



Université Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - B.B.A.



Université Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - B.B.A.

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET
POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'Electronique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : **Electronique.**

Spécialité : Microélectronique

Par

- BACHEBACHE RANIA
- BOUFERMACHE IMANE

Intitulé

Conception d'un mélangeur RF (RF Mixer) en Technologie CMOS 180 nm

Évalué le :

Par la commission d'évaluation composée de :*

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>Dr N.Bioud</i>	<i>MCB</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Dr A. Djemouai</i>	<i>MCB</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Dr F.Kherrat</i>	<i>MCB</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2020/2021

Remerciements

En préambule à ce mémoire nous remerciant ALLAH qui nous aide et nous donne la patience et le courage durant ces longues années d'étude.

Nous souhaitant adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide.

Nous tenons tout d'abord à remercier notre encadreur monsieur Dr, DJEMOUAI ABDELOUAHAB, on a pu bénéficier à laFois de ses compétences scientifiques, et de sa grande disponibilité, tant pour résoudre les difficultés rencontrées lors de notre réalisation, de répondre à nos questions.

Nous adressons nos remerciements aux membres de Jury qui ont accepté de juger notre travail Merci.

On n'oublie pas nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience.

Merci à tous et à toutes

Dédicace

A nos chers parents : pères Abdelmalek et Said, et mères Lghalia et Chafia pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de nos études,

A nos chères sœurs pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral,

A nos chers frères pour leur appui et leur encouragement,

A tous nos familles pour leur soutien tout au long de nos parcours universitaire,

A Tous nos amis qui ont aidés, spécialement ma meilleur amie Rahma merci pour tout ce que vous m'avez donné,

Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués, et le fruit de votre soutien infaillible,

Merci d'être toujours là pour nous.

Table des matières

Liste des illustrations.....	
Introduction Générale.....	1
1 Critères de performances.....	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Gain de conversion.....	4
1.3 Linéarité.....	6
1.3.1 Point de compression à 1 dB :.....	6
1.3.2 L'intermodulation d'ordre 3.....	7
1.3.3 Facteur et Figure de bruit :.....	9
1.4 Plage dynamique du signal <i>RF</i> :.....	10
1.5 Isolation entre les ports :.....	11
1.6 Plage de fréquences.....	12
2 Revue de littérature.....	13
2.1 Introduction.....	13
2.2 Principe du mélangeur.....	15
2.3 Mélangeurs équilibré et non-équilibré :.....	17
2.4 Architectures de mélangeurs :.....	18
2.4.1 Structure à commutation :.....	18
2.4.2 Structure résistive à TEC "Transistor à Effet de Champ".....	19
2.5 Topologie des mélangeurs actifs à transistors.....	20
2.5.1 Mélangeur actif non-équilibré à un seul transistor MOS :.....	20
2.5.2 Mélangeur actif non-équilibré à double grilles:.....	21
2.5.3 Mélangeur semi-équilibré à commutation de courants :.....	21
2.5.4 Mélangeur doublement équilibré :.....	22
2.5.5 Mélangeur potentiométrique :.....	24
2.5.6 Mélangeur tension-tension:.....	25
3 Simulation d'un mélangeur RF en technologie CMOS 180 nm.....	26
3.1 Introduction.....	26
3.2 Aperçue générale du logiciel 'LTspice' :.....	26
3.3 Simulation transitoire du mélangeur :.....	28
Conclusion Générale :.....	33
Bibliographie :.....	
Résumé:	

Liste des illustrations

INTRODUCTION

FIGURE 1: PRINCIPE D'UN MELANGEUR DE FREQUENCE : A) CAS DE RECEPTION ET B) CAS D'EMISSION. 8

Chapitre 1

FIGURE 1.1: GAIN DE CONVERSION D'UN MELANGEUR. 2

FIGURE 1.2 : DEFINITION DE LA PUISSANCE DE COMPRESSION A 1dB : A) RELIEE A LA PUISSANCE DE SORTIE ET B) RELIEE AU GAIN DE CONVERSION. 3

FIGURE 1.3: GENERATION DE PRODUITS D'INTERMODULATIONS (IM). 3

FIGURE 1.4: REPRESENTATION GRAPHIQUE ILLUSTRANT LA DERIVATION DU POINT D'INTERCEPTION D'ORDRE 3 D'UN MELANGEUR 4

FIGURE 1.5: DEFINITION DE LA PLAGE DYNAMIQUE D'UN MELANGEUR. 5

FIGURE 1.6 A) DIFFERENTES TYPES D'ISOLATION DANS UN MELANGEUR ET B) SCHEMA SIMPLIFIE D'UN MELANGEUR UTILISANT UN SEUL TRANSISTOR ET LES CAPACITES PARASITES QUI CONTRIBUENT AU COUPLAGE ENTRE LES PORTS OL, RF ET FI. 6

Chapitre 2

FIGURE 2.1: SCHEMA FONCTIONNELLE D'UN MELANGEUR, A) CAS DE RECEPTION, B) CAS D'EMISSION . 8

FIGURE 2.2: SCHEMA DE PRINCIPE DU MELANGEUR EN RECEPTION . 9

FIGURE 2.3: ILLUSTRATION MONTRANT LE COMPORTEMENT D'MELANGEUR A ECHANTILLONNAGE DANS LE DOMAINE FREQUENTIEL ET DANS LE DOMAINE TEMPOREL . 10

FIGURE 2.4: STRUCTURES GENERALES DE MELANGEURS : A) MELANGEUR NON-EQUILIBRE, B) MELANGEUR SEMI-EQUILIBRE ET C) MELANGEUR DOUBLEMENT-EQUILIBRE . 11

FIGURE 2.5: MELANGEUR FONCTIONNANT EN INTERRUPTEUR NMOS . 12

FIGURE 2.6: MELANGEUR RESISTIF A TEC , 12

FIGURE 2.7 : MELANGEUR ACTIF A TRANSISTOR MOS
.....14

FIGURE 2.8 : STRUCTURE D'UN MELANGEUR ACTIF NON- EQUILIBRE à DOUBLE GRILLES.....15

FIGURE 2.9 : MELANGEUR DIFFERENTIEL (SBM) A TRANSISTOR BIPOLAIRE.....16

FIGURE 2.10: MELANGEUR A CELLULE DE GILBERT.....17

FIGURE 2.11 : STRUCTURE D'UN MELANGEUR POTENTIOMETRIQUE.....18

FIGURE 2.12: SCHEMA DE STRUCTURE DU MELANGEUR TENSION-TENSION.....19

Chapitre 3

Figure 3.1 : Schéma mélangeur doublement équilibré.

Figure 3.2 : Résultats de simulation mélangeur doublement équilibré.

Figure 3.3 : Schéma et symbole du circuit de conversion d'un signal non-différentiel à un signal différentiel.

Figure 3.4 : Résultats de simulation du circuit de conversion d'un signal non-différentiel à un signal différentiel de la Fig. 3.3.

Figure 3.5 : Schéma du mélangeur RF avec une polarisation de courant DC implémentée par un miroir de courant.

Figure 3.6 : Configuration utilisée pour simuler le mélangeur de la Fig. 3.5.

Figure 3.7 : Résultats de simulation transitoire du circuit de la Fig. 3.6.

ABRÉVIATIONS

AC Alternating Current (courant alternatif)

CMOS Complementary Metal Oxide Semiconductor

DC Direct Current (courant continu)

FI ou **IF** Fréquence Intermédiaire

GC Gain de Conversion

GPS global positioning system

HF Haute Fréquence

IM L'intermodulation

IP3 Point d'interception d'ordre 3

LO ou **OL** Oscillateur Local.

MOS Metal Oxyde Semiconductor.

NF Noise Figure (facteur de bruit)

NMOS Transistor MOS à canal N. NMOS Transistor MOS à canal N.

RF Radio Fréquence

SBM Single Balanced Mixer

SNR Signal to Noise Ratio (Rapport Signal sur Bruit)

SPICE Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis

TEC Transistor à effet de champ.

Introduction Générale

Le développement croissant de la technologie de l'industrie des circuits intégrés et principalement de la technologie CMOS (ComplementaryMetaloxideSemiconductor) a conduit à une large prolifération diversifiée des applications de systèmes de télécommunication portables. De nos jours, de nombreux dispositifs portables, comme par exemples les téléphones mobiles et les systèmes de navigation GPS, sont devenus indispensables à la vie quotidienne des personnes partout à l'échelle planétaire. Les architectures de ces systèmes sont principalement basées sur des chaines d'émission/réception radiofréquence dont les plus utilisées sont les chaines hétérodynes et superhétérodynes.

L'un des éléments de base, essentiel au fonctionnement de telles chaines d'émission/réception radiofréquences, est le mélangeur de fréquence. Le rôle de ce dernier consiste à réaliser une translation de la bande de fréquence du signal RF à émettre ou à recevoir afin de l'adapter aux exigences des modules électroniques d'émission et de réception de la chaîne de transmission. Ceci vient du fait que dans les chaines de transmission, le traitement du signal à transmettre est réalisé dans des bandes de bases à des fréquences intermédiaires (IF) plus faibles que la fréquence du signal RF . Au contraire, les opérations d'émission et de réception du signal RF sont réalisées à des hautes fréquences RF plus élevées que la fréquence intermédiaire IF .

De ce fait, toute chaîne d'émission/réception nécessite, donc, la translation de la bande de fréquence du signal vers les haute-fréquences dans le cas d'émission et vers les basses-fréquences dans le cas de réception. Dans le cas de réception la figure 1.1 le mélangeur qui est un dispositif non-linéaire, fait mélanger ou multiplier le signal reçu de haute fréquence (RF) avec le signal de forte amplitude d'un oscillateur local (LO) et génère le signal de bande de

base de fréquence intermédiaire (*IF*). Cette multiplication dans le domaine temporel résultera à une translation de fréquence dans le domaine fréquentielle. Dans le cas d'émission la figure 1b le mélangeur réalise la multiplication du signal de bande de base (*IF*) avec le signal de l'oscillateur local (*LO*) et génère le signal à transmettre (*RF*).

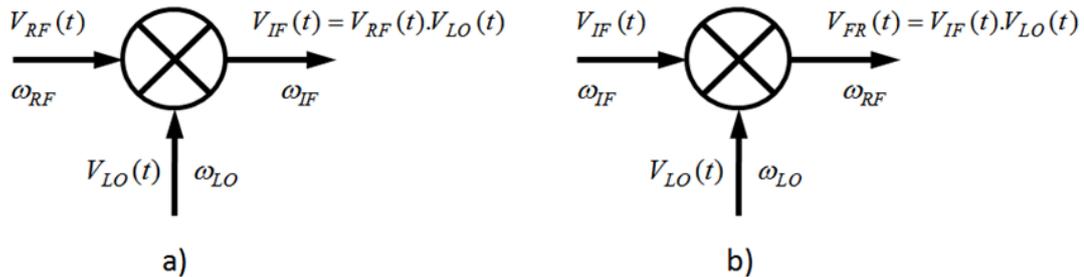


Figure 1: Principe d'un mélangeur de fréquence : a) cas de réception et b) cas d'émission.

Les architectures des mélangeurs sont basées sur deux approches : la première consiste à exploiter la non-linéarité de certains composants électroniques pour réaliser la multiplication de signaux ; la deuxième approche utilise des transistors ou des amplificateurs opérationnels pour accomplir la multiplication de signaux requise pour la translation de fréquence.

Ils existent différentes architectures de mélangeurs souhaitables pour l'intégration en technologie CMOS. Pratiquement, ces architectures sont classées en deux catégories, les mélangeurs passifs et les mélangeurs actifs.

Les mélangeurs passifs présentent l'avantage de bonne linéarité, mais, leur gain est inférieure à 1 (0 dB) ce qui provoque la dégradation des performances en terme de bruit de la chaîne de transmission comportant le mélangeur. En revanche, les mélangeurs actifs sont moins linéaires que les mélangeurs passifs, mais sont, souvent, dotés d'un gain élevé supérieure à 1

qui est un grand avantage parce qu'il contribue à l'amélioration des performances en termes de bruit de la chaîne d'émission/réception.

Dans ce contexte de mélangeurs, le thème de ce mémoire porte sur l'étude et la simulation d'un mélangeur *RF* en technologie CMOS 180 nm opérant avec une tension d'alimentation de 1.8V. En plus de l'introduction et la conclusion générale, le mémoire comporte trois chapitres. Le premier chapitre est consacré à présentation des généralités sur les mélangeurs, le deuxième chapitre présente les différentes architectures existantes des mélangeurs et, enfin, le troisième et dernier chapitre expose les résultats de simulation effectués avec le logiciel LTspice d'un mélangeur actif implémenté en technologie CMOS.

Chapitre 1

1 Critères de performances

1.1 Introduction

Dans la section précédente, l'introduction, le rôle du mélangeur dans une chaîne de transmission de données dans le domaine de télécommunication RF a été expliqué. Le mélangeur permet la translation de fréquence de l'information des basses fréquences, fréquences intermédiaires (IF), vers les hautes fréquences (RF) dans le cas de l'émission ; et permet la translation de fréquence de l'information des fréquences RF vers les fréquences IF dans le cas de réception. Pour effectuer ces translations de fréquences, le mélangeur doit traiter des signaux de, faibles et fortes amplitudes, et de, basses et hautes fréquences. Ceci rend le circuit très susceptible aux phénomènes de non-linéarité et des interférences parasites [3]. Dans ces conditions, il est impérativement primordial d'optimiser les paramètres et critères de performances du mélangeur afin que les performances de la chaîne de transmission ne soient pas affectées. Parmi les paramètres de performances les plus importants du mélangeur à considérer on note [6] : le gain de conversion, la linéarité, le facteur de bruit, l'isolation entre les différents ports du mélangeur, plage dynamique, et la bande de fréquence

1.2 Gain de conversion

Le gain de conversion du mélangeur (G_C) exprime l'impact du mélangeur, augmentation ou réduction de la puissance du signal utile, dans le bilan de puissance d'un circuit radio. Le gain de conversion d'un mélangeur est un paramètre très important dans les systèmes de communication dans le sens qu'il affecte la figure de bruit global et la linéarité de ces systèmes [1] [5] [10].

Le gain de conversion s'exprime en dB où en dBm et il est donné par la formule suivante :

$$G_c = 10 \cdot \text{Log} \left(\frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{entrée}}} \right) = 10 \cdot \text{Log} \left(\frac{P_{FI}}{P_{RF}} \right)$$

Où :

P_{FI} : est la puissance du signal de sortie du mélangeur à la fréquence intermédiaire (FI).

P_{RF} : est la puissance du signal d'entrée du mélangeur à la fréquence radio (RF).

Graphiquement la (Figure1.1), dans le spectre de fréquence, le gain de conversion du mélangeur est équivalent à la différence entre la puissance du signal de sortie (signal IF) et la puissance du signal d'entrée (signal RF).

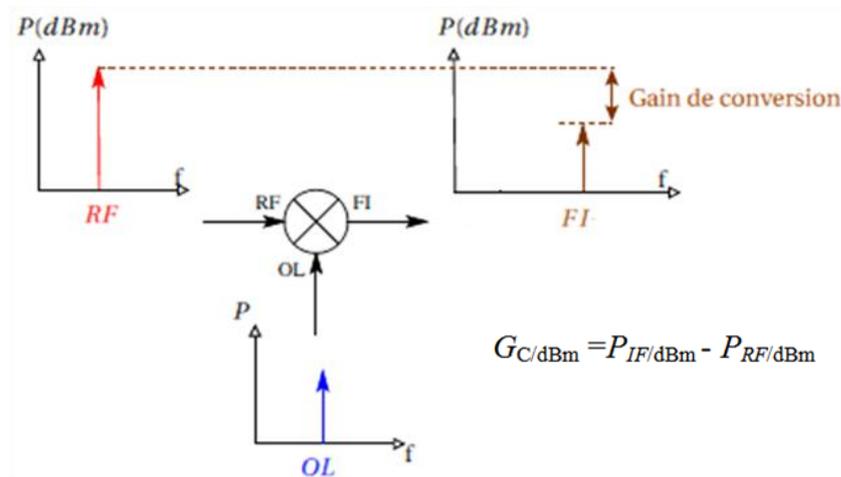


Figure1.1: Gain de conversion d'un mélangeur.

Si l'impédance (R_S) de la source de tension générant la tension V_{RF} à l'entrée du mélangeur et l'impédance (R_L) de circuit de la charge du mélangeur sont connues, le gain de conversion peut s'exprimer comme suit [6]:

$$G_c = 10 \cdot \text{Log} \left(\frac{V_{FI}^2}{V_{RF}^2} \cdot \frac{R_S}{R_L} \right),$$

1.3 Linéarité

Le comportement non linéaire d'un mélangeur est source de signaux parasites. Ce comportement est généralement caractérisé et quantifié par les paramètres suivants [6]:

- le point de compression à 1 dB et
- le point d'intermodulation d'ordre 3.

1.3.1 Point de compression à 1 dB :

Le point de compression -1dB correspond au niveau de puissance du signal RF (entrée), à partir duquel la puissance du signal IF (signal converti) en fonction de la puissance du signal RF devient non-linéaire. Il est égal à la valeur de la puissance RF pour laquelle l'écart entre la puissance de sortie (P_{FI}) du mélangeur à la fréquence intermédiaire (IF) et la puissance P_{FI} obtenue par extrapolation linéaire est égal à -1dB (Figure 1.2a) [4] [6] [10].

Ceci résulte du fait qu'un signal RF de forte puissance à l'entrée du mélangeur sature et réduit le gain de conversion. Le point de compression à 1 dB mesure la déviation de 1 dB du gain de conversion en fonction de la puissance appliquée au mélangeur. C'est plus simplement la valeur de la puissance d'entrée RF qui provoque une chute du gain de conversion de 1 dB (Figure 1.2b) [10].

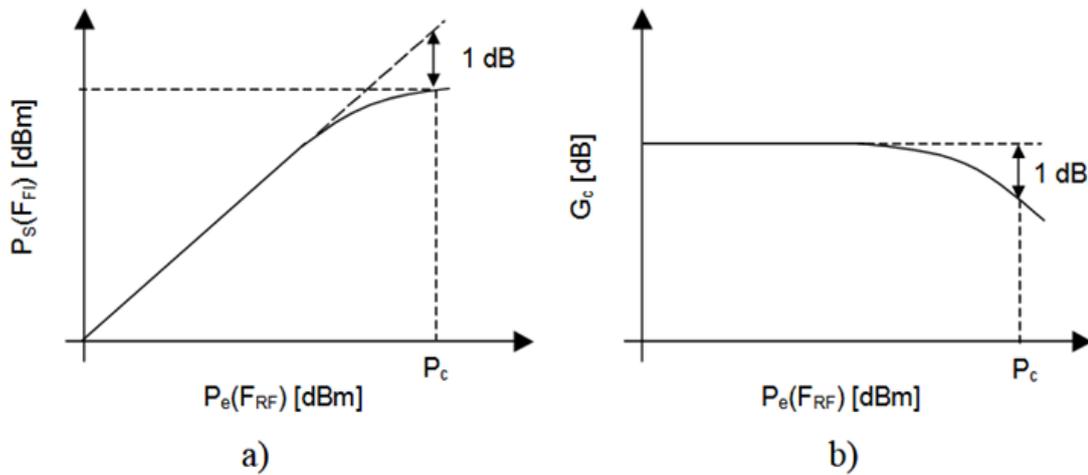


Figure 1.2 : Définition de la puissance de compression à 1dB : a) reliée à la puissance de sortie et b) reliée au gain de conversion [10].

1.3.2 L'intermodulation d'ordre 3

L'intermodulation d'ordre 3 (IIP3) est la manifestation de la non-linéarité du mélangeur en présence des interférences *RF* de fréquences très proches. C'est un effet indésirable pour les systèmes *RF*. Comme l'illustre la (Figure1.3), si un faible signal *RF* à l'entrée d'un mélangeur est en présence de deux signaux d'interférences de fortes amplitudes, le système *RF* est assujéti à l'intermodulation d'ordre 3 qui engendre la génération des produits d'intermodulations (*IM*) dont les plus critiques sont situées aux fréquences $(2\omega_1 - \omega_2)$ et $(2\omega_2 - \omega_1)$. L'un de ces produits *IM* survient dans la bande de fréquences d'intérêt et par conséquent il sera transposé à la fréquence intermédiaire *IF* (dans la bande désirée). Ceci provoque la dégrade le rapport du signal sur bruit du signal *RF* reçu [7] [8] [11].

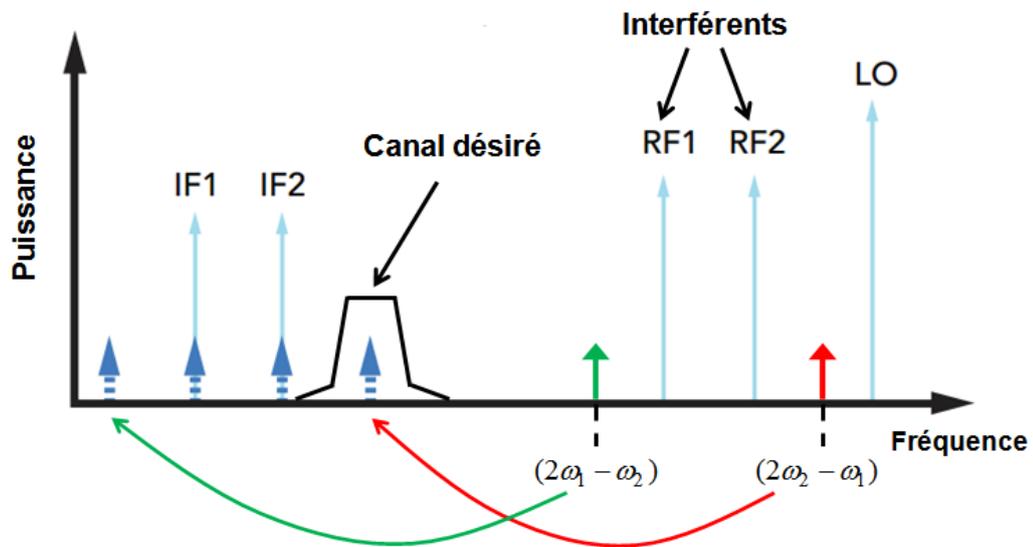


Figure 1.3: Génération de produits d'intermodulations (IM) [7] [8] [12].

Pour mesurer l'effet de la non-linéarité de l'intermodulation d'ordre 3, on utilise le point d'interception d'ordre 3 (IIP3). Le point IIP3 est un concept mathématique utilisé pour prédire le la non-linéarité du mélangeur lorsque la puissance du signal d'entrée (RF) augmente. Ce point est déterminé par un test qui consiste à appliquer à l'entrée du mélangeur deux signaux de mêmes puissances et de fréquences très proches et se trouvant au voisinage de la bande RF d'intérêt. La non-linéarité du mélangeur conduit à l'intermodulation de ces deux signaux avec le signal de l'oscillateur local (LO) ce qui engendre la génération des harmoniques indésirables dont les plus contraignants sont $(2\omega_1 - \omega_2)$ et $(2\omega_2 - \omega_1)$. L'un de ces harmoniques, produit d'intermodulation d'ordre 3 ou IMD tombe dans la bande du canal désiré lorsqu'il est transposé dans la bande contenant la fréquence IF .

Comme le montre la (Figure 1.4), la puissance du signal IF correspondant à l'entrée RF évolue en fonction du signal RF avec une pente 1:1 tandis que la puissance de l'harmonique IMD de la puissance du signal RF d'entrée évolue avec une pente de 3:1. Le point d'intersection des

droite extrapolés de la fondamentale de l'interfèrent (*IMD*) correspond au point d'interception de troisième ordre IIP3 [6] [7]

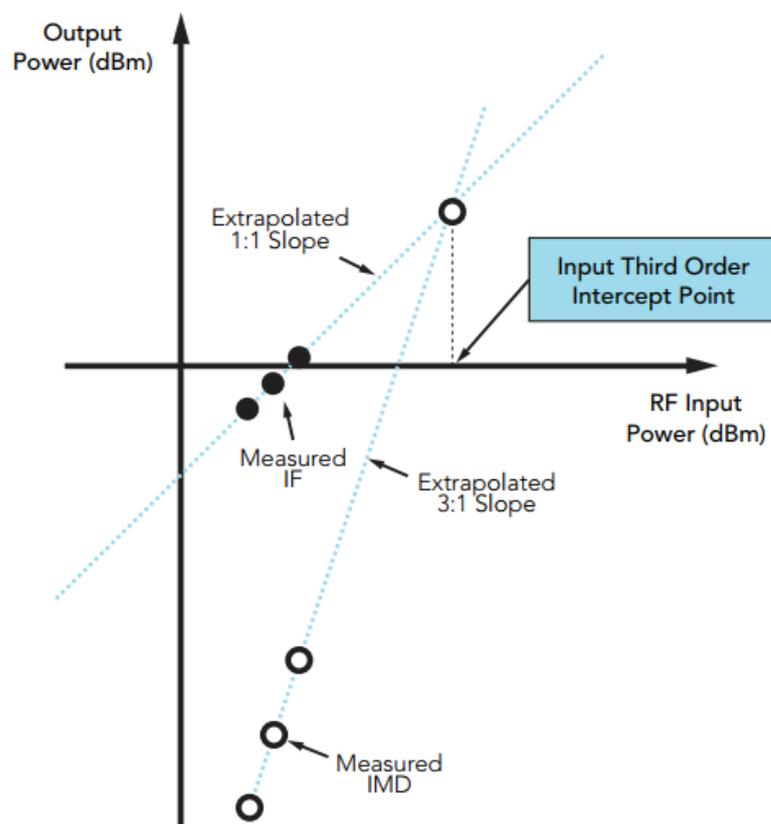


Figure 1.4: Représentation graphique illustrant la dérivation du point d'interception d'ordre 3 d'un mélangeur [7].

1.3.3 Facteur et Figure de bruit :

Dans un système électronique, les bruits intrinsèques des différents blocks composants ce système sont ajoutés au bruit accompagnant le signal d'entrée. Dans de tel cas, le signal minimum qui peut être détecté par le système se trouve donc plus élevé à cause du bruit ajouté [2]. Pour prendre en compte le bruit ajouté par le système, on utilise le facteur de bruit F qui est un paramètre de performance permettant la mesure la dégradation du rapport signal sur bruit (SNR) dans le système considéré [2] [6].

Le facteur de bruit est défini comme le rapport entre le SNR (rapport signal sur bruit) du signal d'entrée (RF) et le SNR du signal de sortie (IF) du mélangeur. L'expression du facteur de bruit est donnée par :

$$F = \frac{SNR \text{ à l'entrée } RF}{SNR \text{ à la sortie } IF} = \frac{SNR_i}{SNR_o}$$

En termes du gain de conversion G , des puissances des signaux d'entrée et de sortie (S_i et S_o), et des puissances des bruits à l'entrée et à la sortie du mélangeur (N_i et N_o), le facteur F du mélangeur s'exprime par :

$$F = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{S_i/N_i}{(GS_i)/N_o} = \frac{N_o}{GN_i}$$

Comme dans les systèmes RF , il est plus pratique d'utiliser l'unité décibel (dB), une autre notion du facteur de bruit exprimée en dB , la Figure de bruit (NF), est plus tôt utilisée. La figure de bruit est définie comme :

$$NF = 10 \log_{10}(F)$$

1.4 Plage dynamique du signal RF :

La plage dynamique (DR) d'un mélangeur est la plage de la puissance du signal d'entrée (le signal RF) utilisable correspondant à un fonctionnement linéaire du mélangeur et pour laquelle le gain de conversion (G_C) du mélangeur reste constant. Les limites inférieures et supérieures de cette plage sont, respectivement, déterminées par le niveau du bruit minimum du mélangeur pour les signaux d'entrée de faibles puissances et par le point de compression 1dB du mélangeur pour les signaux d'entrée de fortes puissances (Figure 1.5) [1] [4].

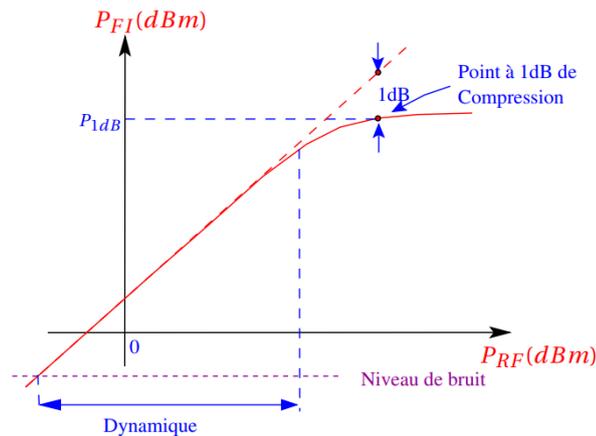


Figure 1.5: Définition de la plage dynamique d'un mélangeur.

1.5 Isolation entre les ports :

Dans les systèmes *RF*, l'interaction (ou couplage) électrique entre les différents ports d'un système est à minimiser au maximum pour éviter la détérioration des performances du système par l'injectant des spectres indésirables dans le signal de sortie. Dans le cas d'un mélangeur, cette interaction est caractérisée par le paramètre d'isolation qui mesure le niveau de couplage entre les ports *FI*, *RF* et *OL* (Figure 1.6). Idéalement, l'isolation doit être infinie afin que le couplage entre les ports soit nul. Les causes des couplages dans mélangeur sont, généralement, associées aux capacités parasites des composants électroniques du mélangeur. Comme la montre le schéma de la (Figure 1.6a), les couplages entre les ports *OL-FI* et *OL-RF* sont causés par les capacités parasites grille-source et grille-drain du transistor MOS implémentant le mélangeur (Figure 1.6b). L'isolation est mesurée en *dB*, l'obtention d'une meilleure isolation repose sur le choix de la topologie du mélangeur [6] [9][10].

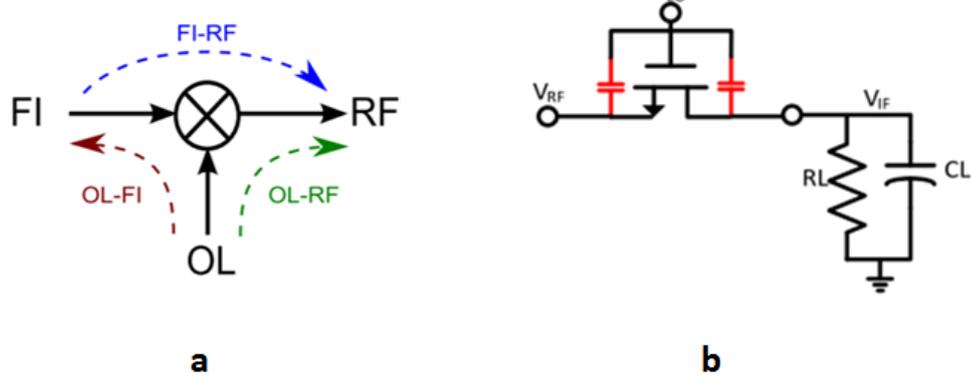


Figure 1.6: a) Différents types d'isolation dans un mélangeur et b) schéma simplifié d'un mélangeur utilisant un seul transistor et les capacités parasites qui contribuent au couplage entre les ports OL, RF et FI.

1.6 Plage de fréquences

La plage de fréquences du mélangeur est la plage dans laquelle le gain de conversion du mélangeur reste constant. Elle est généralement délimitée par les fréquences, inférieure et supérieure, correspondant à une baisse de - 3dB du gain de conversion du mélangeur [6].

Chapitre 2

2 Revue de littérature

2.1 Introduction

Le développement extraordinaire et l'accessibilité à de faibles coûts de production de la technologie d'intégration CMOS (Complementary Metaloxide Semiconductor) ont conduit à la prolifération des applications très diversifiées des systèmes portables de télécommunication mobiles. Le rôle principal de ces systèmes est la transmission (réception et émission) de signaux entre différents endroits par l'intermédiaire d'ondes hertziennes. De nos jours, le téléphone portable ou le 'smart-phone' est l'un de ces systèmes le plus pratique et le plus utilisé.

D'une manière générale, les systèmes RF mobiles sont composés principalement de deux systèmes électroniques : un système d'émission et un système de réception de signaux radiofréquences (RF).

Le système d'émission sert à adapter le signal à transmettre à la bande passante du canal de transmission. Ainsi, le signal est modulé et sa fréquence est transposée à une fréquence située dans la bande hertzienne de l'antenne de transmission. Le système de réception consiste à adapter reçu à la bande passante du canal de réception. Dans ce cas, le signal reçu et sa fréquence est transposée à la bande de la fréquence intermédiaire pour permettre une meilleure amplification et un traitement adéquat du signal [4]. [14].

L'un des éléments essentiels d'un système de communication transmission de signaux est le mélangeur. Le mélangeur est un dispositif qui sert à effectuer la translation de fréquence en

multipliant deux signaux de différentes fréquences [10]. Le principe de fonctionnement d'un mélangeur est décrit en supposant qu'on à l'entrée du mélangeur deux signaux sinusoïdaux :

$$A_1 \cos \omega_1 t \text{ et } A_2 \cos \omega_2 t$$

Le résultat de la multiplication de ces deux signaux est donné par la relation suivante :

$$(A_1 \cos \omega_1 t) (A_2 \cos \omega_2 t) = \frac{A_1 A_2}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t]$$

Ce résultat est très intéressant car il contient deux termes correspondant à la différence $(\omega_1 - \omega_2)$ et à la somme $(\omega_1 + \omega_2)$ des fréquences des deux signaux d'entrée. En fait, ces deux termes sont exploités respectivement pour la réalisation des circuits de télécommunication d'émission ou réception de signaux.

Dans le cas de réception, ω_1 et ω_2 correspondent aux fréquences ω_{RF} et ω_{LO} des signaux reçu (*RF*) et de l'oscillateur local (*LO*). Ainsi, le signal est filtré pour rejeter le terme $\cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t$ et retenir le terme $\cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t$ qui se trouve dans la bande de base du récepteur (fréquence intermédiaire *IF*). A l'inverse, dans le cas d'émission, le terme $\cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t$ est rejeté et le terme $\cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t$, qui correspond au signal à transmettre qui (signal de haute fréquence *HF*), est conservé [10].

Le signal d'entrée contenant l'information utile est noté RF (radio fréquence), il correspond au signal sur lequel la translation de fréquence est effectuée.

Comme le montre la (Figure 2.1), ceci peut se faire par une multiplication temporelle de deux signaux : le signal (RF) et le signal (LO) d'un oscillateur local. La fréquence résultante correspond à une fréquence intermédiaire (*FI*) se trouvant dans la bande de base dans le cas de réception ou à une fréquence haute fréquence (*FH*) dans le cas de transmission. [5] [12].

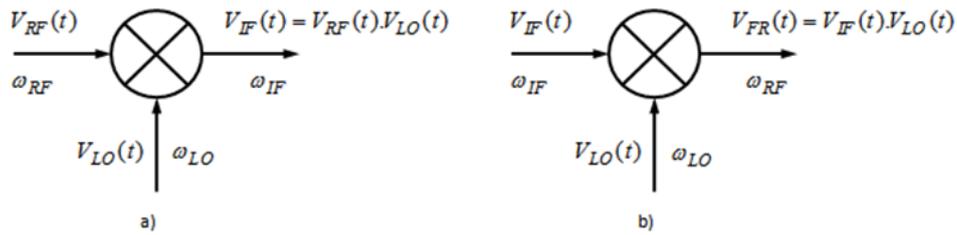


Figure 2.1: Schéma fonctionnelle d'un mélangeur, a) cas de réception, b) cas d'émission [12].

2.2 Principe du mélangeur

Le principe du mélangeur repose sur la multiplication de deux signaux dans le domaine temporel, le signal (*RF*) contenant l'information et le signal *OL* d'un oscillateur local. L'opération de multiplication peut être accomplie par deux méthodes en utilisant la technique d'échantillonnage ou en exploitant la propriété de non-linéaire des composants électroniques [6] [11].

La (Figure 2.2) illustre le principe d'un mélangeur utilisant la technique d'échantillonnage à base d'un interrupteur contrôlé par un oscillateur local. Le signal d'entrée est dans ce cas le signal *RF* et le signal de commande de l'interrupteur est le signal *LO* de l'oscillateur.

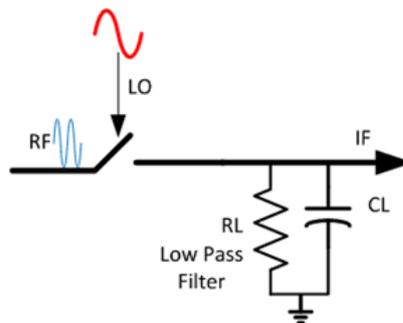


Figure 2.2: Schéma de principe du mélangeur en réception [11].

La technique d'échantillonnage peut être expliquée dans le domaine fréquentiel ou dans le domaine temporel (Figure 2.3). Dans le domaine fréquentiel, la conversion de fréquence d'une bande à une autre est le résultat de la convolution du signal d'intérêt RF avec un train d'impulsions (OL). Dans le domaine temporel, la conversion de fréquence résulte de la multiplication du signal d'intérêt RF par un train d'impulsions (OL).

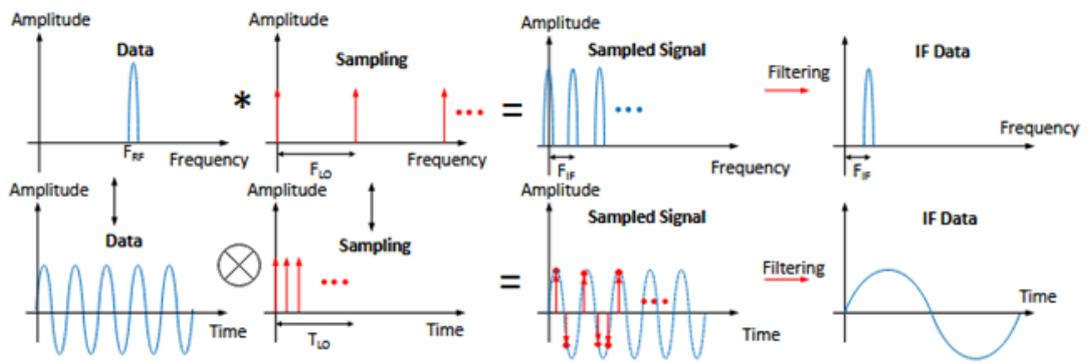


Figure 2.3: Illustration montrant le comportement d'un mélangeur à échantillonnage dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel [11].

La technique exploitant la non-linéarité des composants électroniques est similaire à la technique d'échantillonnage et vise principalement à générer un signal correspondant au produit des signaux *RF* et *LO*. Si le comportement non-linéaire d'un composant électronique est donné par :

$$y(t) = A_1x(t) + A_2x(t)^2 + A_3x(t)^3 + \dots$$

Si maintenant le signal le signal $x(t)$ correspond à la somme des signaux *OL* et *RF* :

$$x(t) = V_{RF} + V_{LO}$$

Le signal obtenu $y(t)$ résultat de la non-linéarité est de la forme :

$$y(t) = A_1 V_{RF} + A_1 V_{LO} + A_2 (V_{RF}^2 + V_{LO}^2) + \boxed{2A_2 (V_{RF} V_{LO})} + \dots$$

Le signal $y(t)$ contient la composante correspondant au produit du signal OL et RF . Dans le cas de signaux sinusoïdaux, ce produit est de la forme [5, Faitah-Th-09]:

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

Donc, le signal de sortie du mélangeur contient la somme et la différence des fréquences, ω_{RF} et ω_{LO} , du signal RF et du signal LO respectivement. La sélection d'une conversion de fréquence vers la bande de base (cas de réception) ou vers les hautes-fréquences (cas de transmission ou émission) est faite par filtrage adéquat.

2.3 Mélangeurs équilibré et non-équilibré :

Comme l'illustre la (Figure 2.4), Les mélangeurs peuvent être classés, selon leurs nombres d'entrées et de sorties, en trois catégories :

- Mélangeurs non- équilibrés;
- Mélangeurs semi-équilibrés;
- Mélangeurs complètement équilibrés.

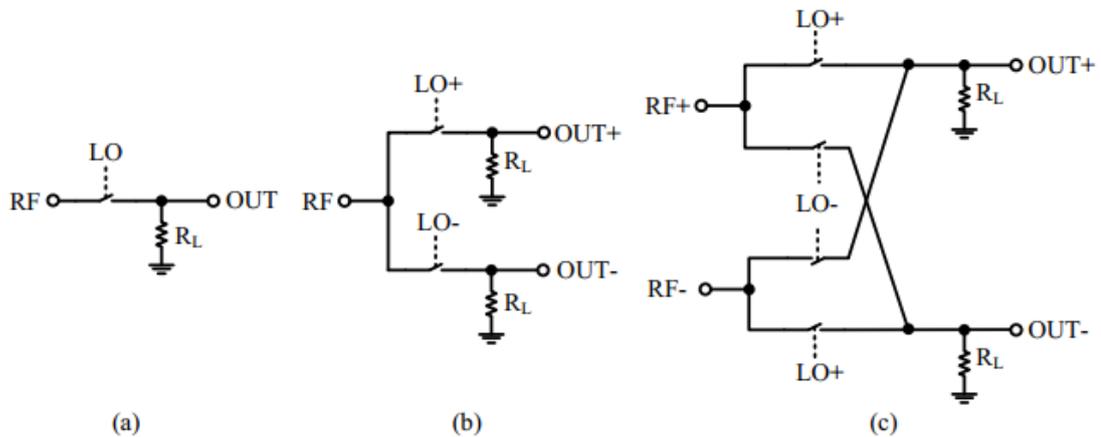


Figure 2.4: Structures générales de mélangeurs : a) mélangeur non-équilibré, b) mélangeur semi-équilibré et c) mélangeur doublement-équilibré [10].

Les mélangeurs non-équilibrés (non-balancés) sont implementés avec des entrées, RF , LO et IF (ou HF), non-différentielles. Ce type de mélangeurs présente le désavantage de mauvaises isolations (couplages non- négligeables) entre les ports RF et IF et entre les ports LO et IF .

Les mélangeurs semi-équilibrés sont implementés avec une entrée différentielle et deux autres non-différentielles. Avec ce type de mélangeurs, l'isolation entre les ports RF et IF est améliorée, cependant, l'isolation entre les ports LO et IF reste encore.

Dans le cas des mélangeurs équilibrés, les trois entrées sont différentielles. Ce type de de mélangeurs est le plus utilisé car il présente de meilleures isolation entre les différents ports [10].

2.4 Architectures de mélangeurs :

2.4.1 Structure à commutation :

Comme le montre le schéma de la (Figure2.5), la structure à commutation est basée sur l'utilisation de transistor MOS qui est utilisé comme un interrupteur a analogique. Le circuit

de la (Figure2.5) montre le principe de fonctionnement d'un interrupteur analogique. Le signal RF d'entrée est tronqué par l'interrupteur commandé à la fréquence LO . Le signal de sortie est le résultat de convolution du signal RF du le signal LO ou tout simplement la produit du signal RF par le signal LO, $RF(t).LO(t)$ [5, Faitah-Th-09].

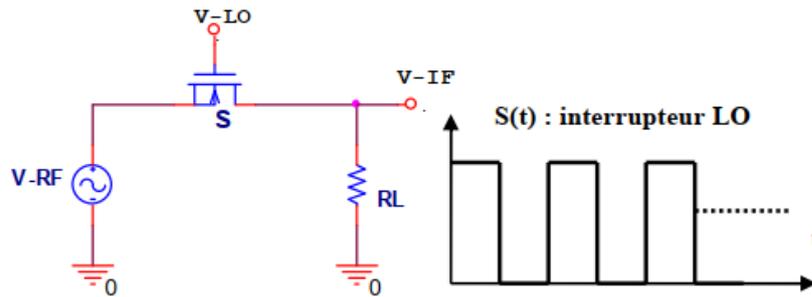


Figure2.5: Mélangeur fonctionnant en interrupteur NMOS [5].

2.4.2 Structure résistive à TEC "Transistor à Effet de Champ"

Le mélangeur à base d'une structure résistive consiste à utiliser un transistor TEC opérant dans le mode ohmique ou résistive. Le signal LO sert à moduler la résistance du transistor permettant ainsi au signal RF appliqué au drain de se mélanger avec le signal LO (Figure2.6) [5, Faitah-Th-09].

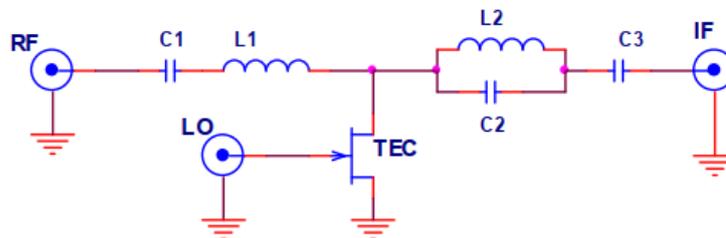


Figure2.6: Mélangeur résistif à TEC [5],

2.5 Topologie des mélangeurs actifs à transistors

2.5.1 Mélangeur actif non-équilibré à un seul transistor MOS :

La structure du mélangeur actif non-équilibré à un seul transistor MOS exploite la propriété non-linéaire (quadratique) de la dépendance du courant du drain du transistor MOS opérant dans le mode saturation à la tension appliquée à sa grille. Comme le montre le schéma de la(Figure2.7), les signaux d'entrée RF et LO sont appliqués à la grille ($V_{gs} = V_{RF} + V_{LO}$). Sachant l'expression du courant du drain du transistor MOS en fonction de la tension de la grille :

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

Le carré de la tension V_{gs} va produire une tension

Soit V_b la polarisation continu du transistor. Les deux signaux d'entrée RF et LO sont appliqués à la grille à travers un duplexeur. Il se produit alors une forme d'onde résultant de la somme de RF et LO attaquant le transistor sur une portion de la caractéristique de sa transconductance [3] [5].

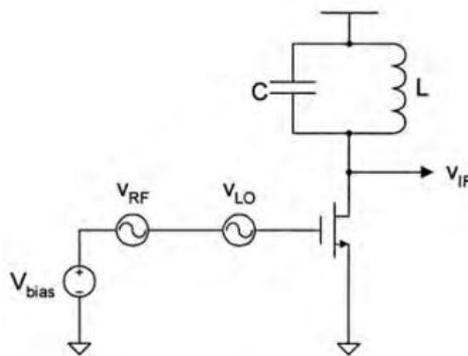


Figure2.7 : Mélangeur actif à transistor MOS [3].

2.5.2 Mélangeur actif non-équilibré à double grilles:

La structure d'un mélangeur actif non-équilibré à double grilles est basée sur deux transistors MOS placés en cascade. Contrairement à la structure utilisant un seul transistor MOS, dans cette structure, les deux signaux RF et LO sont appliqués à des grilles séparés (Figure2.8) [13]. Le rôle du transistor $M1$, qui fonctionne en mode linéaire, est de générer une transconductance g_m en fonction de la tension du drain qui est déterminée par le signal LO appliqué à la grille du transistor $M2$. Ce type de mélangeur offre une bonne isolation $RF-LO$ mais sa figure de bruit est élevée [5]

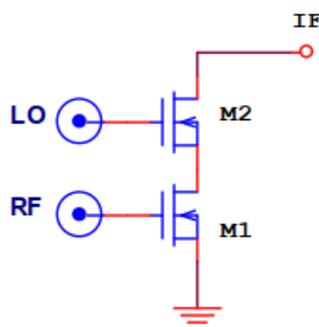


Figure2.8: Structure d'un mélangeur actif non-équilibré à double grilles.

2.5.3 Mélangeur semi-équilibré à commutation de courants :

Comme c'est illustré par le schéma de la (Figure2.9a), la structure d'un mélangeur semi-équilibré (connue aussi sous le nom de cellule de Gilbert) est composée d'un étage de transconductance et d'une paire différentielle de transistors MOS ($M2$, $M3$). Le signal LO est de large amplitude de telle sorte que lorsque l'un des transistors ($M1$ ou $M2$) est en conduction, l'autre transistor est fermé (Figure2.9, b) [8].

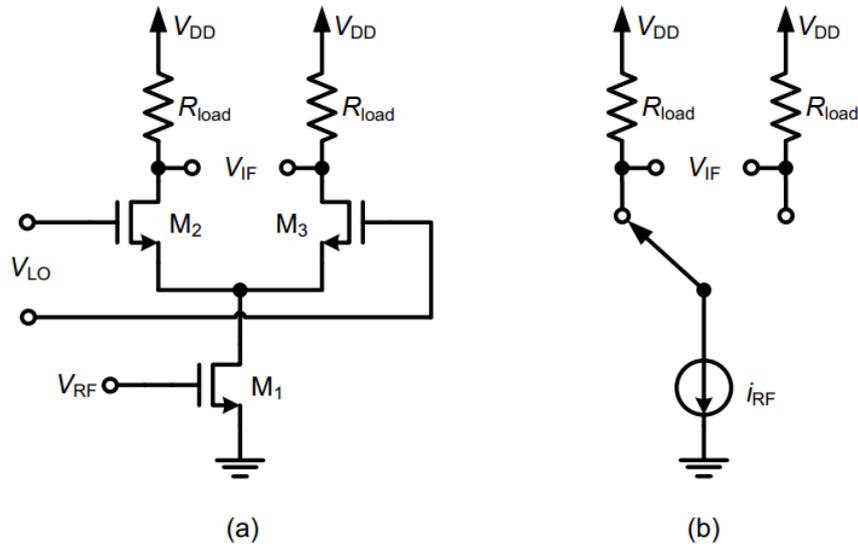


Figure 2.9: Mélangeur différentiel (SBM) à transistors bipolaires [10].

L'étage de transconductance qui est composé par le transistor MOS (M1), consiste à convertir la tension V_{RF} en un courant. Ce courant est ensuite multiplié par la tension V_{LO} , pour produire la tension de sortie V_{IF} qui est proportionnelle au produit $(V_{RF} \cdot V_{LO})$. Comme les transistors M2 et M3 de la paire différentielle opèrent en mode de saturation, le produit $(V_{RF} \cdot V_{LO})$ contient, donc, des termes correspondant à la somme et la différence des fréquences ω_{RF} et ω_{LO} , soient $(\omega_{RF} - \omega_{LO})$ et $(\omega_{RF} + \omega_{LO})$.

Ce circuit présente une bonne isolation entre les ports RF et IF, mais, il souffre d'une mauvaise isolation entre les ports LO et IF [2], [5], [10].

2.5.4 Mélangeur doublement équilibré :

Comme l'illustre la (Figure 2.10), la structure d'un mélangeur doublement équilibré est composée de deux cellules de Gilbert (mélangeurs actifs semi-équilibrés) interconnectées. Comparé au cas d'une simple cellule de Gilbert, la structure d'un mélangeur doublement équilibré présente l'avantage de bonnes isolations entre les ports LO et IF et les ports RF et IF.

$$\begin{aligned}
I_{IF} &= g_m V_{RF} \sin \omega_{RF} t \times sq(\omega_{LO} t) \\
&= g_m V_{RF} \sin \omega_{RF} t \times \left(\frac{4}{\pi} \right) \left(\sin \omega_{LO} t + \frac{1}{3} \sin \omega_{LO} t + \dots \right) \\
&= \frac{2}{\pi} g_m V_{RF} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})
\end{aligned}$$

2.5.5 Mélangeur potentiométrique :

La structure de ce genre de mélangeur est présentée dans la (Figure 2.11). Elle basée sur l'utilisation de quatre transistors opérant dans le mode linéaire et un amplificateur opérationnel.

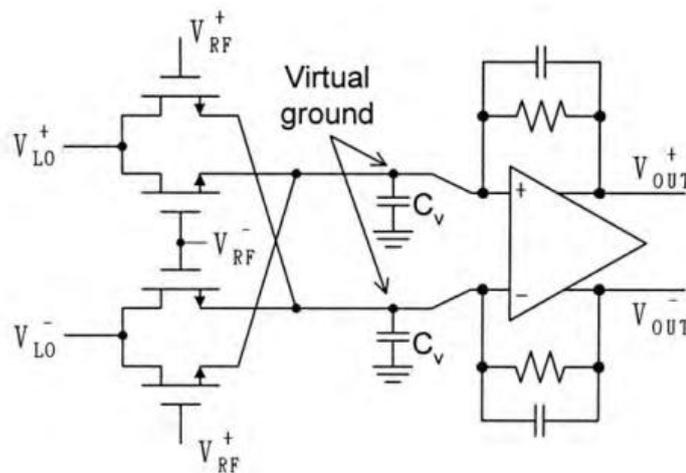


Figure 2.11: structure d'un mélangeur potentiométrique [3].

La tension V_{RF} est continuellement multiplier par la tension VLO et la tension de sortie IF est donnée par :

$$V_{out}^+ - V_{out}^- = K(V_{RF}^+ - V_{RF}^-) \times (V_{LO}^+ - V_{LO}^-)$$

Cette structure est simple et présente de bonnes isolations entre les différents ports de mélangeur, mais, elle n'est pas souhaitable pour les hautes fréquences à cause de la limitation

de la bande passante de l'amplificateur opérationnel. Elle est pratiquement utilisée pour la conversion vers les faibles fréquences intermédiaires (down-conversion) [3]. De plus, cette architecture souffre d'un facteur de bruit très élevé résultant du bruit thermique des transistors MOS qui opèrent dans le régime linéaire (résistive) [9].

2.5.6 Mélangeur tension-tension:

La structure d'un mélangeur tension-tension est illustrée par le schéma de la (Figure2.12).

L'architecture est composée de quatre transistors MOS et nécessite une capacité de charge.

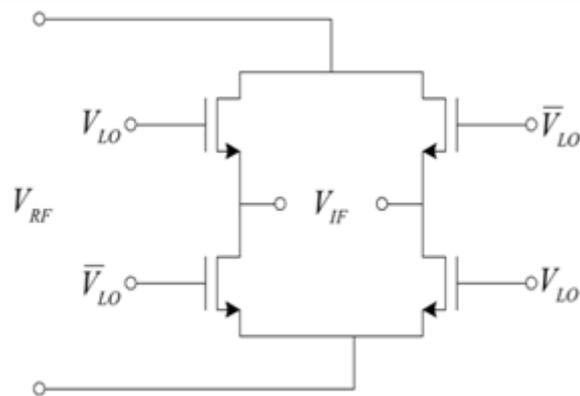


Figure2.12:Schéma d'structure d'un mélangeur tension-tension [9]

Chapitre 3

3 Simulation d'un mélangeur RF en technologie CMOS 180 nm

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, on présente les résultats de simulations d'un mélangeur CMOS RF implémenté en technologie CMOS 180 nm et opérant avec une tension d'alimentation de 1,8 V. Les simulations du mélangeur sont effectuées sous la plateforme du logiciel libre 'LTspice' de la compagnie 'LinearTechnology' et en utilisant le modèle 'BSIM' des transistors MOS de la technologie CMOS 180 nm. Le mélangeur en question est constitué d'une architecture doublement équilibrée, utilisant deux cellules de transconductance de Gilbert (deux mélangeurs actifs semi-équilibrés) interconnectées, avec des entrées différentielles et des sorties différentielles. Les détails du principe de fonctionnement de ce mélangeur ont été abordés dans la section 2.5.4 du chapitre 2.

3.2 Aperçue générale du logiciel 'LTspice' :

Le logiciel LTspice est un logiciel libre dédié à la modélisation de circuits intégrés électroniques analogues. Il est distribué gratuitement sur internet par la société 'LinearTechnology' pour les systèmes d'exploitation Windows. Il permet la simulation au niveau composant (résistances, condensateurs, transistors) en utilisant différents types d'analyses : point de polarisation (courant continu) ; analyse fréquentielle pour petits signaux et bruit (courant alternatif linéaire) ; transitoire. Il permet aussi d'intégrer des modèles de transistors MOS des technologies avancées telles que les modèles 'BSIM'.

Le logiciel permet également d'étudier l'influence de la valeur prise par un composant du circuit (résistance, alimentation continue, capacité, etc.) sur la réponse du circuit, permettant des analyses paramétriques.

Dans chaque cas la modélisation d'un circuit électronique se fait en trois phases :

1ère phase : Création du schéma électrique avec la mise en place des composants du circuit.

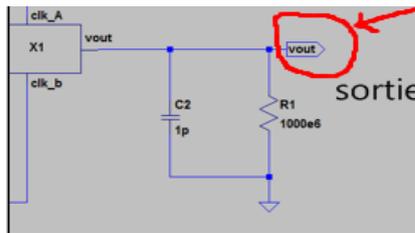
2ème phase : Définition des paramètres de simulation (étude temporelle ou fréquentielle) et l'ajout ou non d'une étude paramétrique.

3ème phase : Lancement de la simulation et visualisation des résultats.

Le logiciel LTspice permet d'éviter des erreurs majeures qui entraînent souvent dans la pratique l'endommagement de certains composants électriques coûteux et difficiles à obtenir. LTspice est donc l'un des logiciels les meilleurs et les plus réussis. Une fois que le circuit précédent est connecté correctement, avec précision et sans erreurs de communication, par exemple, nous pouvons commencer à simuler le circuit que nous avons créé en cliquant dans la barre de menu dans **RUN** et la simulation démarrera immédiatement après avoir également appuyé sur le bouton (Vout) S'il n'y a pas d'erreurs, nous obtenons sur la courbe montre l'apparition du signal de sortie requis de la pompe de charge et avec une grande valeur sur la valeur d'entrée que nous avons définie avant.



Cliquez sur **Vout** :



3.3 Simulation transitoire du mélangeur :

L'architecture du mélangeur doublement équilibré implémentée dans 'LTspice' est illustrée par le schéma de la (Fig. 3.1). Les signaux d'entrées sont :

Le signal différentiel RF de faible amplitude, signal dont la fréquence doit subir la translation de fréquence ; et

Le signal différentiel de l'oscillateur (LO) de forte amplitude.

```
SINE({LO_DC} {LO_ac} 1.2G 0 0 180)
```

Pour la simulation transitoire du circuit, des sources de tension de phases opposées sont utilisées pour reproduire des signaux différentiels (le signal utile RF et le signal LO). La simulation est effectuée à des fréquences proches de 1,2 GHz. Les résultats transitoires de cette simulation, montrant les signaux d'entrée et de sortie, sont donnés dans la (Fig. 3.2).

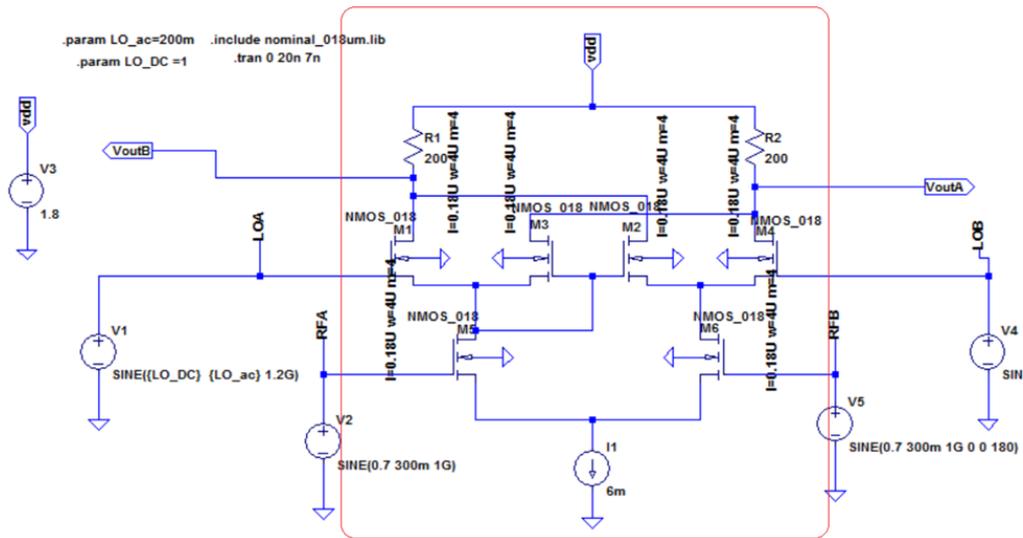


Figure 3.1 : Schéma mélangeur doublement équilibré.

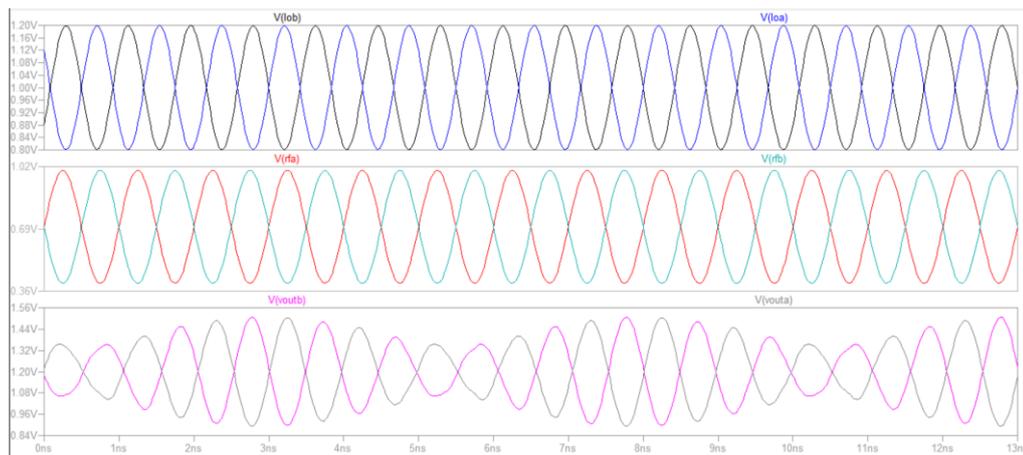


Figure 3.2 : résultat de simulation du mélangeur doublement équilibré

En utilisant des macro-modèles de LTspice, les sources de tensions utilisées pour les signaux différentiels d'entrée (RF et LO) peuvent être remplacées par des circuits de conversion de signaux non-différentiels à des signaux différentiels. Le circuit utilisé pour effectuer cette tâche est donné par le schéma de la (Fig. 3.3).

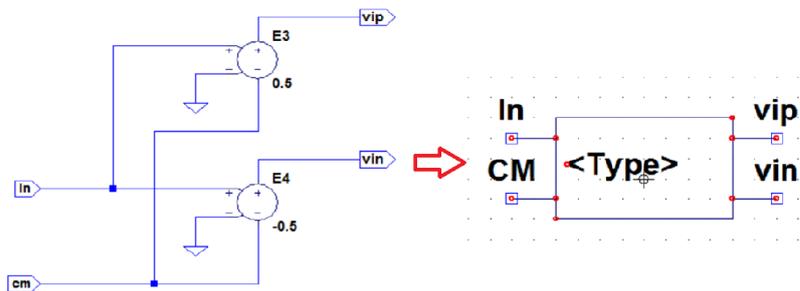


Figure 3.3 : Schéma et symbole du circuit de conversion d'un signal non-différentiel à un signal différentiel.

Le circuit reçoit en entrée : un signal non-différentiel autour d'un niveau DC égale à 0 V et un signal de mode commun (CM) et génère en sortie un signal différentiel autour du niveau DC (cm). Les résultats de la simulation transitoire de ce circuit sont présentés dans la (Fig. 3.4).

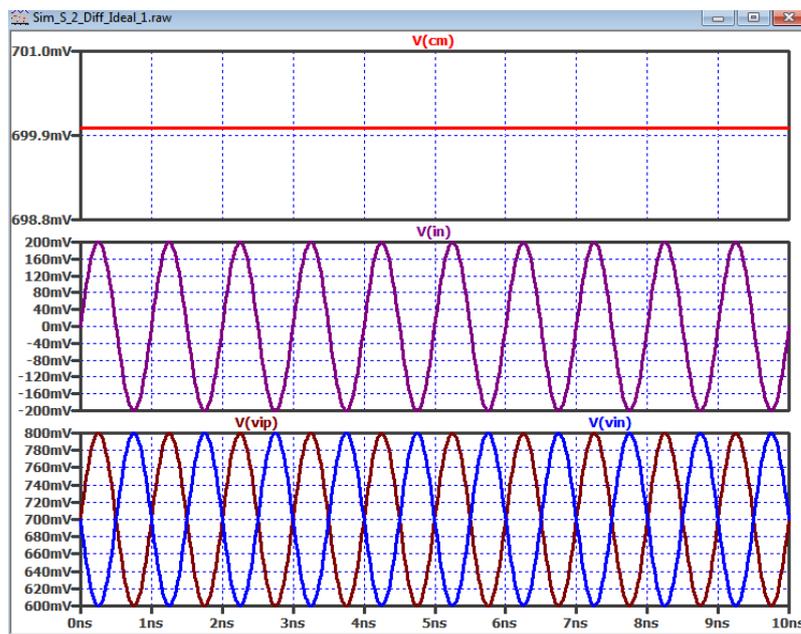


Figure 3.4 : Résultats de simulation du circuit de conversion d'un signal non-différentiel à un signal différentiel de la Fig. 3.3.

Avant d'utiliser ce circuit dans des simulations, une modification doit être effectuée sur le mélangeur de la Fig. 3.1. Cette modification concerne la polarisation du courant DC du

mélangeur. Dans la première simulation transitoire du circuit du mélangeur de la (Fig. 3.1), une source de courant idéale a été utilisée. Dans la simulation transitoire suivante du mélangeur, cette source de courant est remplacée par un miroir de courant composé de deux transistors MOS. Le schéma du nouveau mélangeur après cette modification est donné par la (Fig. 3).

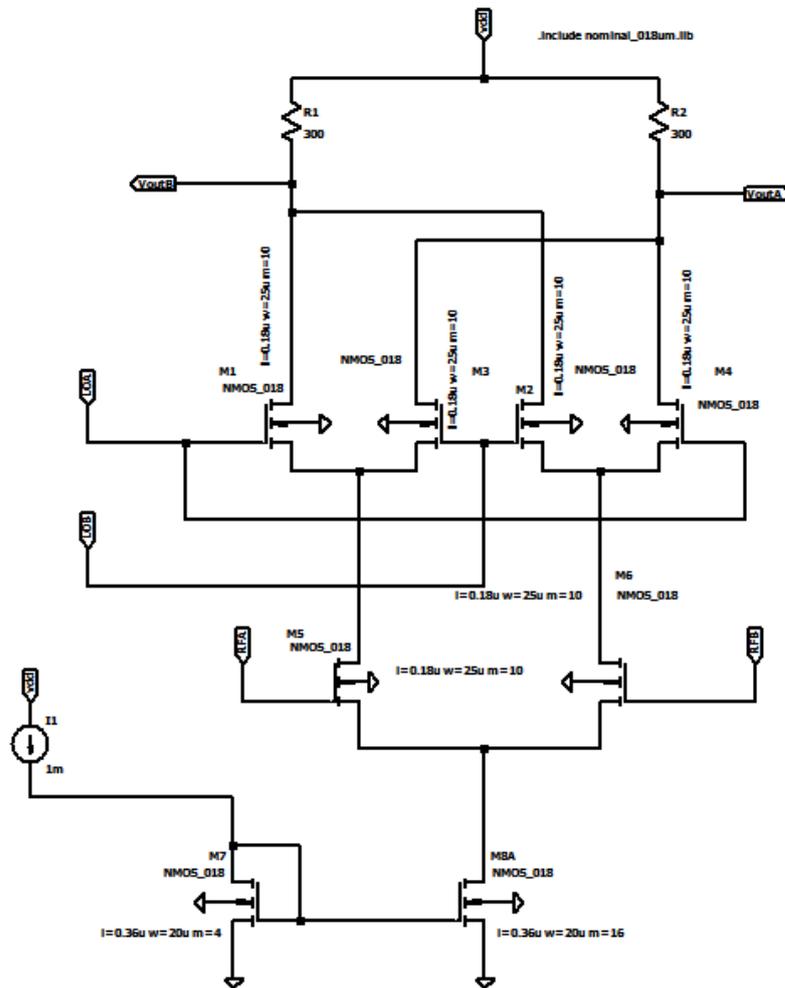


Figure3.5 : Schéma du mélangeur RF avec une polarisation de courant DC implémentée par un miroir de courant.

La simulation transitoire du nouveau mélangeur est effectuée en utilisant la configuration du schéma de la (Fig. 3.6).

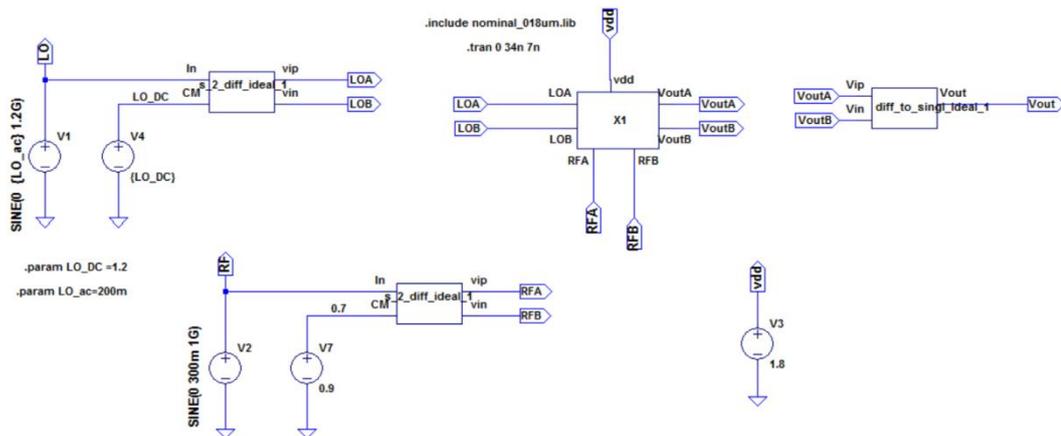


Figure 3.6 : Configuration utilisée pour simuler le mélangeur de la Fig. 3.5.

Les résultats obtenus suite à cette simulation transitoire sont illustrée dans la (Fig. 3.7).

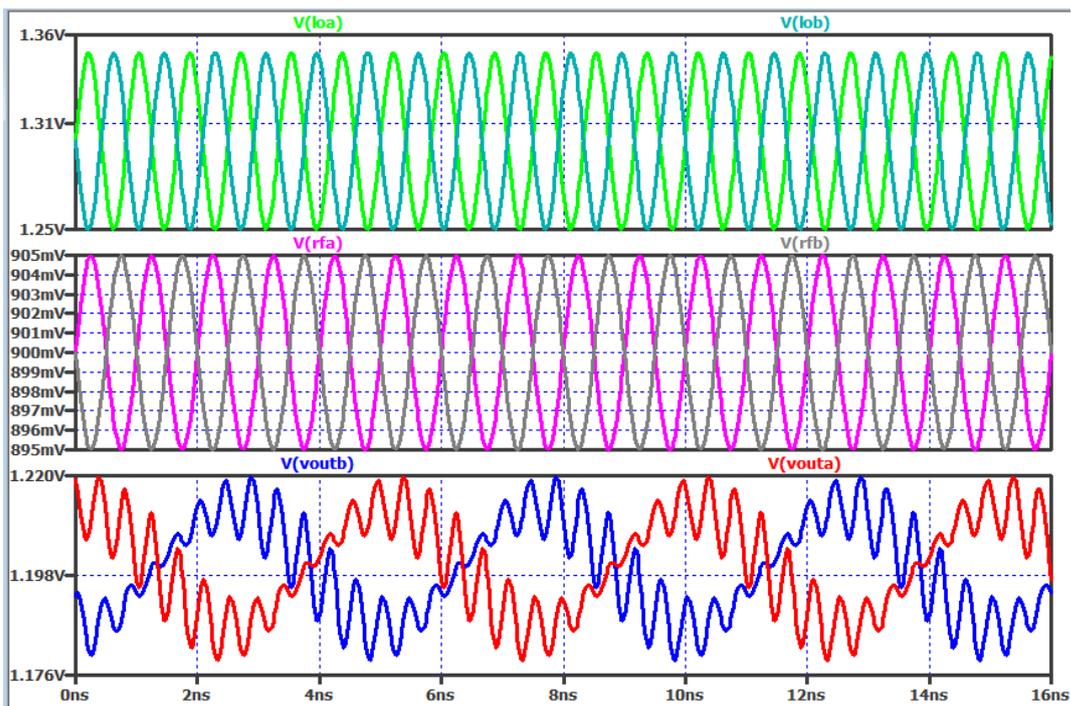


Figure 3.7 :Résultats de simulation transitoire du circuit de la Fig. 3.6.

Conclusion Générale :

Le thème de ce mémoire est l'étude et la simulation d'un mélangeur RF en technologie CMOS 180 nm. Dans l'introduction générale, l'importance des mélangeurs dans le domaine des systèmes de communication a été présentée. De manière générale, les mélangeurs sont indispensables pour toute chaîne de communication de transmission de données (émission/réception). L'avancé de la technologie des circuits intégrés (IC) et plus spécifiquement de la technologie CMOS a rendu possible l'intégration de tout un système de transmission sur une même puce d'un IC. Ceci a permis l'innovation et l'invention d'une multitude d'applications portables de télécommunication sans fil. Parmi les facteurs qui peuvent limiter les performances de ces applications, se trouvent les critères et paramètres de performances des mélangeurs.

Le premier chapitre de ce mémoire a adressé les critères et paramètres de performances les plus critiques des mélangeurs. Parmi ces paramètres, on cite le gain de conversion, la linéarité, point de compression à 1 dB, l'intermodulation d'ordre 3, le facteur et figure de bruit, la plage dynamique du signal *RF* d'entrée, l'isolation entre les ports et la plage de fréquences utilisable. Plusieurs de ces paramètres sont inter-reliés comme par exemple la plage dynamique du signal *RF* d'entrée qui est déterminée par le point de compression 1 dB et le niveau du bruit à l'entrée du mélangeur. Comme le mélangeur est un module intégral d'une chaîne d'émission/réception, l'optimisation des paramètres de performance du mélangeur est impérative à l'optimisation des performances de la chaîne d'émission/réception.

Le deuxième chapitre a couvert la description et l'explication des principes de fonctionnement des principales architectures existantes des mélangeurs. En partant du fait que le principe du mélangeur repose sur la multiplication de deux signaux dans le domaine temporel, plusieurs architectures existent pour accomplir cette opération de multiplication du mélangeur. Dépendamment de l'architecture utilisée, les signaux d'entrée et de sortie peuvent être non-différentiels/non-différentiels, non-différentiels/différentiels ou différentiels/différentiels. En considérant ce fait, les architectures des mélangeurs sont classées en trois catégories : mélangeurs non-équilibrés, mélangeurs semi-équilibrés et mélangeurs complètement ou doublement équilibrés. Les architectures des mélangeurs peuvent être aussi classées en deux catégories, les architectures passives et les architectures actives.

Parmi les architectures les plus utilisées on trouve la structure à commutation, la structure résistive à TEC "Transistor à Effet de Champ", le mélangeur actif non-équilibré à un seul transistor MOS, le mélangeur actif non-équilibré à double grilles, le mélangeur semi-équilibré à commutation de courants, le mélangeur doublement équilibré, mélangeur potentiométrique et le mélangeur tension-tension.

Dans le troisième chapitre, les résultats de simulation d'un mélangeur RF active, doublement équilibré, et dont l'architecture repose sur la cellule de Gilbert, sont présentés. Les simulations sont effectuées sous l'environnement du logiciel 'LTspice' et en utilisant les modèles 'BSIM' des transistors MOS d'une technologie CMOS 180 nm qui requiert une tension d'alimentation de 1.8

Bibliographie :

Bibliographie du chapitre 1 :

- [1] Philippe Bouysse, " Circuits radio télécommunications ", Notes de Cours (Licence Professionnelle), 2007.
- [2] Gabriel Cormier, "Circuits actifs (Chapitre 5)," Notes de Cours: Hyperfréquences (GELE5223), Université de Moncton, Canada, 2010.
- [3] François FADHUILE-CREPY, "Méthodologie de conception de circuits analogiques pour des applications radiofréquence à faible consommation de puissance," Université de Bordeaux, France, 2015.
- [4] Michael Ellis, "Introduction to Mixers," Notes 1999.
- [5] Khalid Faitah, " Conception d'un Mélangeur de Fréquences à 1,9 GHz en Technologie CMOS 0,18 μ m et d'un Amplificateur Faible Bruit Large Bande en CMOS 65 nm dédiés à des applications sans fil," Thèse de Doctorat, Rapport d'Habilitation Universitaire, Université Cadi Ayyad, Maroc, 2009.
- [6] KARA, Omar ali, "Développement d'une Architecture de Communication Sans Fil pour les Réseaux de Capteurs dans le Domaine Aérospatial", Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse, France, 2011.
- [7] Ferenc Marki et Christopher Marki, "Mixer Basics Primer : A Tutorial for RF & Microwave Mixers," Notes d'Applications, Marki Microwave, 2010.
- [8] Minh-Nhut Do, "Co-conception et caractérisation de circuits actifs et passifs tridimensionnels en bande K pour l'intégration de microsystemes sur silicium aux fréquences millimétriques," Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 2007.
- [9] Amir Hossein Masnadi Shirazi Nejad , "On the Design of Low-Voltage Power-Efficient CMOS Active Down-Conversion Mixers," Thèse de Doctorat University of British Columbia, Canada, 2013.
- [10] Christophe Pavageau "Utilisation des technologies CMOS SOI 130 nm pour des applications en gamme de fréquences millimétriques," Thèse de Doctorat, Université Des Sciences Et Technologies de Lille, France
- [11] Behzad Razavi "RF Microelectronics," Livre, 2005.

Bibliographie du chapitre 2

- [1] BOUYSSSE, Philippe, " Circuits radio télécommunications ", Licence Professionnelle, 2007, _
- [2] Wei Cai, "2.4 GHz Heterodyne Receiver for Healthcare Application," Mémoire de Master, University Of California, USA, 2015.
- [3] Chang Wang Chi, "A Low Voltage 900 MHz CMOS Mixer, "Mémoire de Master, Chinese University of Hong Kong, 2001.
- [4] Michael Ellis, "Introduction to Mixers," Notes, 1999.
- [5] Khalid Faitah, " Conception d'un Mélangeur de Fréquences à 1,9 GHz en Technologie CMOS 0,18 μ m et d'un Amplificateur Faible Bruit Large Bande en CMOS 65 nm dédiés à des applications sans fil," Rapport d'Habilitation Universitaire, Université Cadi Ayyad, Maroc.
- [6] Ali Omar Kara, ,"Développement d'une Architecture de Communication Sans Fil pour les Réseaux de Capteurs dans le Domaine Aérospatial", Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse, France, 2011.
- [7] HassenKraimia, " Ultra-Low Power RFIC Solutions for Wireless Sensor Networks," Thèse de Doctorat, University of Bordeaux, France, 2013.
- [8] SorenLaursen, "Second Order Distortion in CMOS Integrated Mixers," Thèse de Doctorat, Aalborg University, Denmark.
- [9] Sangyoub Lee, Design and Analysis of Ultra-Wide Bandwidth Impulse Radio Receiver," Thèse de Doctorat, University of Southern California, 2002, (RF_Th_Sangyoub_Mixer).
- [10] Hao Li, Advanced Down conversion Mixers or CMOS Radio Frequency Integrated Circuits," Thèse de Doctorat, Queen's University, Ontario, Canada, 2017.
- [11] Amir HosseinMasnadiShiraziNejad , "On the Design of Low-Voltage Power-Efficient CMOS Active Down-Conversion Mixers," Thèse de Doctoratv University of British Columbia, Canada, 2013
- [12] Minh-Nhut Do, "Co-conception et caractérisation de circuits actifs et passifs tridimensionnels en bande K pour l'intégration de microsystemes sur silicium aux fréquences millimétriques," Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 2007.
- [13] A. Siddiqi, "DesignmethodologyAnd Investigation of GHz Rangepmos RF Mixers," Mémoire de Master, Carleton University Ottawa, Ontario, Canada, 2000,
- [14] Taris_Thiery, " Conception de Circuits Radiofréquences en Technologie CMOS VLSI sous Contrainte de Basse Tension," Université Bordeaux 1, France, 2003.

Résumé:

Le présent travail porte sur l'étude et la simulation d'un mélangeur radiofréquence (RF) en technologie CMOS dédié à des applications sans fil. Le mélangeur est un élément de base de toute chaîne RF de transmission de données permettant l'émission et la réception d'information RF. Parmi les mélangeurs existants, les mélangeurs actifs, doublement équilibrés, sont les plus utilisés dans le domaine des circuits intégrés. Ce type de mélangeur présente des avantages intéressants tels qu'un gain de conversion supérieur à 1 et un facteur de bruit modéré. C'est dans cette discipline que nous présentons dans ce mémoire l'étude et la simulation d'un mélangeur RF active et doublement équilibré basé sur une cellule de transconductance de Gilbert. Le circuit est implémenté en technologie CMOS 180 nm/1.8 V et caractérisé en utilisant des modèles de transistors MOS BISM et le simulateur libre 'LTspice' de la compagnie 'Linear Technology'.

Resume:

The present work deals with the study and simulation of a radio frequency (RF) mixer in CMOS technology which is dedicated to wireless applications. The mixer is a basic element of any RF data transmission chain which carries out transmission/reception information. Among the existing mixers, the active, double balanced mixers are the most used in the field of integrated circuits. This type of mixer presents interesting advantages such as a conversion gain higher than 1 and a moderate noise factor. It is in this discipline that we present in this thesis the study and simulation of an active and double-balanced RF mixer based on the Gilbert transconductance cell. The circuit is implemented in 180 nm/1.8 V CMOS technology and characterized using BISM MOS transistor models and the free simulator 'LTspice' of the Linear Technology Company.

المخلص:

يركز هذا العمل على دراسة ومحاكاة خلاط الترددات الراديوية (RF) في تقنية CMOS المخصصة للتطبيقات اللاسلكية. يعد الخلاط عنصراً أساسياً في أي سلسلة إرسال بيانات RF تسمح بإرسال واستقبال معلومات التردد اللاسلكي. من بين الخلاطات الموجودة، الخلاطات النشطة، المتوازنة بشكل مضاعف، هي الأكثر استخداماً في مجال الدوائر المتكاملة. يتمتع هذا النوع من الخلاطات بمزايا مثيرة للاهتمام مثل كسب تحويل أكبر من 1 وعامل ضوضاء معتدل. في هذا التخصص، نقدم في هذه الأطروحة دراسة ومحاكاة خلاط ترددات راديوية نشط ومتوازن بشكل مضاعف يعتمد على خلية ناقل جيلبرت. يتم تنفيذ الدائرة بتقنية 180 نانومتر / 1.8 فولت CMOS وتتميز باستخدام نماذج الترانزستورات MOS BISM والمحاكاة المجانية "LTspice" من شركة "Linear Technology".