un ajustement sera réalisé après simulation afin d'atteindre les performances désirées. Tout d'abord, la largeur des transistors de l'étage d'entrée RF est déterminée selon une technique se basant sur le bruit minimal permettant d'aboutir à un dimensionnement optimale de la largeur et qui est exprimée par la relation suivante [32] :

$$W_{opt} = \frac{1}{3\omega L R_S C_{ox}} \quad (4.9)$$

où W est la largeur de la zone active du transistor, L est la longueur minimale de la technologie utilisée, C_{ox} est la capacité d'oxyde de la grille par unité de surface et R_S est la résistance d'adaptation à l'entrée généralement égale à 50Ω .

La capacité d'oxyde de la grille est déterminée par la relation :

$$C_{ox} = \frac{K_{ox} \epsilon_0}{t_{ox}} \approx 8.463 \times 10^{-3} \text{ F/m}^2 \quad (4.10)$$

où ε_0 est la permittivité du vide, K_{ox} est une constante égale à 3.9 et t_{ox} est l'épaisseur d'oxyde de la grille. D'autre part, la pulsation ω , dans le cadre de ce travail est égale à :

$$\omega = 2\pi f = 2\pi (5.2 \times 10^9) = 32.672 \times 10^9 \text{ rad/s} \quad (4.11)$$

Finalement, nous obtenons une largeur W_{opt} approximativement égale à $140\mu\text{m}$ pour les transistors de l'étage RF.

D'autre part, en considérant une longueur L fixe pour des transistors en saturation, toute augmentation de la largeur W impliquerait par conséquent une augmentation de la transconductance g_m et de la capacité C_{gs} . D'ailleurs, la longueur des transistors MOS est choisie plus grande que la valeur minimale requise par la technologie par compromis entre l'effet du canal court, les erreurs d'appariement des transistors « matching » ainsi que la contribution du bruit $1/f$. En fin de compte, la longueur de tous les transistors du mélangeur est établie à $0.5\mu\text{m}$.

4.5.3 Proposition du mélangeur CMOS

La principale limitation de la topologie du mélangeur conventionnel (fig. 4.1) réside dans l'empilement de plusieurs étages de transistors. Ceci ne peut pas répondre aux contraintes qu'impose la technologie CMOS moderne caractérisée par une faible alimentation (dans notre cas 1.8 V). En outre, cette topologie limite le signal d'entrée à un faible niveau et par conséquent la linéarité. Dans cette hypothèse, il est devenu

opportun d'explorer une autre solution lui permettant de s'adapter aux nouvelles contraintes imposées par la technologie pour atteindre de meilleures performances

4.5.3.1 Distorsion et non linéarité du mélangeur CMOS

La linéarité du mélangeur DBM est principalement reliée à trois importantes sources qui sont : l'étage d'entrée RF ou le transducteur, l'étage commutateur et la charge. Cependant, la source la plus importante est celle des transistors RF (M1-M2) dans les conditions d'opération idéale pour les transistors de commutation. Ainsi, le transducteur constitue le socle des performances du mélangeur (gain, linéarité, bruit) et plus particulièrement de la gamme dynamique et du point d'interception IP3.

Plusieurs techniques ont été proposées dans la littérature pour l'amélioration de la linéarité [7][52][9]. Généralement, la dégénération est l'une des techniques la plus utilisée pour les mélangeurs. Cette technique permet en effet d'obtenir une réduction de la non-linéarité mais d'un autre côté elle est pénalisante pour la dynamique [32] [19]. De plus, elle augmente le nombre des composants donc de la surface utilisée, le bruit et la consommation d'énergie. À cet égard, les conséquences induites par cette technique affectent la transconductance en réduisant le gain et la plage de la tension.

Par ailleurs, la distorsion d'intermodulation causée dans le premier mélangeur d'une chaîne de réception est généralement pénalisante pour l'intégralité de la chaîne. À ce

propos, une paire différentielle avec une source de courant I_B comme le montre la figure 4.3 a introduit une distorsion de troisième ordre et réduit la linéarité [62]. Par contre, l'élimination de cette source (figure.4.3 b) permet en revanche une amélioration de la linéarité et une large excursion pour le signal d'entrée. Tout compte fait, cette approche apporte certains avantages qui se résument ainsi :

- Diminution du nombre des transistors empilés ce qui augmente la disponibilité de la plage de tension et minimise la consommation d'énergie;
- Amélioration de la linéarité, réduit le bruit et augmente l'excursion du signal.

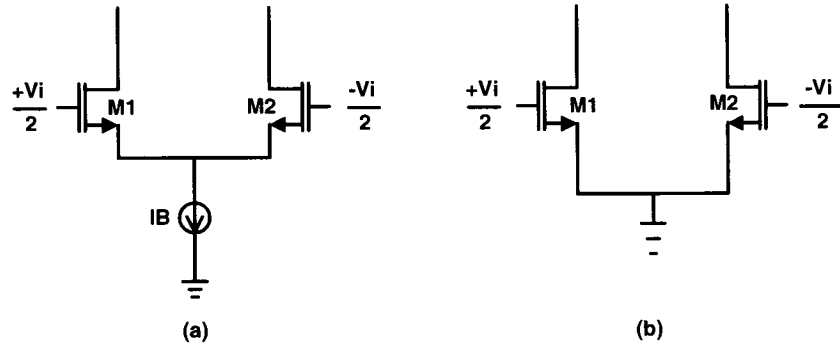


Figure 4.3 : Paires différentielles : (a) source de courant, (b) sources à la masse

Afin de prendre en compte ces constatations, nous analysons le courant différentiel total des circuits des figure 4.3 a et b tout en supposant qu'ils ont le même courant et les mêmes dimensions des transistors. Ainsi, nous déduisons le courant différentiel de sortie pour la topologie de la figure 4.3 a par la relation suivante :

$$I_o = I_1 - I_2 = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} V_i \sqrt{\frac{2I_B}{\frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L}} - V_i^2} \quad (4.12)$$

En considérant $K = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L}$, cette expression devient :

$$I_o = K V_i \sqrt{\frac{2I_B}{K} - V_i^2} \quad (4.13)$$

Nous remarquons que cette relation ne peut être correcte que pour une certaine limite de la tension différentielle V_i . Lorsque la tension V_i est suffisamment large, l'un des transistors conduit tout le courant de traînée tandis que l'autre est simplement fermé. Ainsi, la relation (4.12) sera valable uniquement pour des transistors fonctionnant en saturation c'est à dire :

$$|V_i| \leq \sqrt{\frac{2I_B}{K}} \quad (4.14)$$

Par contre, le courant total déduit de la topologie de la figure 4.3 b s'exprime par :

$$\begin{aligned} I_o = I_1 - I_2 &= \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} \left[(V_{gs1} - V_{th})^2 - (V_{gs2} - V_{th})^2 \right] \\ I_o = I_1 - I_2 &= \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{gs1} - V_{gs2})(V_{gs1} + V_{gs2} - 2V_{th}) \end{aligned} \quad (4.15)$$

Après réarrangement, cette équation peut prendre la forme suivante :

$$I_o = I_1 - I_2 = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_i (V_{gs} - V_{th}) = 2K (V_{gs} - V_{th}) V_i \quad (4.16)$$

En fait, nous constatons que le courant total à la sortie (fig. 4.3b) est une fonction linéaire de la tension d'entrée V_i tandis que la polarisation $(V_{gs} - V_{th})$ établie la transconductance. En outre, ce signal ne contient pas de produits d'intermodulation de

troisième ordre. La tension effective V_{eff} de la topologie (b) est inférieure à celle de (a). Dans ce cas, selon l'équation (3.24) et pour un même courant de polarisation, la transconductance g_m du circuit (b) sera supérieure à celui de (a). De fait, le circuit (a) ne peut pas atteindre une bonne linéarité que par une augmentation de la tension V_{eff} ou par l'utilisation d'une large dégénération ce qui constitue un inconvénient majeur pour la conception à basse alimentation.

D'autre part, il existe d'autres techniques permettant d'améliorer la linéarité comme le contrôle de la tension effective $(V_{gs} - V_{th})$ des transistors RF. Dans une telle hypothèse, l'application d'une tension V_{eff} élevée aux transistors du transducteur contribue à l'amélioration de la linéarité (IP3), par contre une faible valeur engendrera une meilleure figure de bruit (NF). Toutefois, l'inconvénient de cette technique réside dans la réduction de la plage de la tension nécessaire pour un fonctionnement en zone saturée des transistors du transducteur et l'augmentation de la consommation. Tout compte fait, l'application de cette méthodologie (optimisation de V_{eff}) passe à travers un compromis entre la linéarité et le bruit qu'il est difficilement réalisable. À vrai dire, l'amélioration d'un paramètre entraîne la dégradation d'autres et vice versa à cause de l'interaction des paramètres de la technologie caractérisant les performances. En tout état de cause, cette approche nécessite plusieurs itérations d'analyse et de simulation rendant la conception complexe et coûteuse en terme de temps.

D'un autre côté, avec les applications hautes fréquences des technologies submicroniques, d'autres phénomènes découlant de la variation des paramètres de procédé (processus physique) deviennent significatifs et dégradent les performances des mélangeurs. Ainsi, nous constatons une multiplication de la non-linéarité dans un transistor MOS dont les principales sources sont attribuables à la transconductance (g_m), la capacité grille-source (C_{gs}), la conductance du canal (g_0) et la capacité grille-drain (C_{gd}) [59]. Cependant, la plus dominante de ces sources est la capacité parasite (C_{gd}) car elle engendre une réaction négative pour le transistor. L'effet de la réaction (Miller) devient ainsi un facteur critique surtout pour en application RF puisque la réactance d'entrée n'est pas égale seulement à C_{gs} mais dépend d'une fonction corrélée du gain et de la capacité C_{gd} . Cette réactance exprimée par la relation (4.17) complique l'impédance d'entrée et détériore les performances du mélangeur (NF).

$$C_{in} = C_{gs} + (1 + G_V) C_{gd} \quad (4.17)$$

où G_V est le gain en tension du dispositif.

De plus, il y a lieu de considérer les effets des capacités parasites après la fabrication qui sont induites par le boîtier (package), les plots « pads » et les connections.

En raison de ce qui précède, nous proposons le circuit du mélangeur DBM, illustré à la figure 4.4, qui met en évidence les modules le constituant. Les largeurs des transistors utilisés sont assez grandes afin de diminuer la tension de seuil exigée pour maintenir la polarisation des transistors en saturation. De plus, la polarisation des grilles des

transistors de commutation (M3-M6) est réalisée près de la tension de saturation V_{dsat} afin de minimiser le temps de commutation et réduire le bruit à la sortie. Les principales lignes sont ici reportées, le lecteur désireux de détails peut se référer au travail dans [8].

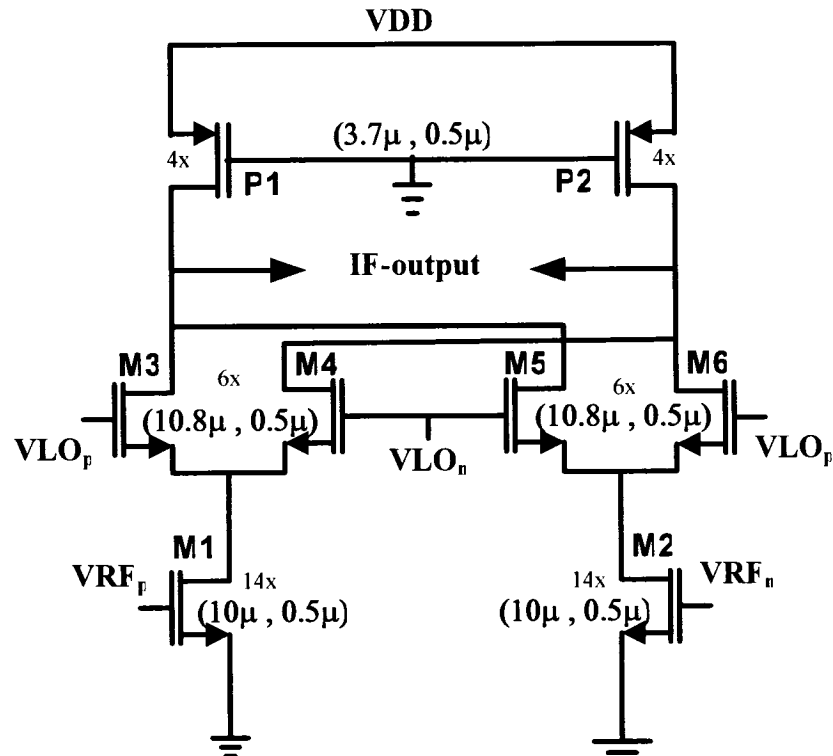


Figure 4.4 : Le mélangeur proposé

4.5.3.2 Charges actives PMOS

Un mélangeur peut être implémenté avec différents types de charges [41] [32]. Toutefois, avec un courant de consommation élevé, l'utilisation d'une résistance entraîne des chutes de tension très importante, réduit la marge de la tension pour les autres étages et par conséquent dégrade la linéarité (IP3) du mélangeur. En outre,

l'association des résistances élevées avec les capacités parasites au nœud de sortie peut produire un pôle qui peut être comparable à la fréquence d'opération. Cependant, l'inconvénient le plus significatif des résistances réside physiquement à une grande surface d'occupation et les disparates des tolérances de fabrication.

À la lumière de ce qui précède, nous proposons des charges PMOS. Le choix entre transistor PMOS ou résistance est plutôt déterminé par le besoin ou non de contrôler la tension continue sur les drains des transistors LO de l'étage de commutation. La stabilisation de cette valeur permet d'atténuer l'effet d'un mode commun généré par les déséquilibres dans les paires différentielles RF et LO. L'inconvénient principal de PMOS réside dans sa faible transconductance et les grandes capacités atténuant le signal IF.

Les transistors PMOS sont polarisés en régime ohmique. Ils présentent une résistance de charge de valeur $R_{ds} = 1/g_{ds} = R_L$ à l'étage de commutation. La résistance R_{ds} se déduit par inversion de la conductance de sortie de la caractéristique en zone linéaire du transistor. Elle est exprimée par la relation suivante :

$$R_{ds} = \frac{1}{\partial I_{ds} / \partial V_{ds}} = \frac{L}{\mu C_{ox} W (V_{gs} - V_{th} - V_{ds})} \quad (4.18)$$

En considérant les paramètres suivants (μ , λ , C_{ox} , et L) constants en fonction de V_{ds} , alors la résistance de sortie R_{ds} peut être ajustée en modifiant la largeur W du transistor et la polarisation V_{gs} .

4.5.3.3 Circuit de polarisation

La performance d'un mélangeur dépend principalement de la transconductance des transistors. Généralement, les mélangeurs sont polarisés à partir de sources externes. L'un des problèmes de cette approche est la sensibilité aux fluctuations de la tension d'alimentation et l'introduction du bruit qui s'ajoutera à la figure de bruit totale [19] [42]. Le but d'une polarisation est non seulement de déterminer un point de fonctionnement stable mais de le garder constant à travers les variations des paramètres physiques du processus technologique, de la fluctuation de la tension d'alimentation (10%) et de la température. Ainsi, toute variation de la tension ou du courant entraîne un changement des paramètres S des transistors et par conséquent la transconductance. Cette variation génère des incertitudes des performances. Donc, la polarisation pour une transconductance constante stabilise les opérations du mélangeur et donne de meilleures performances.

À cet égard, nous proposons le circuit de polarisation illustré à la figure 4.5. Ce circuit est composé des transistors P3, P4, M7, M8 et d'une résistance R . Ainsi, les transistors P3-P4 forment un miroir de courant générant dans chaque branche un courant égal ($I_3 = I_4$). Les deux transistors M7 et M8 forment une boucle de réaction. La réaction permet ainsi d'équilibrer toute variation du courant ce qui permet d'avoir une tension constante [32]. Le courant I_3 parcourt M7 en engendrant la tension V_{gs7} tandis que le courant I_4

traverse la résistance R en créant $I_4 R$. Puisque les deux tensions sont connectées ensembles alors $V_{gs7} = I_4 R$. On peut donc établir le point d'équilibre à partir de l'équation (4.14) avec $\beta = \mu_n C_{ox} \frac{W_7}{L_7}$.

$$I_4 R = V_{gs7} = V_{th7} + \sqrt{\frac{2I_3}{\beta_7}} \quad (4.19)$$

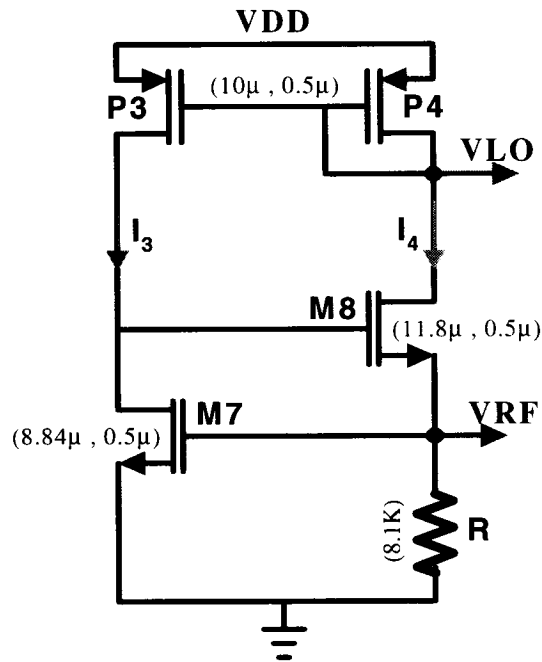


Figure 1.5 : Circuit de polarisation

Cette équation peut être résolue pour $I = I_3 = I_4$ donnant :

$$I = I_4 = \frac{V_{th7}}{R} + \frac{1}{\beta_7 R^2} + \frac{1}{R} \sqrt{\frac{2V_{th7}}{\beta_7 R} + \frac{1}{\beta_7 R^2}} \quad (4.20)$$

Cette équation prédit que le courant de référence est indépendant de l'alimentation V_{DD} . Donc, la sensibilité du courant est essentiellement nulle. Cependant, l'exactitude du courant est limitée par la tension de seuil (20% de variation). Lorsqu'il s'agit d'une application industrielle, des contraintes très précises sont alors exigées en termes de fonctionnement sur une plage de température allant de -40°C à $+85^{\circ}\text{C}$ et sur une plage de tension d'alimentation variant de 10% de la valeur typique. Dans ce cas, il faut avoir recours à des circuits beaucoup plus complexes pour générer un courant de référence plus stable.

4.5.3.4 Contraintes pratiques de la conception

La génération du signal d'entrée pour un mélangeur DBM peut être réalisée de deux manières. Lorsque le signal est appliqué entre les deux grilles, on a un mode d'entrée double ou différentielle. Par contre, lorsqu'une seule entrée est alimentée, on a un mode d'entrée unique.

Le LNA précédent le mélangeur possède généralement une sortie unique (conception à faible consommation). Ceci nécessite l'utilisation d'un transformateur « balun » pour convertir le signal monopolaire en différentiel. Cependant, le « balun » est très difficile à réaliser en circuit intégré et généralement il possède des pertes variant entre 0.5 et 1 dB qui sont directement ajoutées à la figure de bruit globale. À cela s'ajoute un large espace d'occupation et un coût relativement élevé. Toutefois, il est difficile de trouver des

transformateurs discrets commerciaux opérant à 5 GHz. D'un autre côté, sans le « balun », le LNA nécessite une topologie différentielle qui d'ailleurs augmente les pertes, la consommation et le coût.

D'autre part, lorsque un mélangeur DBM a seulement une entrée pilotée alors la deuxième entrée sera mise à la masse. D'ailleurs, il existe plusieurs versions de cette technique comme celle qui est présentée dans [28] mais qui s'avère moins performante avec des limitations importantes. À cet égard, nous proposons une autre forme de piloter le mélangeur par un signal monopolaire appliqué à une grille tandis que la seconde entrée sera connectée au DC. Mais le choix final entre les deux techniques est sujet à la comparaison entre les performances.

4.6 Modèle de bruit du mélangeur CMOS

Le bruit dans les circuits intégrés est engendré par le mouvement aléatoire des charges électriques. Ces variations aléatoires génèrent généralement des fluctuations de tensions et de courants. Le bruit dans un transistor CMOS se comporte différemment en basse et en haute fréquence. À basse fréquence, les bruits sont représentés par deux sources non corrélées, le bruit en $1/f$ et le bruit thermique. En RF, l'analyse est plus complexe puisque le comportement des bruits est déterminé par deux sources corrélées et d'autres non corrélées. Les principales sources de bruits dans le MOS sont : le bruit induit sur la grille, le bruit thermique de la grille, le bruit $1/f$, le bruit associé au substrat. À cet égard,

nous présentons à l'annexe C une analyse sur le bruit en haute fréquence du mélangeur CMOS.

Dans les systèmes de communication, le mélangeur est un important contributeur de bruit. En effet, le mélangeur est intrinsèquement bruyant car le bruit est converti depuis une multitude de fréquences vers la fréquence IF de sortie. Le bruit produit par le mélangeur est caractérisé par un processus stochastique cyclostationnaire. La description de son mécanisme de bruit ainsi que sa prédiction exacte est très complexe du fait de la variation dans le temps de ses éléments, des diverses sources de bruit et des effets des hautes fréquences. Pour simplifier l'analyse, il est recommandé d'utiliser qu'une moitié du circuit constituée puisqu'il y a symétrie. Ainsi, les principaux contributeurs de bruit dans le mélangeur sont : 1) le bruit de l'étage d'entrée RF (transducteur); 2) Le bruit de l'étage de commutation et celui associé à LO; et 3) Le bruit associé à la charge.

Le bruit dans un mélangeur doublement équilibré (DBM) est le double de celui d'un mélangeur équilibré (SBM). Ainsi, la figure de bruit (NF) du mélangeur doublement équilibré en CMOS peut être estimée par la relation suivante [58] :

$$NF_{SSB} = \frac{\alpha}{c^2} \frac{2(\gamma_1 + r_{g1}g_{m1})g_{m1}\alpha + 4\gamma_2\bar{G} + 4r_{g2}\bar{G}^2 + \frac{1}{R_L}}{c^2 g_{m1}^2 R_S} \quad (4.21)$$

où α est égal à 1 si le signal LO approche une forme temporelle carrée, c est le gain de conversion de la cellule de commutation, γ_1 et γ_2 sont respectivement les coefficients

de bruit des courants de canal des transistors de l'étage RF et de commutation, r_{g1} et r_{g2} sont les résistances de grille des transistors RF et LO, g_{m1} et g_{m2} sont les transconductances des transistors RF et LO, $\bar{G}$ est la valeur moyenne du signal temporel $G(t)$ de la transconductance d'une paire différentielle LO. Ainsi, g_{m2} et g_{m3} sont les transconductances des transistors LO composants cette paire, alors $G(t)$ s'écrit :

$$G(t) = 2 \frac{g_{m2} g_{m3}}{g_{m2} + g_{m3}} \quad (4.22)$$

et

$$\bar{G} = \frac{1}{T_{LO}} \int_0^{T_{LO}} G(t).dt \quad (4.23)$$

où T_{LO} est la période du signal LO.

Il est à noter que la prédiction exacte du bruit du mélangeur DBM est très complexe à cause de son processus cyclostationnaire et des multiples phénomènes qui y siègent.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons élaboré un mélangeur RF dans une technologie CMOS numérique pour une fréquence de fonctionnement à 5 GHz. La topologie active doublement différentielle proposée incorpore de nouvelles options afin d'être capable d'opérer à basse alimentation et de minimiser les interactions des paramètres en haute fréquence.

Ainsi, deux techniques ont été proposées pour l'amélioration des performances de ce mélangeur. L'une, à travers une modification du circuit, est utilisée pour minimiser les distorsions et optimiser la plage de tension pour un fonctionnement à basse tension. Cette technique caractérisée par leur simplicité améliore la linéarité sans technique avancée comme par exemple la dégénération des sources ou l'emploi d'une structure replié "folded". L'autre consiste à contrôler le potentiel de la tension sur la grille pour aboutir aux performances désirées. D'autre part, un circuit de référence a aussi été élaboré afin de stabiliser la transconductance et les paramètres S pour la fiabilité des performances.

Dans le prochain chapitre, nous présentons une analyse des résultats obtenus par simulation et autres expérimentaux menés dans le but de valider les performances et les expressions dérivées afin de caractériser le mélangeur CMOS.

CHAPITRE 5

SIMULATION ET EXPÉRIMENTATION

5.1 Introduction

L'élaboration au chapitre précédant d'un mélangeur RFCMOS a mis en évidence la nécessité d'évaluer ses performances. Ainsi pour identifier son comportement, trois étapes sont nécessaires. La première consiste à la conception et à la simulation, la seconde comporte la fabrication et la troisième l'expérimentation. Dans cette partie, nous proposons de le caractériser et faire la différence entre les résultats visés et obtenus afin d'identifier son comportement en radiofréquence. Dans cette étude, nous cherchons avant tout à valider les modèles existants et à paver la voie à des réalisations mieux ciblées. Pour cela, nous consacrons ce dernier chapitre à la collecte de mesures et à leur analyse. Suite à ces résultats, nous proposons des améliorations et suggérons des développements futurs.

5.2 Caractéristiques des analyses du mélangeur

La technologie *CMOS* 0.18 μ m de TSMC et le logiciel SpectreRF offerts par la Société Canadienne de Microélectronique (*SCM*) Ont été utilisés pour réaliser et analyser les performances du mélangeur RF. Les résultats expérimentaux sont obtenus d'une puce

fabriquée par la même technologie et en se servant des appareils de test suivant : un analyseur de réseau HP 8510C, l'analyseur de spectre HP 8563^E, un générateur d'ondes HP 83712B, une source de signal (Générateur de puissance) SMT03 et un Kit de calibration SMA. En vu de l'expérimentation, deux circuit imprimé ou PCB (Printed circuit board) ont été réalisés. D'un autre côté, le simulateur ADS (Advanced design systems), un logiciel de conception en hyperfréquences a été mis à contribution pour la réalisation du circuit imprimé (PCB) et aussi pour analyser certains circuits.

5.3 Résultats des simulations

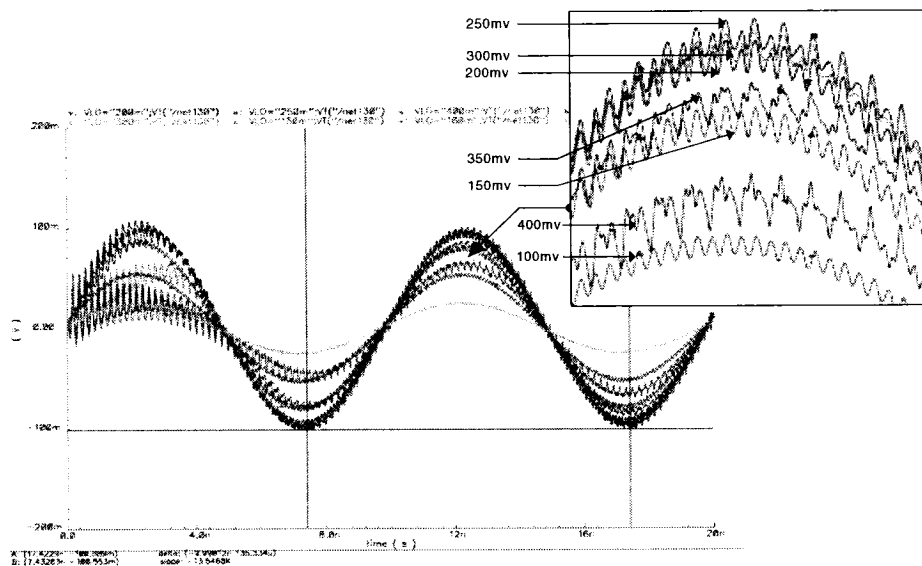
L'évaluation de la performance du mélangeur CMOS est analysée a travers les simulations. Les simulations constituent ainsi une étape importante en vue de l'intégration de ce circuit. Les simulations décrites ci-dessous ont été réalisées à l'aide du simulateur SpectreRF dans l'environnement Cadence. Ces simulations visent d'une part, à optimiser les valeurs des composants permettant ainsi de respecter au mieux les spécifications définit, d'autre part à vérifier les contraintes. À cet égard, l'annexe D-1 présente le circuit de simulation proposé. Trois ports distincts portent les signaux d'intérêts : RF, LO et IF. La fréquence RF appliquée est de 5.2 GHz, la fréquence LO est de 5.1 GHz et la fréquence IF 100 MHz. Dans chaque cas, le balun 1 :2 transforme le signal monopolaire en différentielle pour les ports RF et LO. La sortie du mélangeur IF est connectée à travers une source VCVS. Pour le transformateur en réalité, il existe un lien entre son entrée et sa sortie qui provoque une fuite de courants et tensions de

polarisation. Pour éviter cette fuite, des condensateurs de blocage de 100 pf sont mis en contribution et ne présentent qu'une charge série d'environ 2Ω .

5.3.1 Analyse en régimes continu et transitoire du mélangeur

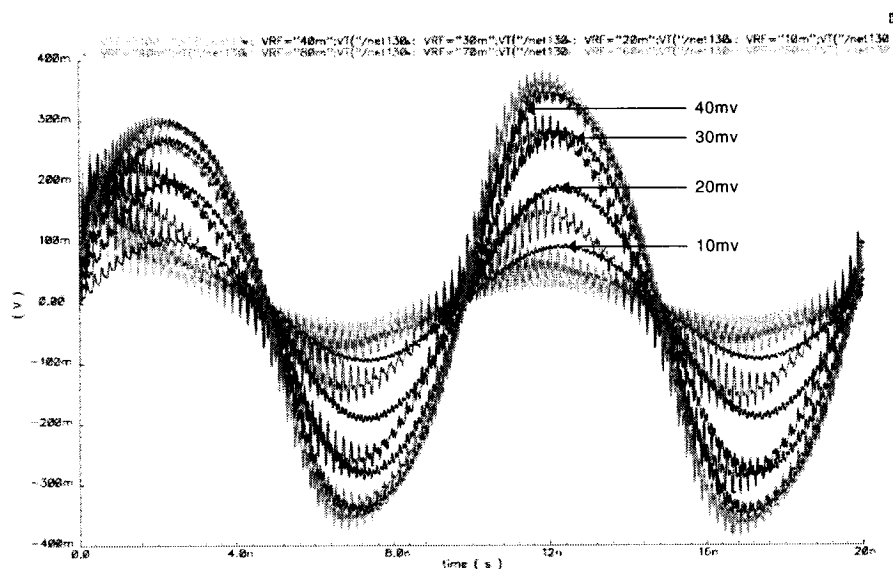
Après avoir développé la topologie du mélangeur et les conditions d'opérations dans les précédents chapitres, nous avons effectués des simulations en transitoire (TR), en continu (DC) et dans le domaine fréquentielle (AC). Ces analyses nous permettent en effet de vérifier le comportement des transistors et du circuit en général. À travers ces simulations, nous pouvons vérifier les caractéristiques des paramètres des transistors, le point d'opération, les tensions des nœuds et les zones d'opérations.

La simulation DC nous a permis de vérifier le fonctionnement correct de notre circuit. Les transistors sont en saturation afin d'obtenir une transconductance g_m élevée et une faible capacité C_{gd} . Pour évaluer les effets du signal LO, nous avons effectué une simulation transitoire paramétrique pour une amplitude de la LO variable entre 50mV et 400mV. Les figures 5.1 et 5.2 illustrent les réponses transitoires à la sortie IF pour la topologie à entrée unique et à entrée double respectivement. Pour chaque type de mélangeurs, on a simulé deux cas. Pour le premier cas (figure 5.1 a), on a varié V_{LO} entre (50 et 400) mV par contre la valeur de V_{RF} est fixé à 10 mV. Pour le second cas (figure 5.1 b), on a varié V_{RF} entre (10 et 50) mV mais V_{LO} est fixé à 200 mV.



a) cas avec VLO variable et VRF fixe

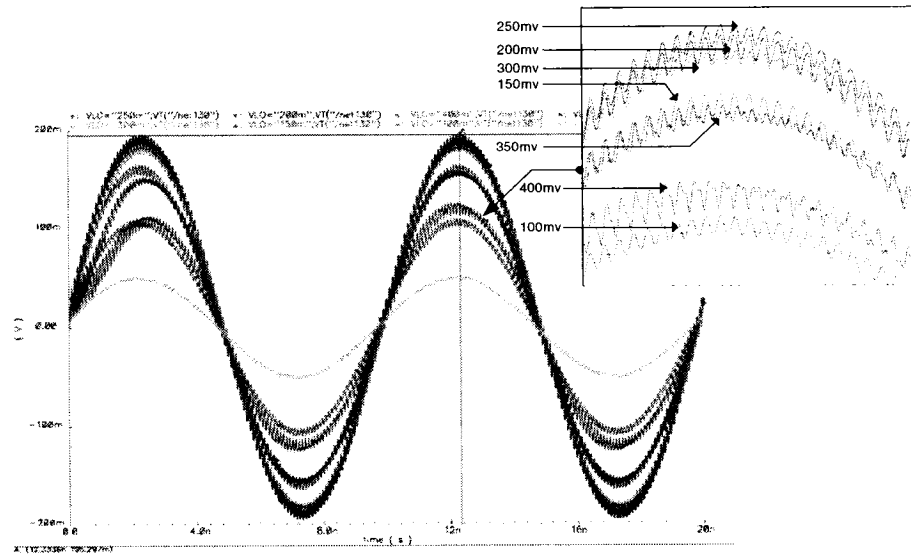
(a)



b) cas avec VLO fixe et VRF variable

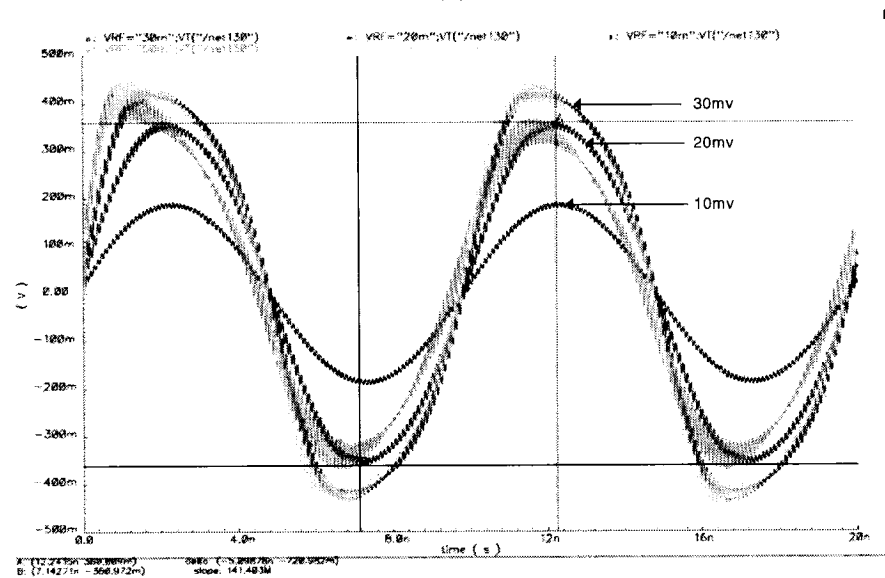
(b)

Figure 5.1 : Réponse transitoire du mélangeur à entrée unique : cas (a) et (b)



a) cas avec VLO variable et VRF fixe

(a)



b) cas avec VLO fixe et VRF variable

(b)

Figure 5.2 : Réponse transitoire du mélangeur à entrée double : cas (a) et (b).

La comparaison de ces courbes montre que le temps de démarrage du circuit pour que sa sortie atteigne la tension d'opération stable (régime permanent) est problématique pour une topologie à entrée unique que celle à entrée double. En outre, l'excursion du signal

de sortie est plus grande dans le cas de la topologie à entrée double. En somme, ces réponses montrent que pour une variation de la LO, l'amplitude est maximale pour les valeurs (250 et 200) mV dans les deux cas. Cependant, pour les valeurs plus élevées, le fonctionnement comporte des distorsions et le signal est atténué. Par contre, pour le signal RF, les valeurs maximales sont de (10 et 20) mV. Ainsi, nous pouvons estimer préalablement le gain avec la relation ci-dessous :

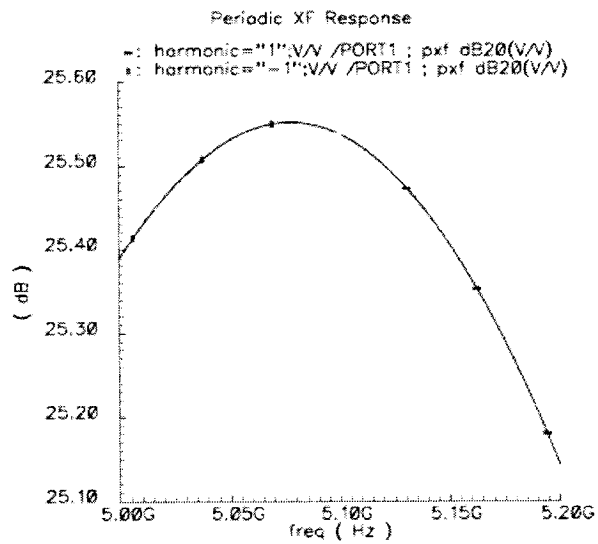
$$G(dB) = 20 \log \left(\frac{V_{opp}(IF)}{V_{ipp}(RF)} \right) \quad (5.1)$$

Comme l'illustre la figure 5.1 a et 5.2 a, lorsque le signal RF est à entrée double, le gain est de 25 dB. Par contre avec une entrée unique, le gain n'atteint que 20 dB. La fréquence à la sortie IF est de 100 MHz dans tous les cas comme l'illustre la figure 5.2 a ce qui valide les résultats obtenus.

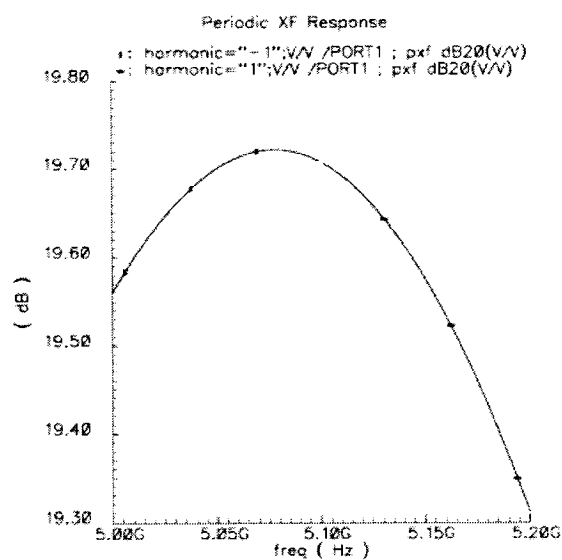
5.3.2 Gain de conversion

La figure 5.3 illustre les évolutions de la caractéristique du gain de conversion en fonction de la fréquence d'entrée pour deux cas d'entrées du mélangeur. Ces caractéristiques sont évaluées à travers une analyse PSS/PXF sous SpectreRF. Les résultats de simulation montrent que pour le mélangeur à entrée double, le gain de conversion à la fréquence 5.2 GHz est de 25.14 dB (figure 5.3 a). Cependant, le gain maximal atteint 25.55 dB pour une fréquence de 5.07 GHz. Par contre, pour le

mélangeur à entrée unique le gain est de 19.30 dB (figure 5.3 b). Ainsi, nous déduisons que la courbe de sortie prend la forme de bandes latérales doubles.



(a)

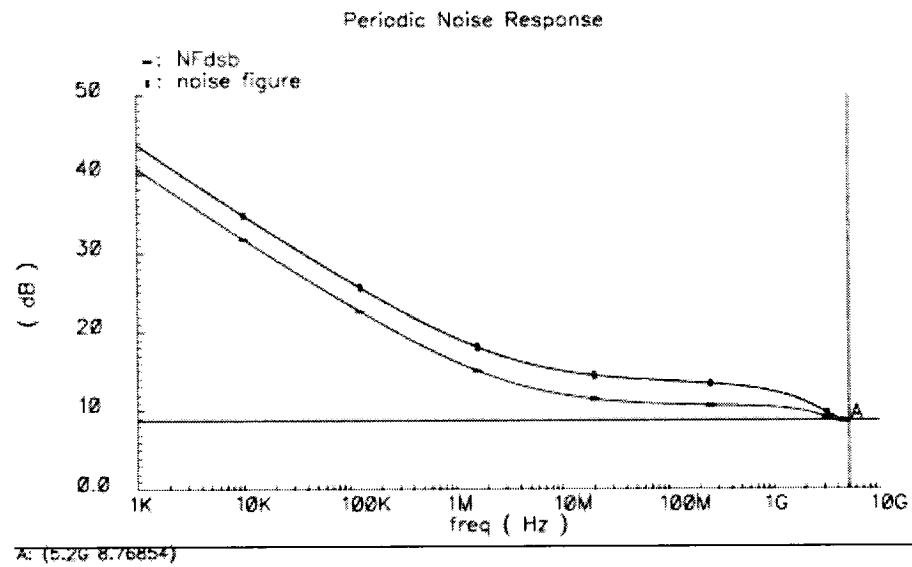


(b)

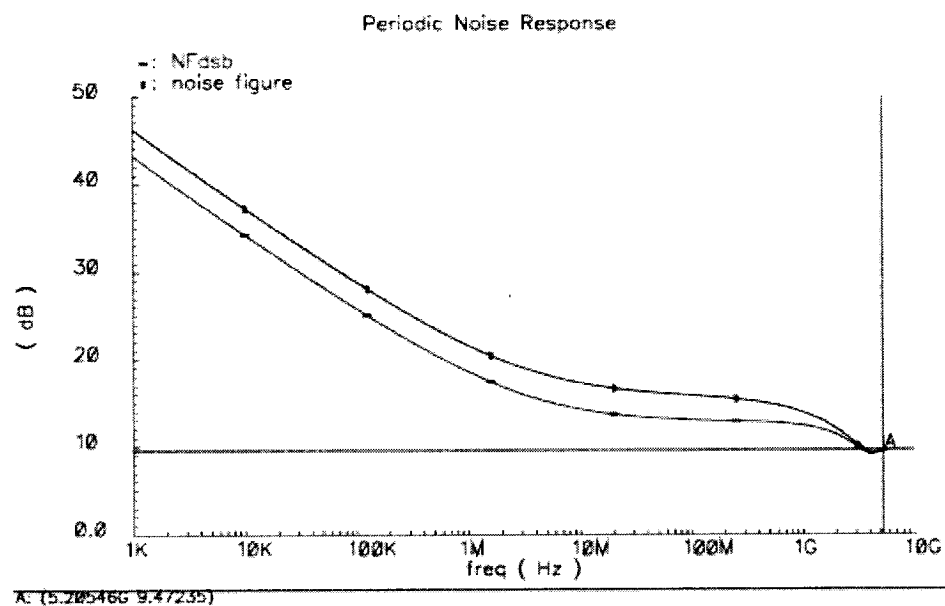
Figure 5.3 : Gain de conversion en tension du mélangeur en fonction de la fréquence : (a) entrée différentielle, (b) entrée unique.

5.3.3 Figure de bruit (NF)

La figure de bruit autour des fréquences caractérise en principe l'immunité au bruit du mélangeur. L'évaluation de cette caractéristique est effectuée à travers une analyse Pnoise avec 54 bandes latérales pour permettre une couverture totale de la gamme des fréquences désirées. La figure 5.4 montre les figures de bruit simulées du mélangeur en fonction de la fréquence. La figure 5.4 a représente le mélangeur à entrée double et la figure 5.4 b celui à entrée unique. Pour chaque cas, deux courbes distinctes sont présentées, l'une représente la bande latérale unique (SSB) et l'autre la bande latérale double (DSB). Pour le mélangeur à entrée différentielle, la figure de bruit simple bande (SSB) est de 8.7 dB (figure 5.5 a). Par contre, pour le mélangeur à entrée unique elle est de 9.4 dB (figure 5.5 b). Nous remarquons que la différence entre ces deux courbes (SSB et DSB) est environ 3 dB. D'autres part, il faut noter qu'aux basses fréquences le bruit $1/f$ domine dû sans doute à une contribution des commutateurs et des charges actives. En revanche il est relativement bas à la fréquence intermédiaire 100 MHz et il n'affecte pas la figure de bruit. Par ailleurs, aux fréquences élevées, la présence du gain contribue à minimiser le bruit. Toutefois, nous constatons qu'au milieu du spectre, entre 1MHz et 1 GHz, le bruit thermique est dominant car le gain est pratiquement constant. Mais au delà de cette fréquence, la tendance est à la décroissance de la figure de bruit. Ainsi, à partir de la fréquence 3.5 GHz, nous observons une légère croissance du bruit mais qui n'est pas prononcé dû sans doute aux effets du bruit $1/f$ et des harmoniques supérieurs.



(a)



(b)

Figure 5.4 : Figure de bruit du mélangeur : (a) entrée différentielle, (b) entrée unique

Remarque :

La comparaison des performances en termes de gain et de bruit montre que la topologie à entrée double est plus concurrentielle. À cet égard, la suite des tests ne prend en considération que cette dernière.

5.3.4 Point de compression à 1dB

Le point de compression à 1dB est une figure de mérite importante qui caractérise le niveau pour lequel toute augmentation de la puissance du signal d'entrée résulte à une diminution de un dB du gain. Pour simuler cette caractéristique, la puissance RF a été variée entre -40 et 0 dBm. Le résultat est donné à la figure 5.5 où l'on note une puissance d'entrée égale à -17.2 dBm. Il faut noter que ce résultat est obtenu pour le mélangeur à entrée différentielle dont la puissance LO est de -4 dBm.

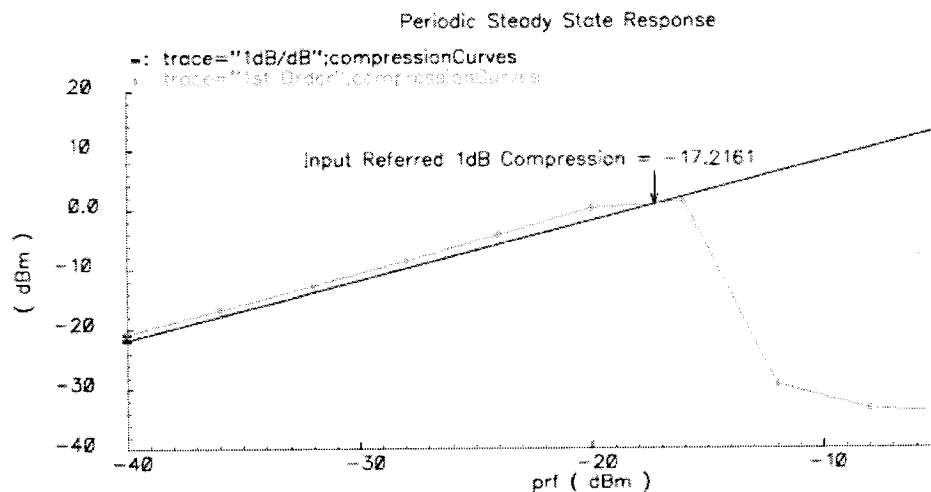


Figure 5.5 : Simulation du point de compression à 1dB du mélangeur

5.3.5 Linéarité

L'évaluation du point d'interception d'ordre 3 (IP3) est effectuée avec deux signaux RF d'entrée à la fréquence 5.2 GHz et 5.22 GHz. La puissance de ces deux signaux est égale

à -30 dBm. La figure 5.6 illustre le résultat de simulation en sortie du mélangeur pour une puissance LO de -4 dBm. Le point d'interception d'ordre 3 (IP3) est -6.65 dBm.

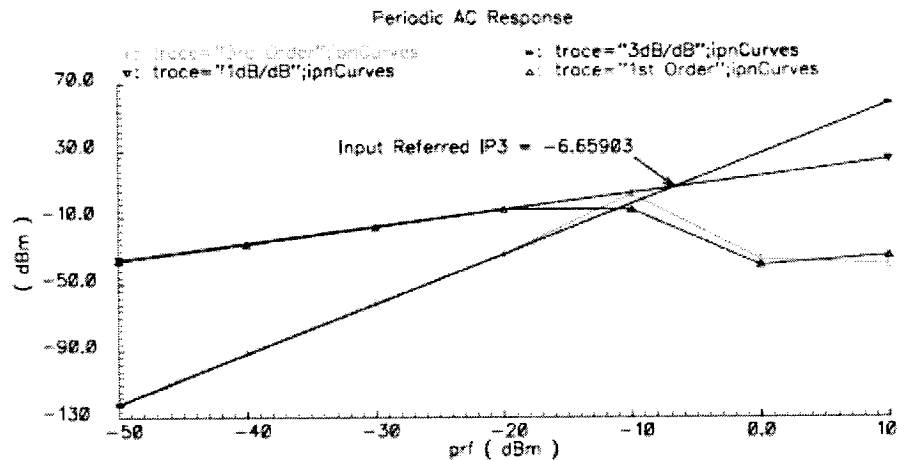
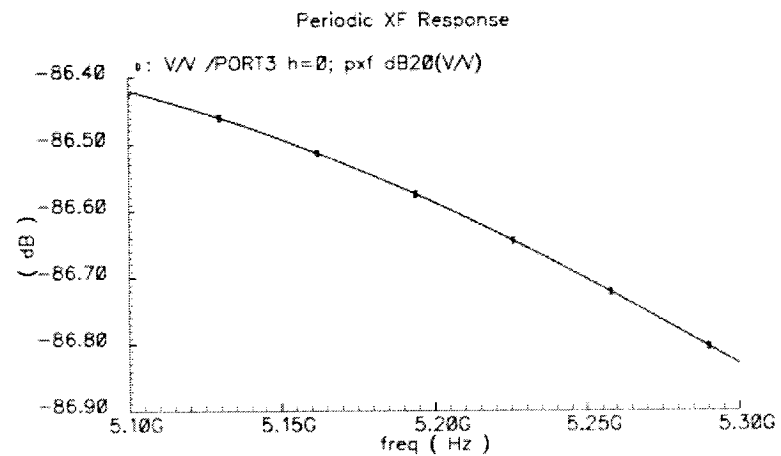


Figure 5.6 : Point d'interception d'ordre 3 (IP3) du mélangeur

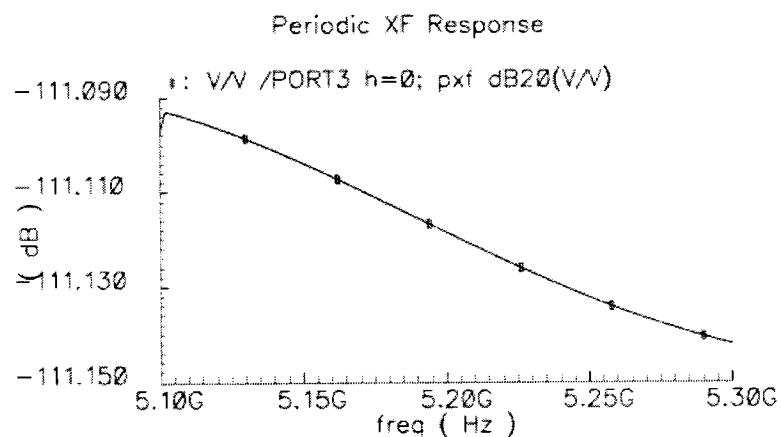
5.3.6 Isolations entre les ports

L'isolation entre les ports présente un intérêt particulier car elle minimise les interactions entre les ports et de plus elle réduit les exigences sur le filtrage. En fait, elle caractérise le niveau de puissance couplé d'un port à un autre. Dans un mélangeur deux isolations sont importantes : LO-RF et LO-IF. La plus critique est l'isolation LO-RF à cause que les deux fréquences sont très proches et par conséquent difficile à filtrer. La figure 5.7 illustre les caractéristiques simulées des isolations. L'isolation LO-RF (figure 5.7 b) affiche une valeur de plus de 110 dB. Elle contribue ainsi à minimiser l'offset DC et les fuites de la LO au port RF car ces fuites peuvent réduire la dynamique du LNA et s'interférer avec les autres signaux. D'autre part, l'isolation LO-IF (figure 5.7 a) affiche

une valeur plus que 86 dB. Elle permet en revanche de prévenir contre la saturation des étages subséquents et la dégradation du point de compression 1-dB. En somme, les résultats obtenus confirment la bonne tenue à l'isolation du mélangeur.



(a)



(b)

Figure 5.7 : Isolation entre les ports : (a) isolation LO-IF, (b) isolation LO-RF

En somme, les résultats de simulation résume l'ensemble des caractéristiques du mélangeur proposé et sont reportés dans le tableau 5.1. Il faut noter que les

performances obtenues par simulation sont prometteuses pour les applications dans les systèmes de communication sans fil à hautes fréquences.

Tableau 1.2 : Sommaire des caractéristiques du mélangeur

Paramètres	Unités	Valeurs
Fréquence RF	GHz	5.2
Fréquence LO	GHz	5.1
Fréquence IF	MHz	100
Tension d'alimentation	V	1.8
Gain de conversion	dB	25.14
NF SSB	dB	9.4
P_{1dB}	dBm	-17.21
IIP3	dBm	-6.65
Isolation LO-RF	dB	110
Isolation LO-IF	dB	86
Consommation	mW	4
Technologie		0.18 μ m CMOS

5.4 Dessin des masques du mélangeur

Les différents processus mis en œuvre lors de la fabrication d'un circuit intégré CMOS génèrent des défauts de conception qu'il faut connaître pour éventuellement pouvoir s'en affranchir ou les corriger. Pour le dessin des masques « layout », il est indispensable de veiller à respecter la structure symétrique du circuit du mélangeur et ainsi éviter les dispersions possibles entre les transistors d'une même paire différentielle « mismatch ». Cependant, lors de la fabrication d'un circuit sur silice il subsiste toujours une incertitude sur la valeur exacte de V_t . Ainsi, pour minimiser l'effet « mismatch », il faut faire en sorte que les transistors aient la même orientation géométrique.

La conception des circuits radiofréquences utilise généralement des transistors assez larges qui font que la longueur de la grille devient très longue. La grille est réalisée en polysilicium « salicide » qui fait que cette longueur de grille a une résistance qui génère du bruit thermique. Cependant, cette résistance est distribuée le long de la grille. Pour limiter la valeur et les effets de la résistance, nous appliquons une technique dite multi-doigts comme le montre la figure 5.8. La réduction conséquente de la résistance de grille pour un même développement de grille permet de ne pas exagérément pénaliser les performances du transistor.

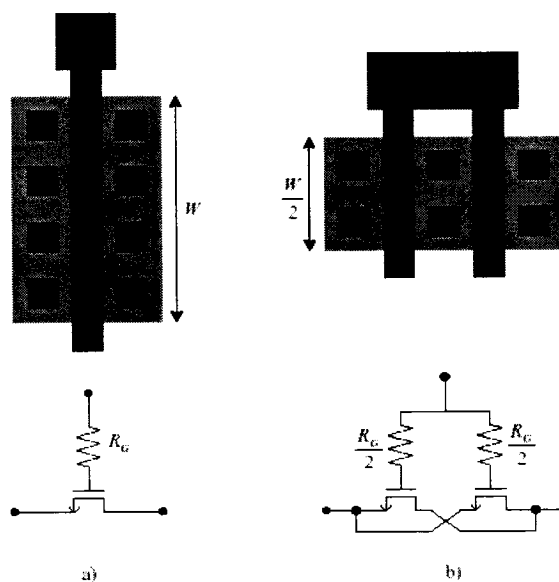


Figure 5.8 : Réduction de l'effet résistive d'un transistor par la méthode multi-doigts.

D'autre part, une autre contrainte importante qu'il faut noter est l'appariage « matching » des composants. Les circuits intégrés sont souvent basés sur la connexion

de composants devant être parfaitement symétriques tel que le circuit différentiel. L'appairage, c'est l'uniformité du dopage des transistors pendant la phase de fabrication. Cependant, il est difficile de l'obtenir pour toute la plaque de silicium. La création des composants utilisant des géométries identiques améliore l'appairage et assure que les mêmes objets soient sujets à la même distorsion géométrique. Si le non-appairage est assez grand, il peut avoir un effet sur les performances des circuits en introduisant des problèmes comme l'offset. Ainsi, le processus technologique n'est jamais parfaitement stable. Ceci se traduit par une incertitude sur la valeur des caractéristiques électriques des composants intégrés, et par des différences de comportement entre deux éléments identiques.

Pour minimiser les effets dus aux erreurs du procédé de fabrication, nous avons réalisé les dessins des masques du mélangeur selon la technique des géométries du centre commun « *Commun Centroid Geometries* ». Cette technique consiste à diviser par trois les transistors et de les placer autour d'un centre commun (figure 5.9).

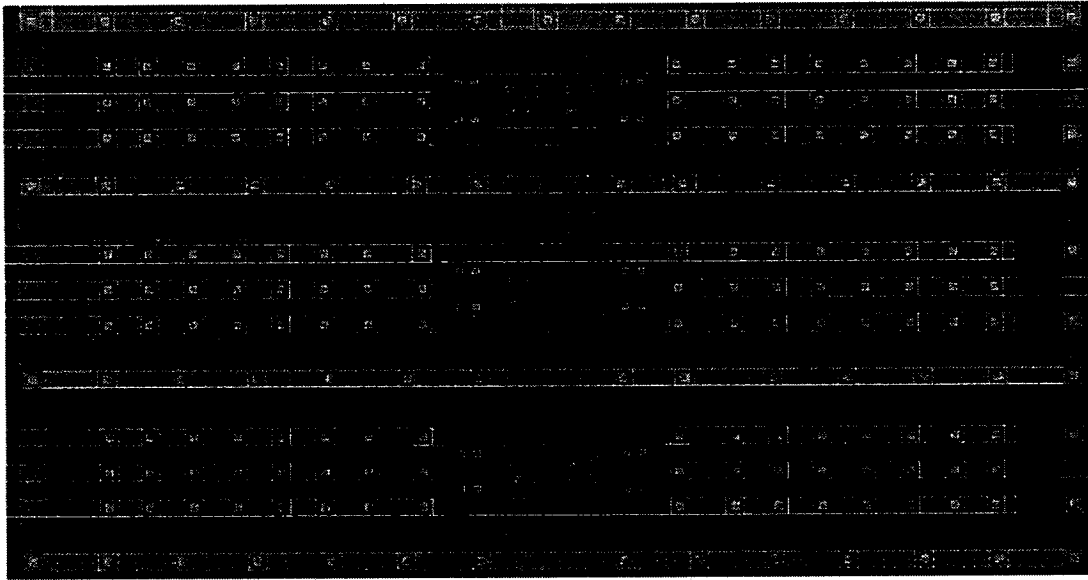


Figure 5.9 : Dessin des masques d'une paire différentielle du mélangeur CMOS

5.5 Résultats expérimentaux

Le mélangeur présenté dans le paragraphe précédent a été réalisé puis encapsulé dans un boîtier (package) de type CFP24 (meilleure option disponible pour la conception au moment de la réalisation). Le package CFP24 (Ceramic Flat Pack) est optimisé pour des opérations à 2 GHz cependant nous prévoyons des pertes additionnelles à 5 GHz. (mais qui ne sont pas prédit par la conception/simulation). La figure 5.10 montre la photographie du mélangeur actif avec le boîtier, les pads, la puce et les fils de connexions.

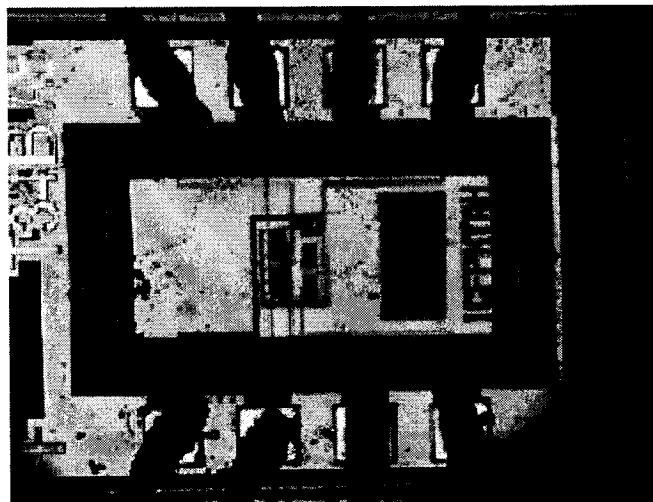


Figure 5.10 : Photographie du mélangeur CMOS

5.5.1 Réalisation des circuits d'expérimentation

L'expérimentation du mélangeur a nécessité la réalisation de trois circuits imprimés (PCB) dont chacun sert pour une utilisation particulière. Le premier circuit est le kit de calibration TRL « Thru, Reflect, Line » dans le but est d'éliminer les erreurs systématiques. Le second circuit est destiné à l'évaluation des paramètres S des ports du mélangeur. Le troisième circuit sert d'interface avec les appareils de mesure pour caractériser le mélangeur. Tous ces circuits présentent une sortie monopolaire dont l'impédance vaut 50Ω . Le substrat utilisé pour la réalisation de ces circuits est un « Rogers duroid » de type RT6002 (permittivité relative égale à 2.94) et d'épaisseur 10 mils. Les caractéristiques de ce substrat peuvent être trouvés sur le site :

[http:// www.rogerscorporation.com](http://www.rogerscorporation.com).

En somme, la conception des circuits imprimés est limitée par plusieurs facteurs dont le procédé de fabrication et les techniques d'assemblage des composants. Au cours de la réalisation de nos circuits, nous avons rencontré plusieurs difficultés dont la plus importante est la réalisation des cartes à simple face et aussi l'accès aux appareils.

5.5.1.1 Propriétés des lignes de transmission.

Dans la conception des circuits RF, les impédances, les pertes et les longueurs électriques des lignes sont des paramètres critiques qu'il faut déterminer avec précision. Signalons que les structures des lignes de transmission inhomogène sont caractérisées par des paramètres effectifs pour tenir compte de leur nature non homogène. Les lignes doivent être décrites par leurs propriétés physiques en termes de dimensions physiques et de constantes diélectriques [1,18]. Dans notre cas, les lignes ont été conçues selon la technologie microruban « microstrip » avec une largeur de 25 mil et d'impédance caractéristique 50Ω . L'annexe D-2 présente les propriétés de la ligne de transmission microruban calculée avec le simulateur LineCalc.

5.5.1.2 Phénomènes parasites des circuits.

On trouve plusieurs éléments parasites à divers niveaux de la conception, du circuit intégré, du PCB et de l'interface d'expérimentation. Les couplages capacitifs, inductifs et résistifs ne sont pas négligeables et apportent leur lot d'effets parasites

supplémentaires qui pénalisent fortement la performance des dispositifs. Donc, Les éléments parasites engendrés par les pistes sur le PCB, les connecteurs, les câbles de connexion et le boîtier affectent l'impédance d'entrée et génère des pertes additionnelles qui affectent particulièrement le gain. À titre d'exemple, la figure 5.11 montre le modèle des éléments parasites associés aux fils de connexion « Bondwires » et au boîtier.

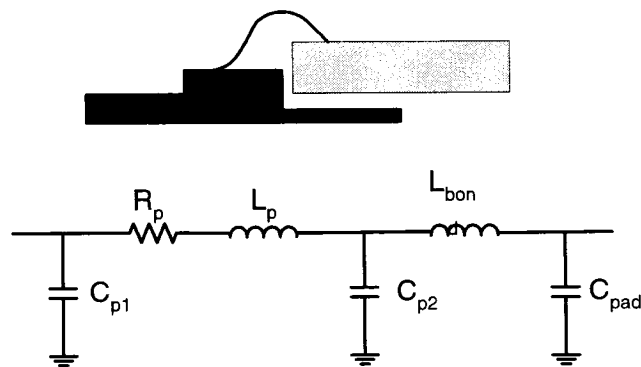


Figure 5.11 : Éléments parasites associés au boîtier

5.5.1.3 Méthode de calibrage

La caractérisation expérimentale des circuits RF est étroitement dépendante de la fiabilité de l'extraction des paramètres intrinsèques du dispositif sous test « DUT ». Ces paramètres qui sont les facteurs de réflexion et de transmission ne sont autres que les coefficients de la matrice S de répartition. En hautes fréquences, toutes les dimensions comptent et on peut négliger les dimensions des éléments constituant le circuit de mesure devant la longueur d'onde guidée dans le milieu de propagation. C'est pourquoi, une mesure ne peut avoir de sens que si elle est réalisée dans un plan de référence connu.

De fait, tout composant électronique ne peut être connecté directement à ses plans de référence à l'appareil de mesure (analyseur de réseaux). Il nécessite pour cela une interface (circuit de test) entre le DUT et les appareils de mesure. Cependant, la différence des plans, les pertes des câbles et des connecteurs ainsi que les différents éléments constituant le circuit de test, fait que les mesures des paramètres sont entachés d'un certain nombre d'erreurs systématiques et d'autres aléatoires. Il est donc possible de s'affranchir de ses erreurs et d'accéder aux plans de référence du DUT. Cette opération de corrections d'erreurs et de déplacement des plans de mesure est appelée procédure de calibrage. Elle permet d'améliorer la précision et la fiabilité des mesures. Une des techniques de calibration la plus souvent utilisée est la technique d'autocalibrage TRL «Through, Reflect, Line». Les standards de la TRL ne sont pas des charges localisées mais de lignes de transmissions (charges réparties). Ainsi, cette méthode permet de déterminer tous les termes d'erreurs dont l'ensemble est représenté par un modèle à douze termes d'erreurs.

La procédure TRL est choisie pour l'étalonnage de la mesure car elle bien adaptée aux technologies planaires (lignes microruban, coplanaires, ...). Une connexion directe, un circuit ouvert et une ligne quart d'onde représentée par les paramètres S de la figure 5.12, avaient été au préalable placés sur un circuit imprimé. Le kit de calibration TRL conçu pour les mesures est illustré à la figure 5.13.

THRU	REFLECT	LINE
$[S] = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$	$S_{11} = S_{22} = \Gamma$	$[S] = \begin{pmatrix} 0 & e^{-j\theta} \\ e^{-j\theta} & 0 \end{pmatrix}$

Figure 5.12 : Modèle en paramètres S de la TRL

La longueur de la ligne imprimé doit être un multiple impaire de $\frac{\lambda_g}{4}$ et choisie à la fréquence centrale de la bande. Pour accomplir les exigences de la linéarité, la phase d'une ligne de transmission doit être comprise entre 20° et 160° et égale à 90° au milieu de la ligne, d'où un rapport de bande 8:1 à respecter.

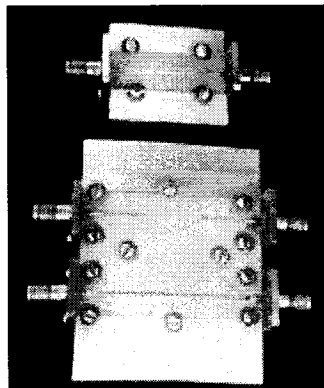


Figure 5.13 : Kit de calibration TRL

5.5.2 Circuit imprimé du mélangeur

Le circuit imprimé conçu sur un substrat RT6002 pour les activités de mesure est donné à la figure 5.14. Ainsi, on retrouve au centre la puce du mélangeur reliée aux connecteurs SMA par des lignes de transmission microruban de largeur 0.64 mm et

d'impédance caractéristique 50Ω . Trois ports distincts portent les signaux d'intérêts : RF, LO et IF. Pour éliminer les déséquilibres entre les voies d'un signal différentielle, les longueurs des lignes différentielles doivent être identiques. Ces lignes de transmission porteuses des signaux sont réalisées à une fréquence de 5.2 GHz pour le port RF et à la fréquence de 5.1 GHz pour le port LO.

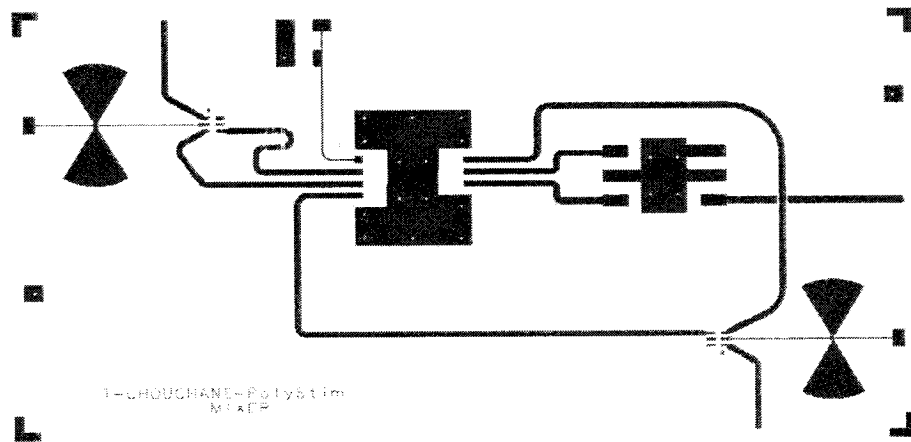


Figure 5.14 : Circuit imprimé du mélangeur

Avec momentum du simulateur ADS, nous avons conçu et optimisé ces lignes. Ainsi, la figure 5.15 et 5.16 illustrent le comportement des paramètres S qui caractérisent les phases (degrés) des accès du port RF avant et après optimisation. Par contre, la figure 5.17 illustre les résultats obtenus après optimisation au port LO.

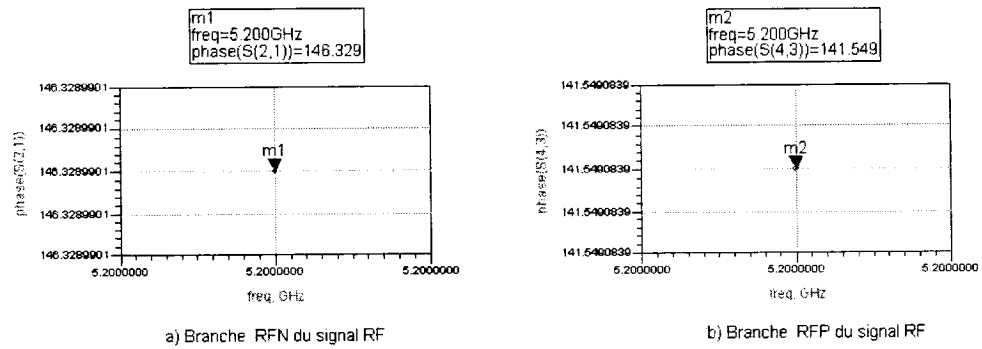


Figure 5.15 : Caractéristique de la phase des accès du port RF : avant optimisation

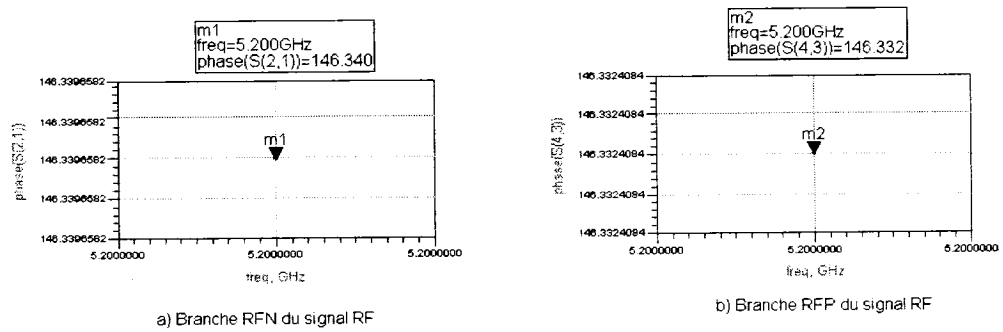


Figure 5.16 : Caractéristique de la phase des accès du port RF : après optimisation

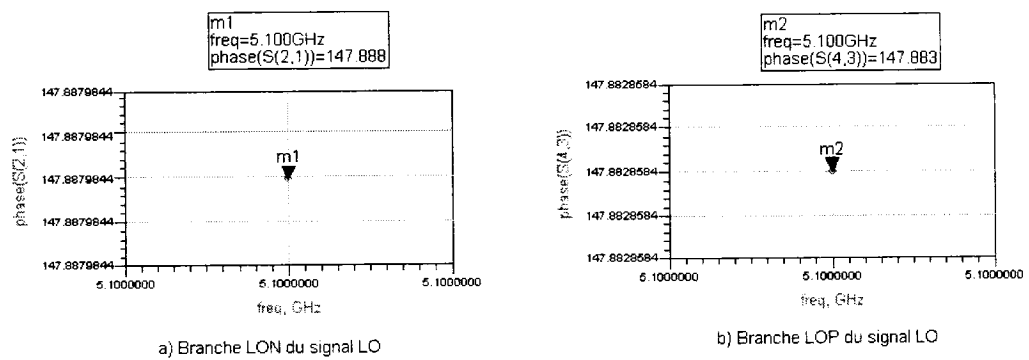


Figure 5.17 : Caractéristique de la phase des accès du port LO : après optimisation

Les résultats obtenus indiquent une erreur de phase de 0.008 degrés pour les accès au port RF par rapport à une erreur de 0.005 degrés pour les accès au port LO. Au vu de ces résultats, nous constatons que les erreurs sont négligeables et qu'il n'existe presque pas de déséquilibre entre les accès.

5.5.3 Cartes des tests

5.5.3.1 Circuit de test des paramètres S.

La figure 5.18 montre le circuit de mesure réalisé pour caractériser les impédances des ports du mélangeur. Les mesures ont été réalisées avec un analyseur de réseau. La figure 5.19 montre le résultat de mesure du port LO. La figure 5.20 illustre celui du port RF et la figure 5.21 celui du port IF.

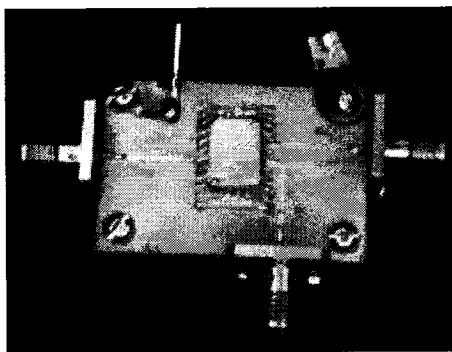


Figure 5.18 : Circuit de mesure des S paramètres

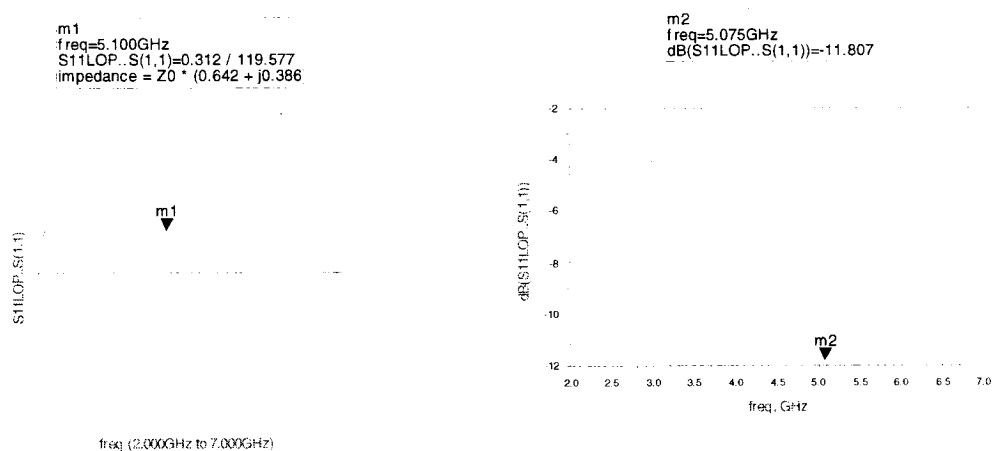


Figure 5.19 : Impédance du port LO

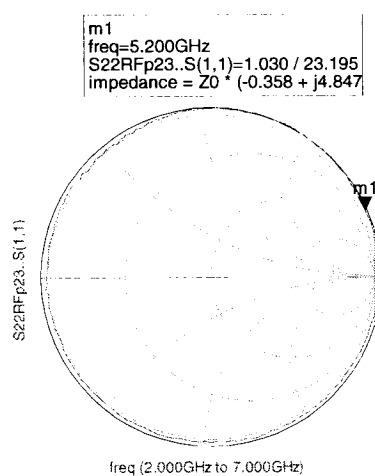


Figure 5.20 : Impédance du port RF

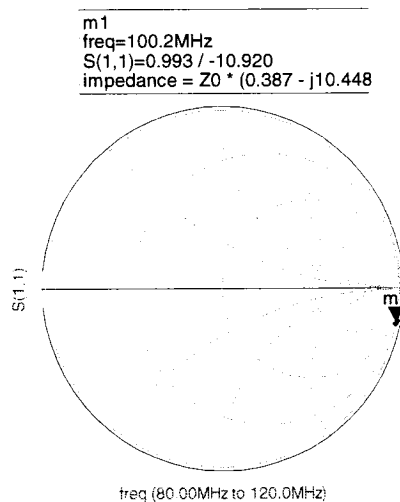


Figure 5.21 : Impédance du port IF

5.5.3.2 Circuit de test du mélangeur

La figure 5.22 illustre le circuit réalisé pour la caractérisation du mélangeur. Nous avons rencontré plusieurs difficultés au cours de la réalisation. Cependant, la caractérisation du mélangeur n'a pu être concluante mais nous a livré des renseignements utiles. Néanmoins, toutes les étapes nécessaires à son expérimentation ont été réalisées mais plusieurs aspects peuvent être en cause :

- Le principal aspect est que les plots utilisés lors de la réalisation du layout n'étaient pas protégés contre les décharges électrostatiques.
- Le second pourrait être un problème de passivation ou d'un défaut de fabrication.

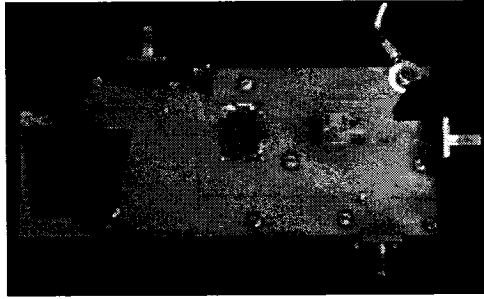


Figure 5.22 : Carte de test du mélangeur

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons démontré la faisabilité d'un mélangeur RF en technologie CMOS 0.18 μm dédié à des applications radiofréquence sous les contraintes de basse tension et faible consommation. Ce travail a permis de montrer le potentiel de la technologie CMOS quand à la réalisation de la fonction (mélangeur-amplificateur) destinée aux fréquences 5 GHz. Ce mélangeur est caractérisé par une topologie simple nécessitant moins de composants comparés à d'autres topologies. En outre, il peut être utilisé avec entrée différentielle ou unique. Les performances obtenues pour ce mélangeur donnent un gain de conversion de 25.14 dB, une figure de bruit de 9.4 dB, une linéarité de -6.65 dBm, une puissance d'entrée à un dB de compression ($P_{1\text{dB}}$) de -17.21 dBm, une isolation LO-IF de 86 dB et LO-RF de 110 dB. Au vu des résultats, nous enregistrons de bonnes performances (comparés aux normes et à l'état de l'art de la technologie CMOS) qui démontrent la capacité d'application de notre circuit aux hautes fréquences.

CHAPITRE 6

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les évolutions récentes des technologies CMOS constituent une alternative prometteuse par rapport aux technologies traditionnelle SiGe ou AsGa pour la réalisation des circuits intégrés radiofréquences. Néanmoins, face aux exigences des applications hautes fréquences doublées de celles de la miniaturisation du transistor, nous nous interrogeons sur les perspectives en radiofréquence. C'est dans cette optique que s'inscrit le présent travail dont le but est d'explorer la faisabilité des circuits intégrés radiofréquences et à paver la voie à d'autres circuits performants. L'objectif est de concevoir un mélangeur intégré radiofréquence sur une technologie CMOS 0.18 μm pour des applications 5 GHz.

Au cours de ce travail, nous avons été amenés à scruter diverses approches à la réalisation des mélangeurs ainsi qu'à étudier plusieurs concepts fondamentaux et nécessaires à leur mise œuvre. Tout d'abord, nous avons dépeint l'évolution du domaine de télécommunication et ensuite présenté la motivation et l'objectif du travail. Après, nous avons exposé les caractéristiques des différentes chaînes d'émission/réception pour émettre et recevoir des signaux radio. Nous avons ensuite examiné les caractéristiques des principales grandeurs d'évaluation des dispositifs radiofréquences et mis en évidence les équations qui relient l'aspect théorique et pratique. Après cela, nous avons

analysé les différents dispositifs mélangeurs à travers les différentes topologies et les technologies sur Silicium. Ceci a permis d'identifier les avantages et les inconvénients en vue d'éclairer notre choix sur la topologie qui répond aux spécifications de notre application.

Par ailleurs, la suite du travail regroupe la conception effectuée sur le mélangeur radiofréquence. À cet égard, nous avons proposé une topologie active doublement différentielle utilisant le principe de la cellule de Gilbert dont nous avons modifié et adapté la circuiterie afin d'atteindre les performances recherchées. Dans l'hypothèse d'une diminution des contraintes liées à la basse alimentation, nous avons proposé des charges actives à base de transistors PMOS. En outre, un circuit de référence a aussi été proposé afin de stabiliser le fonctionnement et les paramètres S.

Le mélangeur a été fabriqué et mis dans un boîtier du type CFP24. Pour les mesures en environnement SMA, le chip a nécessité la conception de trois cartes PCB RT6002. Une carte pour la calibration TRL et les deux autres pour les circuits de mesure.

Les résultats obtenus pour ce mélangeur affichent un gain de conversion de 25.14 dB, une figure de bruit de 9.4 dB, une linéarité de -6.65 dBm, une puissance d'entrée à un dB de compression (P_{1dB}) de -17.21 dBm, une isolation LO-IF de 86 dB et LO-RF de 110 dB, et une consommation de 4 mW.

Les performances obtenues surtout en termes de gain de conversion et de l'isolation montrent des résultats très prometteurs et ils respectent les spécifications définies pour les applications 5 GHz. En fait, ceci montre d'une manière générale les potentialités de la technologie CMOS et les perspectives qu'elle permet d'ouvrir pour les applications aux spécifications plus sévères.

Le travail accompli nous a livré des renseignements utiles qui nous ont permis de mettre en évidence plusieurs développements futurs :

- Pour les applications avec des fréquences intermédiaires à zéro IF, il est suggéré d'apporter des modifications sur les charges actives à la sortie du mélangeur puisqu'ils constituent une source de bruit $1/f$.
- Également, le circuit à la sortie du mélangeur peut être amélioré en ajoutant un montage suiveur « buffer ». L'intérêt est de pouvoir délivrer à la charge de sortie située sur le port IF, la puissance nécessaire sans trop de désadaptation. Ceci permet d'effectuer une transformation haute impédance–basse impédance.

Dans un second temps, nous avons constaté d'après les travaux réalisés que certains phénomènes non explorés et constituent de futurs sujets de recherche tels que :

- La non validité des modèles CMOS en hautes fréquences. Les modèles actuels sont simplifiés et ne prennent pas en compte plusieurs phénomènes (capacités parasites) en hautes fréquences.
- L'effet du canal court demeure encore une boîte noire et son comportement est mal compris.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] ABIDI A.A., "Direct-conversion radio transceivers for digital communications," IEEE Journal of Solid State Circuits, vol.30, no.12, pp.1399-1410, 1995.

- [2] ABIDI A.A., "High frequency noise measurements on FETs with small dimensions," IEEE Trans. on Electron Devices, vol.ED-33, Nov 1986.

- [3] ANALOG DEVICES, "Analog Devices delivers world's first open market GSM direct conversion radio chipset," Press Release, 13th, 1999.

- [4] BURGHATZ J.N., "RF potential of a 0.18 μm CMOS logic device technology," IEEE Trans. On Elec. Devices, 47, April 2000.

- [5] COFFING D., MAIN E., "Effects of offsets on bipolar integrated circuit mixer even-order distortion terms," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.49, pp.23-30, 2001.

- [6] CROLS J., STEYAERT M.S.J., "Low IF topologies for high-performance analog front ends of fully integrated receivers," IEEE Transactions on Circuits and Systems-II, Analog and Digital Signal Processing, vol.45, no.3, pp.269-282, 1998.

- [7] CHAN P.Y., ABIDI A.A., "A high linear 1GHz CMOS downconversion mixer," Proc.ESSCIRC, Sept. 1993.
- [8] CHOUCANE T., SAWAN M., "A 5GHz CMOS RF mixer in 0.18 CMOS Technology," IEEE CCECE, Vo3, pp.1905-1908, May 2003.
- [9] CROLS J., STEYAERT S.J., "A 1.5 GHz highly linear CMOS downconversion mixer," IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 30, pp. 736-742, 1995.
- [10] ERIKSSON P., TENHUNEN H., "The noise figure of a sampling mixer: theory and measurement," In International Conference on Electronics, Circuits and Systems, pp. 899-902, 1999.
- [11] ETSI TS 101 475 (200-04), Broadband radio access networks (BRAN), Hiperlan type 2, Physical (PHY) layer.
- [12] FENK J., "Highly integrated RF-IC's for GSM and DECT systems-A Status Review," IEEE Transaction On Microwave Theory And Techniques, vol.45, no.12, 1997.

- [13] FRIIS H.T., "Noise figure of radio receivers," Proceeding IRE, vol.32, pp.419-422, July 1944.
- [14] GARCIA J.A and AL, "Resistive FET mixer conversion loss and IMD optimization by selective drain bias," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-47, no.12, pp.2382-2392, 1999.
- [15] GARDINER J.G. and YOUSIF A.M., "Distortion performance of single-balanced diode modulators," Proc. Inst. Elec. Eng, vol.117, no.8, pp.1609-1614, 1970.
- [16] GILBERT B., "A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response," IEEE Journal of Solid State Circuits, vol.SC-3, no.5, pp.365-373, 1968.
- [17] GILBERT B., "The micromixer: A high linear variant of the Gilbert mixer using a bisymmetric class-AB input state," IEEE Journal of Solid State Circuits, vol.SC-32, no. 9, 1997.
- [18] GONZALEZ G., Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design, Prentice Hall, Toronto, 506 pages, 1997.

- [19] GRAY P., MEYER R.G., "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits," John Wiley & Sons, Toronto, 792 pages, 1993.
- [20] GUSINSKIY E.N., KUSHNIR L.M., SOINA N.V., "The level of intermodulation and combination interference in a diode mixer," Telecommun. Radio Eng., vol.32, no.5, pp.127-129, 1977.
- [21] HARTLY Y.R., "Modulation system,"_US Patent 1, 666,206, 1928.
- [22] HAYWARD W.H., "Introduction to radio frequency design," Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1982.
- [23] HUANG Q., PLAZZA F.,ORSATI P.and OHGURO T., "The impactof scaling down to deep submicron on CMOS RF circuits," IEEE J. Solid State Circuits, vol.33, no. 7, pp.1023-1036, 1998.
- [24] IEEE Standard 802.11b-1999 (supplement to 802.11-1999), Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band.
- [25] IEEE Std 802.11a-1999, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications, Higher speed Physical Layer Extension in the 5GHz Band.

- [26] INFINEON TECHNOLOGIES, "SMARTi DC, PMB6256- Direct conversion transceiver," see information at [http:// www.infineon.com/](http://www.infineon.com/).
- [27] JINDAL R.P., "Distributed substrate resistance noise in fine-line NMOS Field-Effect Transistors," IEEE Trans. Electron Devices, vol.ED-32, no.11, pp.2450-2453, Nov.1985.
- [28] JOHNS D.A., MARTIN K., Analog Integrated Circuit Design, John Wiley & Sons, New-York, 706 pages, 1997.
- [29] KUHN W.B., Design of Integrated, Low Power, Radio Receivers in BiCMOS Technologies, PHD Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, USA, 1995.
- [30] KUHN W.B., STEPHENSON F.W. and ELSHABINI-RIAD A., "A 200 MHz CMOS Q-enhanced LC bandpass filter," IEEE J. of Solid-State Circuits, vol.31, no.8, pp.1112-1122, 1996.
- [31] LARSON L.E., "Integrated Circuit Technology Options for RFIC's – Present Status and Future Directions," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.33, no.3, pp.387-399, 1998.

- [32] LEE T.H., The Design of CMOS Radio Frequency Integrated Circuits, Cambridge University Press, 1998.
- [33] MAAS S.A., Microwaves mixers, 2nd edition, Artech House, Dedham,M.A, 1993.
- [34] MEYER R.G., WONG K., "Blocking and desensitization in RF amplifiers," IEEE J. of Solid State Circuits, vol.30, no.8, pp.944-946, 1995.
- [35] MIKKELSEN J.H., KOLDING T.E., LARSEN T.,and AL., "Feasibility study of DC offset filtering for ULTRA-FDD/WCDMA direct conversion receiver," In Proceedings 17th NORCHIP Conference, 1998.
- [36] PENG S. and AL., "Nonlinear models for intermodulation analysis of FET mixers," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-43, no.4, pp.1037-1045, 1995.
- [37] PROAKIS J.G., Digital communications, Mc Graw Hill, New York, 905 pages, 1989.

- [38] POZAR D.M., Microwave and RF design of wireless systems, John Wiley, New York, 366 pages, 2001.
- [39] RAZAVI B., "Design considerations for direct conversion receivers," IEEE Transactions on Circuits and Systems-II, Analog and Digital Signal Processing, vol.44, pp.428-435, 1997.
- [40] RAZAVI B., "Architectures and circuits for RF CMOS receivers," Custom Integrated Circuits Conference, pp.393-400, 1998.
- [41] RAZAVI B., RF Microelectronics, Prentice Hall PTR, New Jersey, 335 pages, 1998.
- [42] RAZAVI B., Design of analog CMOS integrated circuits, Mc Graw-Hill, 2002.
- [43] RAZAVI B., R-H. YAN, K.F. LEE, "Impact of distributed gate resistance on the performance of MOS devices," IEEE Transactions on Circuits and Systems-I, vol.41, no.11, pp.750-754, Nov.1994.
- [44] ROFOUGARAN A., CHANG G., RAEL J. and AL, "A single-chip 900 MHz spread-spectrum wireless transceiver in 1- μ m CMOS – Part II: Receiver design," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.33, no.4, pp.535-547, 1998.

- [45] ROFOUGARAN A., CHANG G., ROFOUGARAN M. and AL, "A 1GHz CMOS RF Front-End IC for a Direct-Conversion Wireless Receiver," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.31, no.7, pp.830-889, 1996.
- [46] ROHDE U.L., WHITAKER J.C and BUCHER T.T.N, "Communications receivers: Principles and design," 2nd edition, Mc Graw Hill, 1997.
- [47] RUDELL J.C., OU J.J., CHO T.B., and AL, "A 1.9 GHz wide band IF double conversion CMOS receiver for cordless telephone applications," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.32, no.12, pp.2071-2088, 1997.
- [48] SHAHANI R., "Low power dividerless frequency synthesis using aperture phase detection," IEEE Journal of Solid State Circuits, vol.33, pp.2232-2239, 1998.
- [49] SHAHANI R., SHAEFFER D.K. and LEE T.H., "A 12-mW Wide dynamic range CMOS front-end for a portable GPS receiver," IEEE Journal of Solid State Circuits, vol.32, pp.2061-2070, 1997.
- [50] SHEN D. and AL., "A 900 MHz RF front-end with integrated discrete time filtering," IEEE Solid State Circuits, vol.31, no.12, 1997.

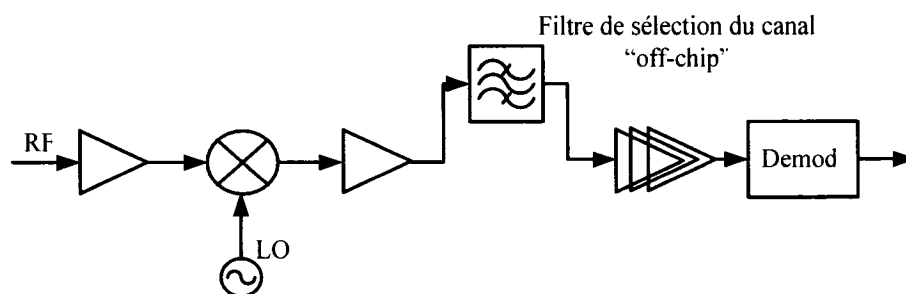
- [51] SHOCKLEY W., "A unipolar field effect transistor," Proceeding of the IRE, vol.40, pp.1365, 1952.
- [52] SILVA-MARTINEZ F., STEYAERT M.S.J., SANSEN W., "A large signal very low distortion transconductor for high frequency continuous-time filters," IEEE J. Solide-State Circuits, no.26, pp.946-955, 1991.
- [53] SULLIVAN P.J., XAVIER B.A. and KU W.H, "Doubly balanced dual-gate CMOS mixer, " IEEE Journal of Solid State Circuits, vol.34, pp.878-881, 1999.
- [54] STEYAERT M.S.J., BORREMANS M., and AL, "A single-chip CMOS transceiver for DCS-1800 wireless communications," International Solid State Circuits Conf, San Francisco, CA, 411, 48-9, 1998.
- [55] STREMLER F.G., Introduction to Communication Systems, Addison-Wesley Publishing Co., New York, 757 pages, 1990.
- [56] TAUR Y. and AL., "High performance 0.1 μm CMOS devices with 1.5V power supply," IEDM Tech. Dig., 1993.

- [57] TEDJA S., VAN DER SPIEGEL J and AL, "Analytical and experimental studies of thermal noise in MOSFET's," IEEE Trans. Electron Devices, vol.41, no.11, pp.2069-2075, Nov.1994.
- [58] TERROVITIS M.T., MEYER R.G., "Noise in current commuting CMOS mixers," J. Solide-State Circuits, vol.34, no.6, pp.772-783, June 1999.
- [59] TSIVIDIS Y., Operation and modeling of the MOS transistor, Mc Graw Hill, 1999.
- [60] VAN DER ZIEL A., Noise in solid state devices and circuits, John Wiley & Sons, New-York, 1986.
- [61] WEAVER D.K., "A third method of generation and detection of single sideband signals," Proceedings IRE, vol.44, pp.1703-1705, 1956.
- [62] WU S., RAZAVI B., "A 900-MHz/1.8-GHz CMOS Receiver for Dual-Band Applications," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.33, no.12, pp.2178-2185, 1998.

ANNEXE A

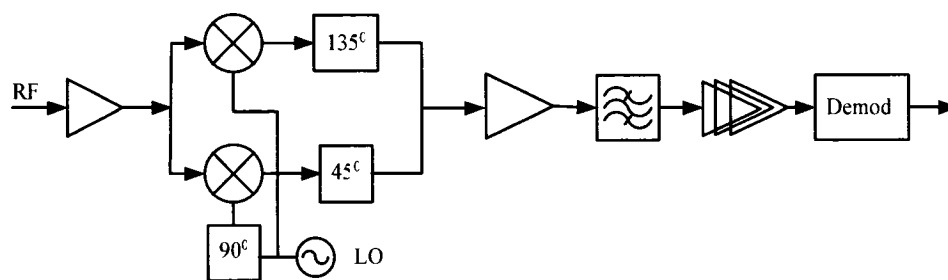
DIFFÉRENTES ARCHITECTURES BASSE-IF

A-1: Architecture à fréquence intermédiaire élevée (HIF)



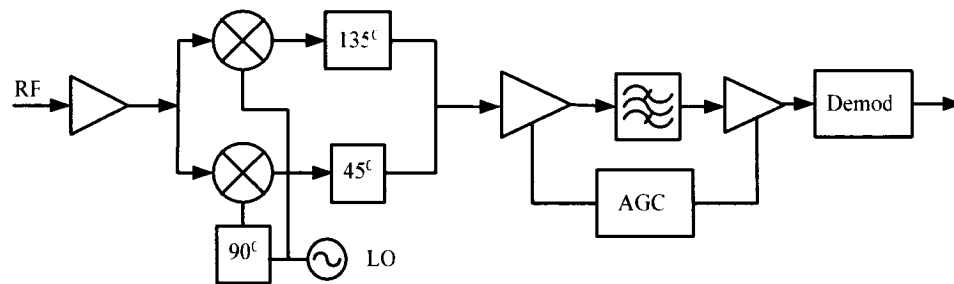
a) Architecture d'une IF élevée (HIF)

A-2: Architecture à basse fréquence intermédiaire (LIF)



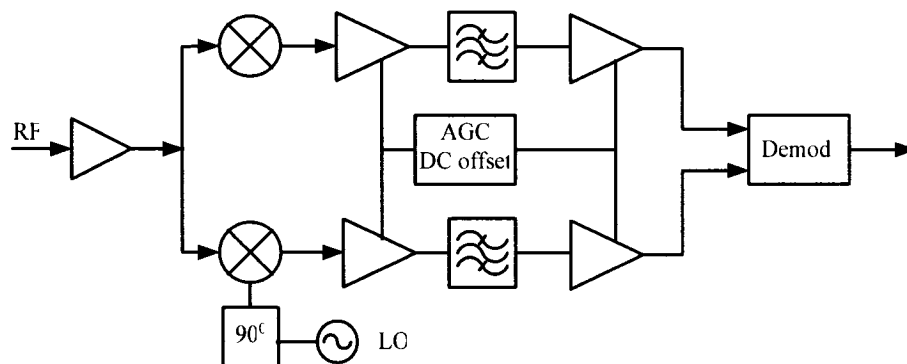
b) Architecture d'une basse IF (LIF)

A-3: Architecture à très basse fréquence intermédiaire (VLIF)



c) Architecture d'une très basse IF (VLIF)

A-4: Architecture à zéro IF (ZIF)

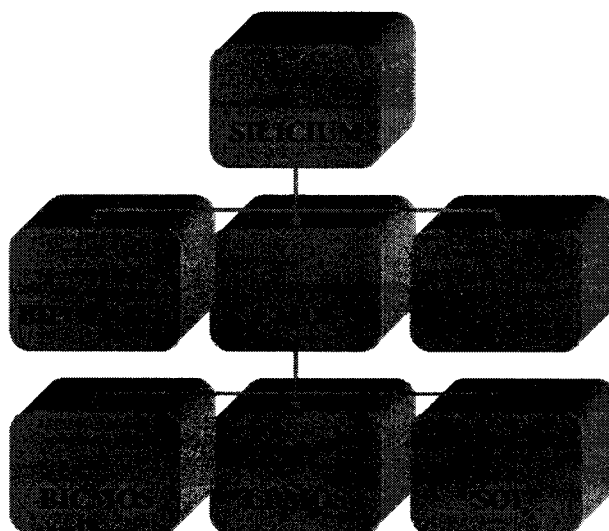


d) Architecture d'une zéro IF (ZIF)

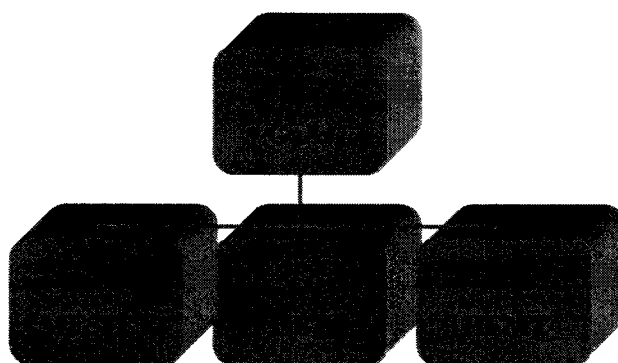
ANNEXE B

PRINCIPALES TECHNOLOGIES EN RF

B-1 : Principales technologies sur Silicium



B-2 : Principales technologies sur Arséniure de Gallium



Nous constatons qu'au niveau quantitatif le silicium propose six technologies contre trois à l'Arséniure de Gallium. Cette diversité permet aux Silicium de viser de plus en plus d'applications.

B-3 : Principales caractéristiques de la technologie CMOS 0.18 μm

Paramètres	Type-N	Type-P
V_{TO} (V)	0.44	- 0.43
μ_{COX} ($\mu\text{A} / \text{V}^2$)	190	47
E_{SAT} (V / μm)	4.54	8.46
L_{CRIT} (μm)	0.62	0.31
t_{OX} (m)	$4.08 \cdot 10^{-9}$	$4.08 \cdot 10^{-9}$
C_{OX} ($8.46 \cdot 10^{-3}$ pF / μm^2)	8.54	8.33
R_{ON} (K Ω)	$\frac{16,000 \text{ L}}{I}$	$\frac{26,000 \text{ L}}{I}$

ANNEXE C

ANALYSE DU BRUIT HAUTE FRÉQUENCE DU MÉLANGEUR

Le bruit brouille l'information contenue dans le signal; plus le bruit est fort, moins l'information passe. Le bruit est indépendant du signal car il existe même en son absence. Ainsi, le bruit dans les circuits intégrés est engendré par le mouvement aléatoire des charges électriques. Ces variations aléatoires génèrent généralement des fluctuations de tensions et de courants. Il existe plusieurs sources potentielles de bruit qui peuvent être externes ou internes au système. Le bruit est caractérisé par sa densité spectrale (PSD) [37] [42] exprimée par la relation suivante :

$$s_n(f) = \frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} \quad (1)$$

Dans ce qui suit, nous analysons les principales sources de bruits, leurs comportement en RF et leurs effets sur le mélangeur.

C.1 : Bruit haute fréquence dans le transistor MOS

Un transistor MOS est perçu essentiellement comme une résistance commandée en tension. Sa principale source de bruit est donc une source de bruit thermique. À basse fréquence, les bruits sont représentés par deux sources non corrélées, le bruit en $1/f$ et le bruit thermique. Ainsi, l'analyse est simplifiée. Par contre, l'analyse en RF est plus

complexe puisque le comportement des bruits est déterminé par deux sources corrélées et d'autres non corrélées. Les principales sources de bruits dans le MOS sont : le courant de bruit dans le canal (drain), le bruit induit sur la grille et la tension de bruit thermique de la résistance de la grille. La figure C.1 représente le model simplifié du transistor MOS avec les différentes sources du bruit. Cependant, pour un modèle plus précis, le bruit thermique de la résistance de terminaison de la grille et celui du substrat devraient être considérés.

C.1.1 : Bruit associé au canal (drain)

Le bruit thermique dans le canal induit des fluctuations de courant de drain. Ce bruit peut être modélisé par une source de courant entre la source et le drain. D'après Van Der Ziel [60], la valeur quadratique moyenne du courant de bruit dans le canal est :

$$\overline{i_{nd}^2} = 4KT \gamma g_{d0} \Delta f \quad (2)$$

Ou K est la constante de Boltzman ($1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T est la température absolue en Kelvin, Δf est la bande de fréquence, g_{d0} est la conductance du canal (drain-source) à V_{ds} égale à zéro. Le paramètre γ vaut l'unité à tension drain-source nulle dans un transistor à canal long et décroît à une valeur de 2/3 en zone de saturation ($\frac{2}{3} \leq \gamma \leq 1$). Dans un transistor à canal court, le bruit est plus important et le paramètre γ augmente jusqu'à une valeur entre 2 et 4 [2]. Ceci s'explique par le phénomène d'échauffements

des porteurs en présence d'un champ électrique rendu fort par la diminution de l'épaisseur d'oxyde sous la grille [2].

C.1.2 : Bruit associé à la grille

a) Bruit induit sur la grille

L'agitation thermique des charges dans le canal implique un autre phénomène bruyant sur la grille. La fluctuation dans le canal se transpose sur la grille par un couplage capacitif à travers l'oxyde de grille conduisant à un courant de bruit sur la grille. Ce bruit est presque négligeable en basse fréquence mais il est prédominant en haute fréquence.

Le bruit sur la grille est donné par [60] [32] :

$$\overline{i_{ng}^2} = 4KT \delta g_g \Delta f \quad (3)$$

Avec

$$g_g = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{5g_{do}} \quad (4)$$

Le paramètre δ est défini comme ayant une valeur de 4/3 pour un transistor à canal long. Comme les deux sources proviennent du même phénomène elles sont corrélées. Donc, la source de bruit sur la grille est corrélée avec celle du canal avec un coefficient de corrélation C. Ce coefficient est pratiquement imaginaire et vaut à peu près $j0.395$ [32]. Il est exprimé par la relation suivante :

$$C \equiv \frac{\overline{i_{ng} i_{nd}^{*}}}{\sqrt{\overline{i_{ng}^2} \overline{i_{nd}^2}}} \quad (5)$$

b) Bruit thermique de la grille

Les régions ohmiques du MOS exhibent une résistivité contribuant ainsi au bruit thermique. D'une manière générale, en RFIC on utilise des transistors assez larges. Dans ce cas, les résistances ohmiques du drain et de la source sont considérées négligeables tandis que celle de la grille est importante. Ainsi, la résistance de la grille forme un circuit distribué. Ce circuit est approximé par une résistance équivalente dont sa valeur est 1/3 de la résistance physique de la grille [43].

$$\overline{v_{ng}^2} = 4KT r_g \Delta f \quad (6)$$

où r_g est la résistance équivalente du bruit de la grille.

C.1.3 : Bruit 1/f

Le bruit 1/f ou "Flicker noise" est plus dominant dans un transistor MOS que dans d'autres composants surtout à basse fréquence. Cette source de bruit est très influente dans les composants qui sont sensibles au phénomène de surface, cependant son mécanisme n'est pas précis et mal connu. Le courant de bruit 1/f est donné par l'expression suivante [32] [59] :

$$\overline{i_{nf}^2} = \frac{K}{f} \frac{g_m^2}{WLC_{ox}^2} \Delta f \quad (7)$$

Ou K est une constante propre du transistor et sa valeur est indépendante de la polarisation. Nous remarquons que pour une grande surface et une couche mince d'oxyde de la grille nous obtenons un faible bruit.

C.1.4 : Bruit associé au substrat

Le bruit du substrat est une autre source de bruit dans le transistor MOS. Le bruit thermique généré dans le substrat change la tension du substrat et aussi le courant de drain [57] [27]. Le modèle est donné par l'expression suivante :

$$\overline{i_{db}^2} = 4KT R_b g_{mb}^2 \Delta f \quad (8)$$

Ou R_b est la résistance du substrat et g_{mb} la transconductance du substrat. Tout compte fait, le modèle simplifié des sources de bruits dans un transistor MOS est représenté par le circuit ci-dessous :

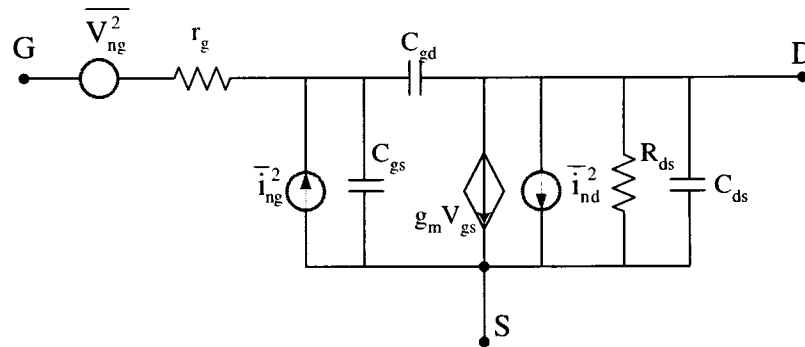


Figure C-1 : Modèle des sources de bruits d'un transistor MOS

C.2 : Modèle de bruit du mélangeur CMOS

Dans les systèmes de communication, le mélangeur est un important contributeur de bruit. En effet, le mélangeur est intrinsèquement bruyant car le bruit est converti depuis une multitude de fréquences vers la fréquence IF de sortie. Comme le circuit du mélangeur est symétrique et afin de simplifier l'analyse, il serait souhaitable d'utiliser qu'une moitié du circuit constituée d'une paire différentielle unique (figure.C-2). Ainsi, les principaux contributeurs de bruit dans le mélangeur sont : 1) le bruit de l'étage d'entrée RF (transducteur); 2) Le bruit de l'étage de commutation et celui associé à LO; et 3) Le bruit associé à la charge.

Le mélangeur est un dispositif non linéaire caractérisé par un processus stochastique cyclostationnaire. La description de son mécanisme de bruit ainsi que sa prédiction exacte est très complexe du fait de la variation dans le temps de ses éléments, des diverses sources de bruit et des effets des hautes fréquences. De toute évidence, ceci dépasse le cadre de ce travail.

C.2.1 : Bruit associé à l'étage RF

La figure C-2a représente le circuit d'un mélangeur SBM (Single balanced mixer) avec deux sources de bruits qui sont ramenées à l'entrée dû à la contribution du transistor M1. Soit $n_1(t)$ la composante de bruit présente à l'entrée du mélangeur et amplifiée par M1.

Le signal de bruit du transducteur est ensuite multiplié par le gain instantané de la paire de commutation $p_1(t)$ et génère le bruit à la sortie $i_{o1}(t)$ comme l'illustre la figure C-2 b.

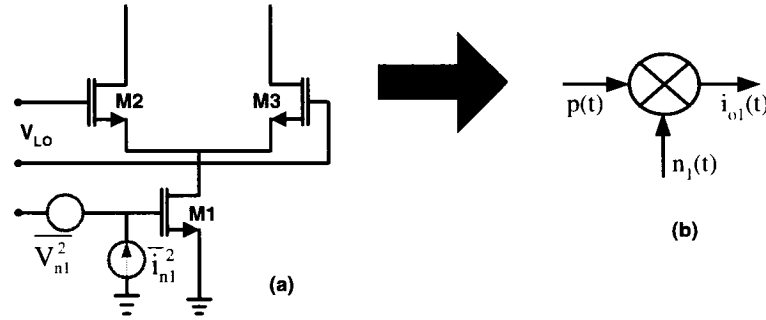


Figure C-2 : (a) Bruits du transducteur d'un SBM, (b) Opération de mélange du bruit

Le bruit à la sortie est un processus cyclostationnaire dû au fait que $p_1(t)$ est une fonction périodique. Ceci peut être modélisé par la relation suivante :

$$i_{o1}(t) = n_1(t) p_1(t) \quad (9)$$

La densité spectrale de puissance de ce processus est exprimée par [58] :

$$S_{n1}''(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |p_{1,n}|^2 S_{n1}(f - n f_{LO}) \quad (10)$$

Il est à signaler que pour un signal LO d'amplitude suffisamment élevée, $p_1(t)$ approche une fonction périodique carré et la puissance moyenne périodique approche l'unité.

Pour déterminer la contribution au bruit de l'étage d'entrée RF, l'impact de diverses sources de bruit doit être pris en compte. En fait, les sources de bruits contribuant au bruit total contiennent les sources de bruits corrélés et non corrélés. Les deux sources de

bruits corrélés sont le courant de bruit du drain et le bruit induit sur la grille. Par contre, les sources de bruits non corrélés comprennent les sources des bruits thermiques associés à la grille, la résistance de la source et celle du bruit $1/f$ (flicker noise). En somme, Pour le circuit figure 4.5 a, la contribution du bruit total reflété à l'entrée de l'étage transducteur peut être exprimée par la relation :

$$S_{n,1}^i(f) = \alpha 4kT \left(R_s + r_g + \frac{\gamma}{gm_1} \right) \quad (11)$$

où α est un facteur de correction dû à l'oscillateur local, R_s est la résistance de la source et r_g est la résistance de la grille. Cette relation peut être mise sous la forme d'une résistance de bruit équivalente par l'expression :

$$R_{gm} = \alpha \left(R_s + r_g + \frac{\gamma}{gm_1} \right) \quad (12)$$

Par contre, pour la topologie DBM de la figure 4.4, la contribution est :

$$S_{n,12}^i(f) = \alpha 4kT \left(R_s + 2r_g + \gamma \frac{2}{gm_1} \right) \quad (13)$$

C.2.2 : Bruit associé à l'étage commutateur

Généralement, le signal LO d'un mélangeur est un signal fort. Par conséquent, la contribution au bruit de la paire de commutation est une fonction fortement liée à ce signal. Lorsque les deux transistors M2 et M3 (fig.4.7) ne sont pas actifs, le courant de

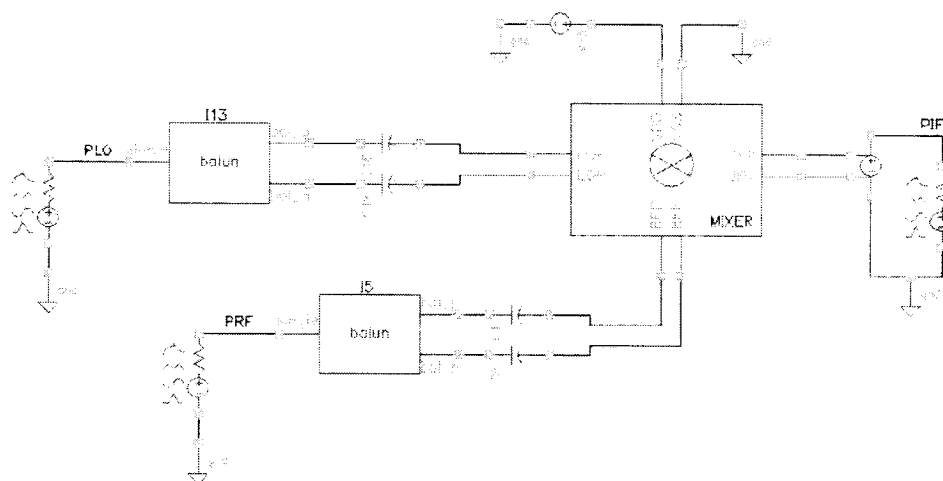
sortie est uniquement déterminé par le courant du transducteur sans la contribution de la paire de commutation. Cependant, durant l'intervalle Δ où les deux transistors M2 et M3 sont conducteurs, la contribution au bruit devient très importante. Ainsi, l'approche pour estimer le bruit est similaire à celle du transducteur.

En outre, le bruit $1/f$ (flicker noise) est négligé dans cette application. Cependant, nous estimons que le bruit $1/f$ de la transconductance se propage autour de la fréquence LO et des composantes des harmoniques impaires car la fonction $p_1(t)$ n'a que des harmoniques impaires. Par contre, le bruit $1/f$ de la paire de commutation apparaît autour de la composante DC et non autour de la fréquence LO [59].

ANNEXE D

CARACTÉRISTIQUES DES SIMULATIONS

D-1 : CIRCUIT DE SIMULATION.



D-2 : Propriétés de la ligne microruban.

Component
Type: MLIN ID: MLIN: MLIN_DEFAULT

Substrate Parameters

ID	MSUB_DEFAULT	
Er	2.940	N/A
Mur	1.000	N/A
H	10.000	mil
Hu	3.9e+34	mil
T	0.700	mil
Cond	4.1e7	N/A

Physical

W	24.656378	mil
L	369.642913	mil
		N/A
		N/A

Synthesize ☐ Analyze ☒

Electrical

Z0	50.000	Ohm
E_Eff	90.000	deg
		N/A
		N/A

Calculated Results

K_Eff = 2.356
A_DB = 0.040
SkinDepth = 0.042 mil