N° d'ORDRE: 05/2008-M/EL

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
République Algérienne Démocratique et Populaire
Université des Sciences et de la Technologie « Houari Boumediene »
Faculté d'électronique et d'informatique



Mémoire Présenté pour l'obtention du diplôme de Magister
En électronique
Spécialité: Systèmes Radio Fréquence et Microondes

Par: Tedjini Bailiche Sid Ahmed

Sujet

Calibration de la Porteuse Résiduelle dans les Émetteurs à Conversion Directe

Soutenu le 01/12/2008, devant le jury composé de:

M.	HADDAD B.	Prof	USTHB	Président
M^{me}	TOUHAMI R.	Prof	USTHB	Directrice de thèse
M.	TRABELSI M.	M.C	ENP	Examinateur
M.	TOUNSI M.L.	M.C	USTHB	Examinateur
M.	CHITROUBE S.	M.C	USTHB	Examinateur

À ma mère

Remerciements

Je souhaite remercier M^{me} Touhami pour avoir suivi ce travail. Je remercie M^{r} Trabelsi, M^{r} Tounsi et M^{r} Chitroube pour l'intérêt qu'ils ont portés à mon travail en acceptant de faire partie de mon jury ainsi que M^{r} Haddad de l'avoir présidé. Je remercie toutes les personnes qui ont participé de près ou de loins à l'accomplissement de ce travail.

Résumé

Le problème de la porteuse résiduelle est l'un des points les plus critiques rencontré dans la conception des émetteurs à conversion directe. Elle est dûe aux imperfections dans les circuits. Le décalage des signaux en bande de base est sans aucun doute le problème qui contribue le plus à l'apparition de la porteuse dans le spectre RF. L'amplitude du vecteur d'erreur (EVM) est le paramètre qui mesure l'intégrité de la modulation numérique par excellence. Ce paramètre ne doit guère dépasser les 17.5% en communications WCDMA. Le phénomène de la porteuse résiduelle est un problème à double tranchant, non seulement il dégrade l'EVM en provoquant le décalage des symboles de la constellation mais mène aussi à la saturation de l'amplificateur de puissance. Il en résulte alors une grande perte de linéarité et une dégradation du signal RF transmis.

Habituellement, cette composante est supprimée par filtrage dans une topologie hétérodyne. Cependant cette solution n'est pas envisageable dans un émetteur homodyne du fait que la porteuse se trouve au milieu du spectre RF.

Dans ce travail nous avons mis en œuvre une technique de calibration numérique pour réduire le niveau de la porteuse résiduelle. Cette technique nécessite l'utilisation d'un détecteur de puissance. Elle est basée sur une série d'approximations successives de l'offset présent dans les canaux I et Q. Pour ce faire, un contrôleur se charge de réduire l'offset en injectant à l'entrée basse fréquence du mélangeur une tension de compensation opposée à l'offset. Ces deux tensions s'additionnent grâce à un té de polarisation. Cette opération est répétée jusqu'à ce la puissance estimée par le détecteur de puissante atteigne son minimum.

La partie radiofréquence est implémentée sous ADS (Advanced Design System) d'Agilent technologies. Elle comprend: le détecteur de puissance basé sur la diode Schottky, un émetteur homodyne constitué deux cellules de Gilbert en MOSFET 0.35 μm, un amplificateur de puissance, un générateur de signaux quadratique passif (RC-CR) et un circuit de Wilkinson. L'émetteur opère à une fréquence de 2 GHz. La partie bande de base (le contrôleur) est implémentée sous Ptolemy (développé par l'université de Berkeley). Le circuit RF et le circuit numérique forment une boucle fermée.

Mots clefs: Modulation numérique, amplitude du vecteur d'erreur, émetteur homodyne, porteuse résiduelle, cellule de Gilbert

Abstract

The carrier leakage is one of the most critical issues in RF transmitters design. It is due to the imperfections in the circuits, one of the most important is the DC offset in baseband signals. Carrier leakage phenomenon degrades the EVM which should not exceed the 17.5 % in WCDMA communications causing the shift of the constellation symbols but also leads to the saturation of the power amplifier. These effects decrease the linearity and leads to a degradation of the transmitted RF signal.

In a heterodyne topology, usually, the carrier leakage is removed by filtering. However for a homodyne transmitter, this solution is no longer possible because the carrier lies in the middle of RF spectrum.

In this thesis, we present a digital calibration technique to reduce the level of carrier leakage based on the exploitation of a series of successive offset approximations in I and Q canals. This approach needs the use of a power detector; practically a controller injects a compensation voltage to the low frequency mixer port in order to eliminate the offset at the origin of the problem. The DC offset and the compensation voltage are added up with bias tee. The controller repeats this operation until the power measured reach its minimum value.

The radio frequency design is implemented using ADS software (Advanced Design System) from Agilent technologies. In our simulation we use: a power detector based on the Schottky diode; a homodyne transmitter that contains two Gilbert cells in 0.35 μm MOSFET technologies, a power amplifier, a passive quadratic signals generator (RC-CR) and a Wilkinson's circuit. The transmitter operates at a frequency of 2 GHz. The baseband part (the controller) is implemented with the help of Ptolemy software.

Key Words: Digital Modulation, error vector magnitude, homodyne transmitter, carrier leakage, Gilbert cell.

Table des matières

Remerciements **iii**

Résumé **iv**

Abstract **v**

Table des matières **vi**

Table des figures **ix**

Liste des tableaux **xii**

Introduction **1**

1 Émetteur à conversion directe **4**
1.1 Architecture des émetteurs 4
1.1.1 Émetteur Homodyne 4
1.1.2 Émetteur Heterodyne 5
1.2 Interface PA-Antenne 5
1.3 Interférence inter-canal 7
1.4 LO pulling 7

2 Modulation numérique **11**
2.1 Modulation BPSK 11
2.2 Modulation QPSK 13
2.3 Filtrage 14
2.3.1 Cosinus surélevés 18
2.3.2 Zero crossing 21
2.4 Les variantes de la QPSK 22
2.4.1 OQPSK 22
2.4.2 $\pi/4-$DQPSK 22
2.5 Distortion de la modulation 24
2.5.1 Modèle d'erreur de premier ordre 24
2.5.2 L'amplitude du vecteur d'erreur 27

3 Mélangeur **29**
3.1 Les différents types de mélangeurs . . . 29
3.1.1 Mélangeur quadratique . . . 29
3.1.2 Mélangeur à échantillonnage . . . 29
3.1.3 Mélangeur à commutation . . . 30
3.2 Mélangeur simple équilibre . . . 30
3.3 Mélangeur double équilibre . . . 32
3.3.1 Linéarisation de la transconductance . . . 33
3.3.2 Analyse larges signaux . . . 33
3.3.3 Analyse petits signaux . . . 35
3.3.4 Gain de conversion . . . 36
3.4 Le source de courant . . . 37
3.5 La cellule de Gilbert en modulation quadratique . . . 40
3.5.1 Générateur de signal quadratique . . . 40
3.5.2 Circuit de Wilkinson . . . 42

4 Calibration de la porteuse résiduelle **43**
4.1 Porteuse résiduelle . . . 43
4.1.1 Origine du problème . . . 43
4.1.2 Elimination de la porteuse résiduelle . . . 43
4.2 DC Offset . . . 44
4.2.1 Cellule de Gilbert . . . 44
4.2.2 L'offset en WCDMA . . . 45
4.3 Calibration automatique . . . 46
4.3.1 Principe . . . 46
4.3.2 Contrôleur . . . 47
4.3.3 Détecteur de puissance . . . 48
4.3.4 Calibration quadratique . . . 49
4.3.5 Détection du signe de l'offset . . . 49

5 Simulation et résultats **51**
5.1 Considération . . . 51
5.2 Procédure de conception . . . 51
5.3 Étage de transconductance . . . 52
5.3.1 Tension de grille . . . 52
5.3.2 Courant de polarisation et largeur de grille . . . 53
5.3.3 Résistance de drain . . . 53
5.3.4 Linéarisation . . . 54
5.4 Source de courant . . . 56
5.5 Étage de commutation . . . 57
5.5.1 Largeur de grille . . . 57
5.5.2 Amplitude de LO . . . 57
5.6 Point de compression à 1dB et gain de conversion . . . 58
5.7 Isolation . . . 59
5.8 Intermodulation d'ordre 3 . . . 60
5.9 Implémantation de la modulation quadratique . . . 61
5.9.1 Déphaseur RC-CR . . . 62
5.9.2 Circuit de Wilkinson . . . 63
5.9.3 Modulation PSK . . . 63
5.10 Calibration automatique . . . 65

5.10.1 Détecteur de puissance 65
5.10.2 La calibration 66
5.10.3 Détection du signe 67

Conclusion **71**

Bibliographie **73**

Index **76**

Table des figures

1.1 Émetteur à conversion directe (homodyne) 4
1.2 Émetteur Hétérodyne 5
1.3 Interface PA-Antenne 6
1.4 Fuites de l'émetteur vers le récepteur 6
1.5 Décalage des slots entre l'émetteur et le récepteur dans les systèmes TDMA 6
1.6 Représentation de l'ACPR 7
1.7 L'effet LO pulling: fuite du PA vers LO 8
1.8 Injection pulling. 8
1.9 Élimination du LO pulling 8
1.10 Émetteur hétérodyne 9
1.11 Elimination du LO pulling en doublant la fréquence de l'oscillateur local dans un émetteur homodyne 10

2.1 Constellation BPSK 11
2.2 Modulation BPSK 12
2.3 Signal modulé en BPSK 12
2.4 Densité spectral de puissance de la modulation BPSK 12
2.5 Modulation QPSK 13
2.6 Constellation d'un signal QPSK 14
2.7 La forme d'onde d'un signal QPSK, (a) les données, (b), données impaires, (c) données paires, (d) modulation du canal I, (e) modulation du canal Q, (f) modulation QPSK. 15
2.8 Densité spectrale de puissance d'un signal QPSK 16
2.9 Filtre passe bas 17
2.10 Interférences inter symbole provoquées par le filtrage 17
2.11 Mise en forme des impulsions par les filtres en cosinus surélevé 18
2.12 Réponse d'un filtre en cosinus surélevé pour quelques valeur de α; (a) réponse fréquentielle, (b) réponse impulsionnelle. 19
2.13 Réponse d'un filtre en racine cosinus surélevé pour quelques valeur de α; (a) réponse fréquentielle, (b) réponse impulsionnelle. 20
2.14 Variation de l'enveloppe en utilisant les filtres sinus surélevé 21
2.15 Débordement du spectre sur les canaux adjacents dans un PA non linéaire 21
2.16 Modulation $\pi/4$-DQPSK 22
2.17 Transitions possible pour: (a) modulation QPSK, (b) modulation OPQSK, (c) modulation $\pi/4 - DQPSK$ 23
2.18 Exemple de la $\pi/4$ DQPSK pour une séquence binaire 11 01 10 11 01 . . . 23
2.19 Les effets des erreurs de la modulation sur la constellation: (a) erreur quadratique, (b) erreur de gain, (c) erreur d'offset 25

2.20 Définition du vecteur d'erreur 27

3.1 Mélangeur quadratique 29
3.2 Principe d'un mélangeur à commutation 30
3.3 Mélangeur simple équilibre 30
3.4 Transformateur symétrique (balun) 31
3.5 Mélangeur double équilibre 32
3.6 Linéarisation de la transconductance dans un mélangeur double équilibre, (a) résistive, (b) inductive 33
3.7 Un MOSFET en saturation utilisé comme source de courant 37
3.8 Miroir de courant 38
3.9 Miroir de courant avec génération du courant de référence 39
3.10 Cellule de Gilbert utilisant un miroir de courant comme source de courant 39
3.11 Modulation quadratique 40
3.12 Déphaseur RC-CR 40
3.13 Déphasage dans: (a) un filtre passe bas; (b) un filtre passe haut 41
3.14 Filtre polyphasé à un étage 41
3.15 Circuit de Wilkinson: (a) en élément distribués, (b) en élément localisés . . 42

4.1 Origine de la porteuse résiduelle, (a) fuite de l'oscillateur local vers la sortie du mélangeur, (b) DC offset 43
4.2 Décalage (DC offset) présent dans les signaux modulants. 44
4.3 Filtres de reconstruction dans l'émetteur homodyne 46
4.4 Principe de la calibration automatique 46
4.5 Bloc de calibration numérique 47
4.6 Calibration avec détection de signe d'offset 48
4.7 Détecteur Quadratique basé sur la diode Schottky 48
4.8 Principe de la calibration automatique pour la modulation quadratique . . 49
4.9 Calibration avec détection de signe d'offset 49
4.10 Calibration avec détection de signe d'offset 50

5.1 Variation du gain de conversion en fonction de la tension de polarisation appliquée sur la grille du MOSFET 52
5.2 Variation des caractéristique du transistor en fonction de la largeur de la grille; (a) la transconductance; (b) V_{DS}; (c): V_{DS} de saturation 53
5.3 Caractéristique de transfert DC d'une paire différentielle en fonction de la résistance de linéarisation 54
5.4 Variation du gain de conversion en tension avec la résistance de linéarisation dans une paire différentielle 55
5.5 Variation du gain de conversion en tension avec l'inductance de linéarisation dans une paire différentielle 55
5.6 Variation du courant de sortie dans le miroir de courant pour différente valeur de W_2 56
5.7 Courant du miroir pour $R = 1.525k\Omega$ 57
5.8 Caractéristique DC en fonction de la largeur de grille 57
5.9 Variation du point de compression à 1 dB et le gain de conversion (en puissance) en fonction du niveau de LO 58
5.10 Variation du gain de conversion en tension, (a) en fonction de la puissance BF, (b) en fonction de la puissance LO 59
5.11 Isolation entre les différents ports du mélangeur 60
5.12 Point d'interception d'ordre 3 61

5.13 Opération de modulation effectuée par le mélangeur, (a) signal basse fréquence, (b) signal haute fréquence. 62
5.14 Émetteur à conversion directe 62
5.15 Déphaseur RC-CR, (a) amplitude, (b) phase. 63
5.16 Paramètres S du Circuit de Wilkinson en éléments localisés (a) S_{31} (b) S_{32}, (c) S_{12} ou S_{21} 63
5.17 Modulateur quadratique utilisant deux cellule de Gilbert 64
5.18 Modulation PSK 65
5.19 Implémentation du détecteur de puissance sous ADS 65
5.20 (a)Puissance détectée en fonction de l'offset, (b)Caractéristique du détecteur de puissance, (c) Tension de sortie du détecteur pour différentes valeurs de l'offset 66
5.21 Implémentation du bloc de calibration sous ADS 67
5.22 Implémentation du décompteur sous ADS 67
5.23 Tension de compensation dans le cas d'offset positif 68
5.24 Tension de compensation (méthode avec détection du signe de l'offset); (a) cas où l'offset est négatif, (b) cas où l'offset est positif 68
5.25 Block de calibration automatique avec détection de sign 68
5.26 Circuit d'initialisation 69
5.27 Compteur de temps 69
5.28 Le contrôleur 69
5.29 Détecteur de sign 70
5.30 Spectre RF pour une sinusoide; (a) avant la calibration, (b) après la calibration 70

Liste des tableaux

2.1 Coordonnées d'un signal QPSK 14
2.2 Valeurs du facteur d'arrondis pour quelques normes de communications . . 19
2.3 Sources d'erreurs de premier ordre 25

5.1 Point de compression à 1 dB 59
5.2 Point d'interception d'ordre 3 61

Liste des symboles

A_x Erreur de gain

O_x Erreur d'offset

BER Binary Error Rate

BPSK Binary phase shift keying

BSIM Berkley Short Channel IGFET Model

CNA Convertisseur Analogique-Numérique

dB Décibel

DC Dicrect current

EV Error Vector

EVM Error Vector Magnitude

EVP error vector phase

FDD Frequency Division Duplex

IIP3 Input interrupt point 3

IMD Inter Modulation Distorsion

IRR Image Rejection Ratio

LNA Low Noise Amplifier

LO Local Oscillator

LOL Local Oscillator Leakage

LORR local oscillator rejection ratio

LSB Low Side Bande

OIP3 Output interrupt point 3

PA Power Amplifier

QM quadratic modulation

TDD Time Division Duplex

TOI Third Order Interrupt

USB Up Side Bande

VCO Voltage Controlled Oscillator

Introduction

L'apparition de nouveaux standards de communication sans fil et leurs intégrations est un défi en soi dans la mesure où ils sont basés sur différents type de modulation. Ce qui sous entend différentes méthodes d'accès, et surtout différentes bandes de fréquences. L'architecture à conversion directe appelée architecture homodyne est la plus adaptée aux applications multistandards. Cette architecture requiert moins de composants puisque l'étage intermédiaire est totalement éliminé.

Bien que moins gourmand en composant, les émetteurs homodynes sont plus délicats à concevoir. Certains problèmes y sont plus critiques. Le signal modulé est sujet à diverse erreurs comme l'erreur d'amplification, l'erreur d'offset ou encore l'erreur quadratique. Nous devons tenir compte de toutes ces erreurs en élaborant un modèle plus réaliste de la modulation. Des efforts considérables ont été mis en œuvre pour réduire les erreurs de modulation. En dépit de ces efforts, les erreurs de la modulation quadratique sont amenées à changer avec la fréquence, le canal, la polarisation et l'alimentation. Une scrutation régulière des erreurs de modulation suivie d'une calibration serait plus efficace pour se débarrasser de ces problèmes.

Le problème de la porteuse résiduelle (carrier leakage) auquel nous nous intéressons dans ce travail est l'un des points les plus critiques rencontré dans la conception des émetteurs à conversion directe. La porteuse résiduelle est dûe aux imperfections dans les circuits, parmi lesquelles le décalage des signaux en bande de base. L'offset est sans aucun doute le problème qui contribue le plus à l'apparition de la porteuse dans le spectre RF. L'amplitude du vecteur d'erreur noté EVM (error vector magnitude) est le paramètre qui mesure l'intégrité de la modulation numérique par excellence. Ce paramètre ne doit guère dépasser les 17.5% en communications WCDMA [1]. Le phénomène de la porteuse résiduelle est un problème à double tranchant, non seulement il dégrade l'EVM en provoquant le décalage des symboles de la constellation mais mène aussi à la saturation de l'amplificateur de puissance. Il en résulte alors une grande perte de linéarité et une dégradation certaine du signal RF transmis.

Habituellement, cette composante est supprimée par filtrage dans une topologie hétérodyne. Cependant, cette solution n'est pas envisageable dans un émetteur homodyne du fait que la porteuse se trouve au milieu du spectre RF. Le mélangeur est le circuit qui convertit l'offset en porteuse résiduelle. Les communications modernes utilisent pour la plupart la cellule de Gilbert en guise de mélangeur. Dans le cas idéal (en l'absence d'offset), la cellule de Gilbert élimine quasiment toute la porteuse résiduelle à condition de disposer d'une symétrie parfaite et de fuites minimales. Mais en présence d'offset, la

porteuse apparaît de façon systématique dans le spectre RF comme pour les mélangeurs simple équilibre.

Les techniques d'équilibrage dans la conception des mélangeurs restent limitées en ce qui concerne l'élimination de la porteuse résiduelle. Celle-ci peut être supprimée en ajoutant le signal LO mais déphasé, cette méthode nécessite un mélangeur complexe [2]. Le contrôle sur le gain nécessaire dans les communications WCDMA peut être effectué complètement dans la partie radio fréquence de l'émetteur supprimant de cette manière l'origine de l'offset et par la même occasion la porteuse résiduelle. Pour un faible gain, la porteuse résiduelle peut également être réduite en réduisant le courant de polarisation dans le modulateur [3]. Les méthodes de calibration automatique sont utilisées si les deux premières méthodes ne sont aptes à remplir les spécifications demandées [3–5]. L'avantage d'une technique de calibration est de supprimer n'importe quelle source de porteuse résiduelle en laissant le signal intact. Le principe de cette opération est basé sur l'utilisation d'un détecteur de puissance à la sortie du modulateur. La sortie du détecteur est convertie en signal numérique puis envoyé vers l'entrée d'un contrôleur, qui a pour bur de trouver le réglage à introduire en bande de base qui correspond à une puissance minimale.

Dans ce travail nous avons mis en œuvre une technique de calibration numérique pour réduire le niveau de la porteuse résiduelle. Afin de la tester, nous devons construire d'abord un émetteur à conversion directe. Cette technique nécessite l'utilisation d'un détecteur de puissance. Elle est basée sur une série d'approximations successives de l'offset présent dans les canaux I et Q. Pour ce faire, un contrôleur se charge de réduire l'offset en injectant à l'entrée basse fréquence du mélangeur une tension de compensation opposée à l'offset. Ces deux tensions s'additionnent grâce à un té de polarisation. Cette opération est répétée jusqu'à ce que la puissance estimée par le détecteur de puissance atteigne sa valeur minimale.

La partie radiofréquence est implémentée sous ADS (Advanced Design System) d'Agilent technologies. Elle comprend: le détecteur de puissance basé sur la diode Schottky, un émetteur homodyne constitué de deux cellules de Gilbert en MOSFET, un amplificateur de puissance, un générateur de signaux quadratiques passif (RC-CR) et un circuit de Wilkinson. L'émetteur opère à une fréquence de 2 GHz. La partie bande de base (le contrôleur) est implémentée sous Ptolemy (développé par l'université de Berkeley). Le circuit RF et le circuit numérique forment une boucle fermée.

Ce travail est organisé de la façon suivante:

❶ Dans le premier chapitre nous passerons brièvement en revue les architectures homodyne et hétérodyne.

❷ Le second chapitre portera sur la modulation numérique et plus précisément sur la modulation quadratique de phase (QPSK). Nous évoquerons également ses principales variantes à savoir la Offset-QPSK et la $\pi/4$-DQPSK ainsi que les filtre en cosinus surélevé et leurs importances par rapport aux interférences inter symboles. Nous présenterons un modèle plus réaliste de la modulation prenant en compte ces erreurs, introduisant ainsi la notion de la porteuse résiduelle et la notion d'amplitude du vecteur d'erreur.

❸ Un grand intérêt sera accordé aux mélangeurs, vu l'importance qu'ils jouent dans l'apparition de la porteuse résiduelle. En conséquence le chapitre 3 sera totalement

dédié aux mélangeurs à commutation dont fait parti la cellule de Gilbert.e

❹ La chapitre 4 sera consacré à la calibration de la porteuse résiduelle. Nous mettrons en évidence le rôle que joue le mélangeur dans l'apparition de la porteuse résiduelle. Nous présenterons deux variantes de la calibration automatique basée sur les approximations successives de l'offset.

❺ Dans le chapitre 5 nous présenterons la conception de la cellule de Gilbert en technologie MOSFET 0.35 μm, l'implémentation de celle ci sous ADS et les performances obtenues. Nous construirons ensuite l'émetteur homodyne comprenant le cellule de Gilbert, le générateur de signaux quadratique RC-CR et le circuit de Wilkinson. Enfin nous présenterons l'implémentation de la calibration automatique sous Ptolemy et les résultats obtenus.

❻ Nous clôturerons naturellement ce travail par la conclusion et les perspectives.

Chapitre 1

Émetteur à conversion directe

LA conception des émetteurs Radio fréquences pour les applications sans fil entraîne un certain nombre de restrictions dans le choix de l'architecture de ces circuits. Les spécifications d'un émetteur dépendent de l'application à laquelle il est destiné. Le niveau d'intégration, les contraintes sur le signal transmis, l'efficacité spectrale, la puissance transmise ainsi que la linéarité sont des critères capitaux dans le choix de la topologie de l'émetteur et de l'implémentation de ces différents blocs.

1.1 Architecture des émetteurs

L'émetteur est principalement constitué d'oscillateurs, de mélangeurs, de filtres, et d'un amplificateur de puissance. Le choix de l'architecture de l'émetteur dépend des performances souhaitées, le coût, la technologie employée et le niveau d'intégration souhaité. Contrairement aux récepteurs, les architectures des émetteurs sont moins variées, cela revient au fait que les problèmes à traiter sont moins critiques au niveau de l'émetteur. Les deux principales architectures des émetteurs sont les architectures homodyne et heterodyne.

1.1.1 Émetteur Homodyne

Dans l'architecture à conversion directe appelée aussi homodyne ou zero IF, la fréquence de la porteuse est égale à la fréquence de l'oscillateur local. Dans ce cas, la modulation et la conversion de fréquence (up-conversion) ont lieu dans le même circuit. Cette architecture s'avère très séduisante pour des systèmes multistandards qui nécessitent un niveau d'intégration élevé (Fig. 1.1).

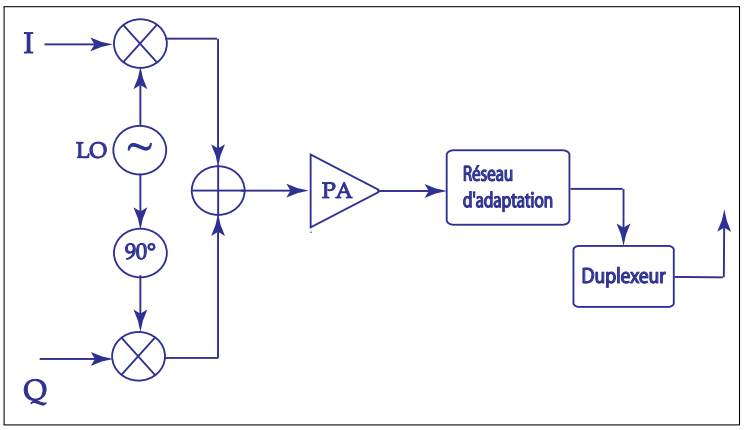


Fig 1.1: *Émetteur à conversion directe (homodyne)*

La modulation est suivie d'un amplificateur de puissance et d'un réseau d'adaptation qui à pour rôle d'optimiser le transfert de puissance vers l'antenne et filtrer les composantes indésirables qui résultent de la non linéarité de l'amplificateur de puissance.

1.1.2 Émetteur Heterodyne

Dans l'architecture Hétérodyne, le signal est d'abord converti en une fréquence intermédiaire notée IF (intermediary frequency) grâce à un premier oscillateur local LO_1 (Fig. 1.2). L'émetteur Heterodyne nécessite tout un étage intermédiaire qui effectue la conversion du signal de la fréquence intermédiaire vers la fréquence radio. Celui-ci est constitué d'un second oscillateur local LO_2, d'un autre mélangeur, et d'un filtre pour les composantes fréquentielles indésirables.

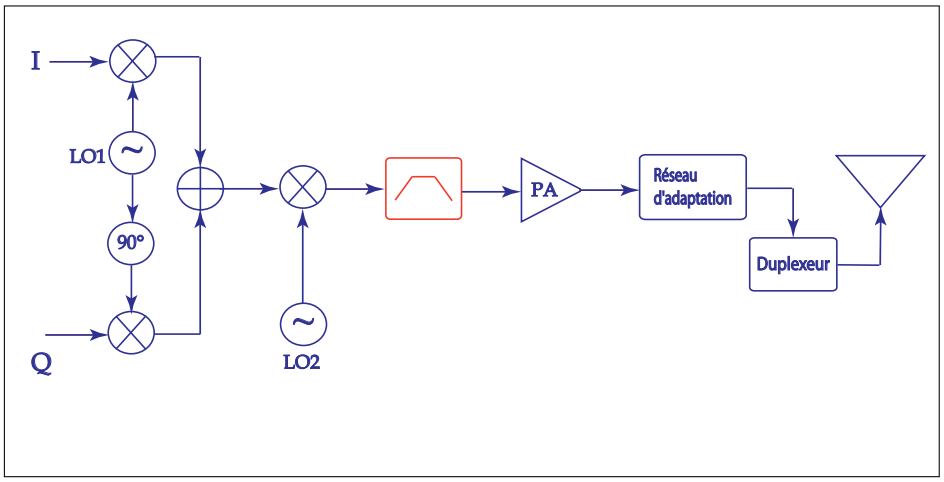


Fig 1.2: *Émetteur Hétérodyne*

L'un des principaux inconvénients de l'architecture hétérodyne est le filtrage nécessaire après le second mélangeur. Le filtrage dans le domaine RF est une opération assez ardue. Le facteur de qualité requis lorsque la fréquence de travail est très élevée par rapport à la bande passante rend l'utilisation des filtres électriques très difficile voire impossible. Afin d'atteindre le facteur de qualité nécessaire pour ces fréquences, on utilise des filtres à onde acoustique de surface . Ces filtre sont coûteux, et sont fabriqués en substrat piézoélectrique non intégrables. Ce fait rend l'architecture hétérodyne non souhaitable dans le cas des systèmes SoC (systèmes on chip).

L'architecture hétérodyne est plus stable est plus simple à concevoir que l'architecture homodyne. Elle est fortement recommandée pour des fréquences élevées. Il est en effet très difficile de passer des basses fréquences vers les fréquences RF quand le rapport fréquentiel est élevé.

1.2 Interface PA-Antenne

Une fois la modulation accomplie, un amplificateur de puissance PA amplifie le signal à transmettre. Il est suivi par un circuit d'adaptation qui le relie à l'antenne (Fig. 1.3). Dans les communications mobiles, l'émetteur est combiné au récepteur pour permettre l'émission et la réception. Dans ce cas un filtre duplexeur ou un commutateur est requis pour séparer l'émetteur du récepteur.

Le filtre duplexeur sépare la bande d'émission de la bande de réception dans le cas d'un duplexage en fréquence (FDD). Il est remplacer par un commutateur dans le cas

d'un duplexage temporel (TDD).

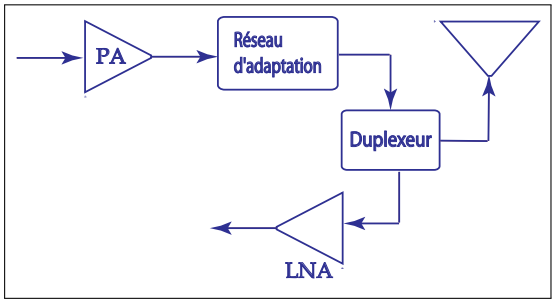


Fig 1.3: *Interface PA-Antenne*

Le filtre duplexeur introduit 2 à 3 dB de pertes, soit 30% à 50% du signal transmis par l'amplificateur de puissance est perdu sous forme de chaleur [6]. Pour les commutateurs TDD, les pertes sont de l'ordre de 0.5 à 1 dB [6]. Les communications basées sur un duplexage en fréquence sont plus contraignant en termes de puissance.

En plus des pertes de puissances par atténuation, les duplexeurs introduisent également des fuites (*feedthrough*) de la bande d'émission vers la bande de réception. Illustré par la figure 1.4, cet effet est causé par une atténuation limitée du filtre duplexeur dans la bande de réception.

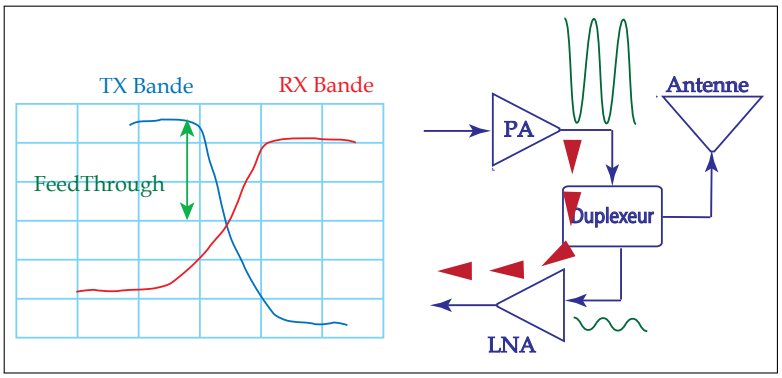


Fig 1.4: *Fuites de l'émetteur vers le récepteur*

Les fuites entre le PA de l'émetteur et l'amplificateur faible bruit du récepteur pose un sérieux problème étant donné que le signal émis par le PA est assez fort pour affecter lourdement la sensibilité du récepteur. Par exemple, si le PA délivre +30 dBm et si les fuites sont de -50 dB, le récepteur en reçoit alors -20 dBm. Il est préférable que l'émetteur et le récepteur n'opèrent pas simultanément. Par exemple dans le GSM, les slots temporels (Fig. 1.5) sont décalés afin qu'il n'y est pas d'entrelacement [6].

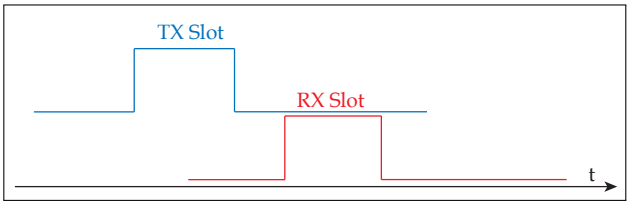


Fig 1.5: *Décalage des slots entre l'émetteur et le récepteur dans les systèmes TDMA*

Cette solution n'introduit pas de temps mort, car dans le système d'accès multiples par division temporelle (TDMA: time division multiple access), chaque utilisateur accède au réseau que durant un laps de temps. Un pareil décalage permet également le partage de certains circuits entre l'émetteur et le récepteur comme l'oscillateur [6]. Le courant d'alimentation peut également être partagé entre l'émetteur et le récepteur.

1.3 Interférence inter-canal

Les émissions radio fréquences sont contrôlées afin d'évider des interférences entre les canaux adjacents. Le rapport de puissance entre canaux adjacents notés ACRP (adjacent channel power radio) permet de mesurer l'étendue de ces interférences et d'aider à nous assurer que le signal reste conforme aux réglementations des communications. L'ACPR est défini comme étant le rapport entre la puissance sur une bande allouée dans les canaux adjacents sur la puissance totale émise dans le canal désiré [1]:

$$ACPR = \frac{\int_{f_1}^{f_1+\Delta B_{ACP}} SPD(f).df}{\int_{f_0-BW/2}^{f_0+DW/2} SPD(f).df} \tag{1.1}$$

La bande ΔB_{ACP} et la fréquence f_1 à partir de laquelle on mesure ΔB_{ACP} varient d'un standard à un autre. Par exemple pour WCDMA $\Delta B_{ACP} = 3.84$ MHz [1].

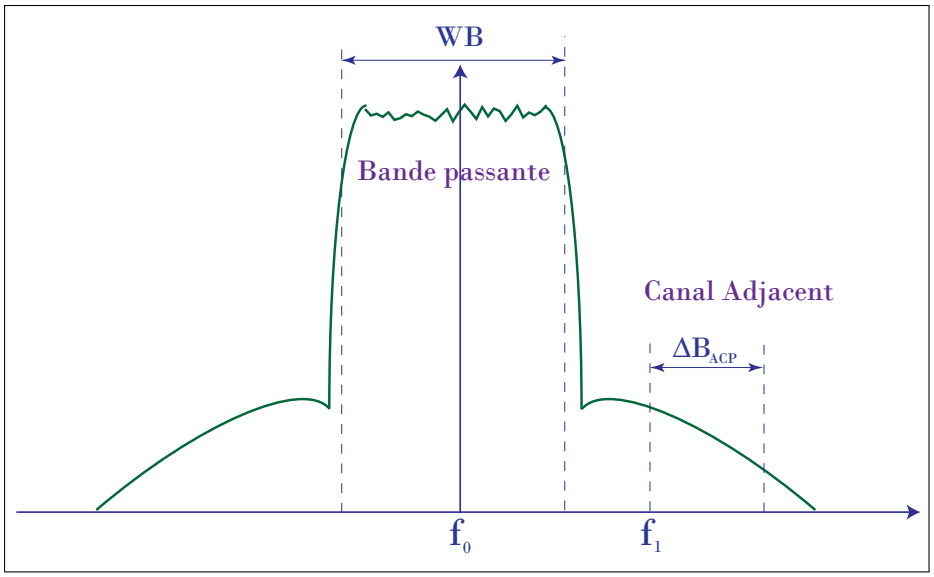


Fig 1.6: *Représentation de l'ACPR*

1.4 LO pulling

La perturbation de l'oscillateur local par le spectre de sortie de l'amplificateur de puissance est l'un des principaux inconvénients de l'architecture homodyne (Fig. 1.7). Cet effet est appelé *LO pulling* [7]. Le signal émis par l'amplificateur de puissance fuit vers l'oscillateur local par un couplage parasite dans les circuits intégrés. L'amplificateur de puissance a une forte influence sur l'oscillateur local malgré l'utilisation s techniques de blindage.

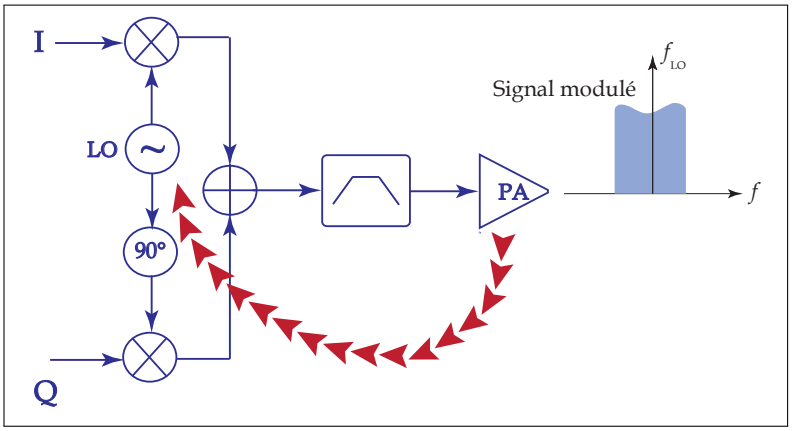


Fig 1.7: *L'effet LO pulling: fuite du PA vers LO*

Cela ce produit par le biais d'un mécanisme appelé *injection pulling* ou *injection locking* [6] (Fig. 1.8). La fréquence de l'oscillateur local tend vers la fréquence du parasite "stimulant". Si la fréquence du bruit injecté est proche de celle de l'oscillateur local, la perturbation que subit l'oscillateur local est proportionnelle à l'amplitude du bruit. Un bruit de 40 dB en dessous du niveau de LO peut créer d'énormes perturbations [6].

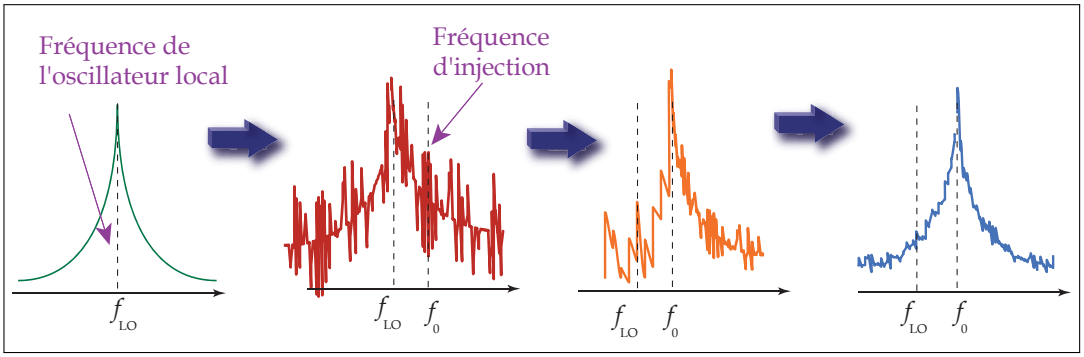


Fig 1.8: *Injection pulling.*

Le phénomène du LO pulling peut être résolu en éloignant le spectre de sortie de l'oscillateur local. Pour une modulation en quadrature, cette opération peut s'accomplir par un décalage de la fréquence de l'oscillateur local en ajoutant la fréquence d'un autre oscillateur (Fig. 1.9).

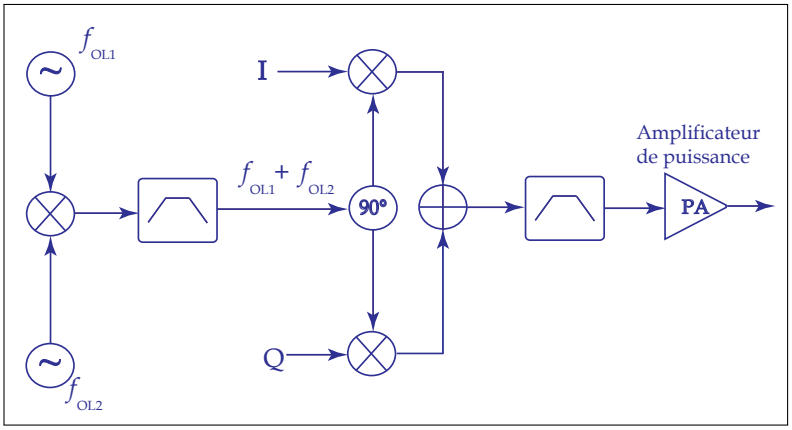


Fig 1.9: *Élimination du LO pulling*

La figure 1.9 illustre cette technique. Dans ce cas le signal de sortie du VCO_1 et VCO_2 sont mélangés. Le signal résultant est filtré de sorte à avoir une fréquence porteuse $f_1 + f_2$ bien supérieur à f_1 ou f_2. La sélectivité du premier filtre affecte la qualité du signal transmis; Le mélangeur n'étant pas linéaire, plusieurs composantes $(m\omega_1 + n\omega_2)$ apparaissent à l'entrée du filtre, lesquelles dégradent la génération de la porteuse et déforment le signal converti en fréquence [6].

Dans le cas de la topologie hétérodyne, le problème du LO pulling ne se pose pas (Fig. 1.10). En effet, le signal en bande de base étant converti en plusieurs étapes, le spectre du PA se retrouve éloigné du VCO. Les données I et Q sont modulées à la fréquence intermédiaire f_1, le résultat sera converti en $f_1 + f_2$ par un second mélangeur. Le premier filtre passe bas supprime les harmoniques du signal IF tandis que le second filtre supprime la bande de fréquence centrée autour de $f_1 - f_2$.

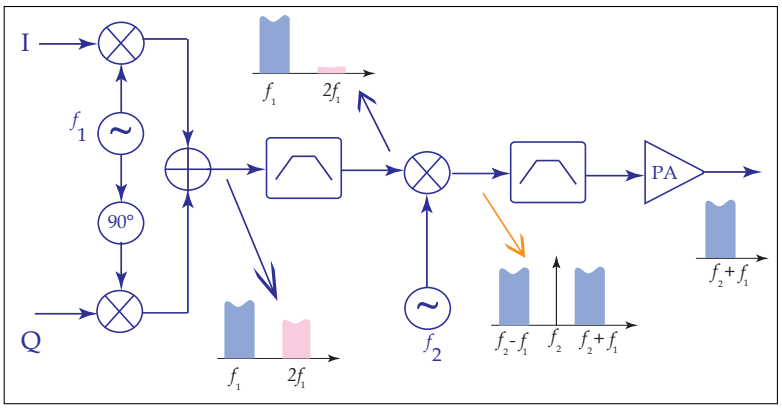


Fig 1.10: *Émetteur hétérodyne*

L'avantage de cette approche par rapport à la première est que la modulation est réalisée à une fréquence plus basse. Elle permet d'avoir un meilleur équilibre entre les canaux I et Q conduisant à un moindre *cross-talk* entre les deux flux. Toutefois elle présente un inconvénient lié au second filtre. Celui-ci doit rejeter la bande indésirable avec une forte atténuation, typiquement entre 50 et 60 dB [6], car le second mélangeur crée les deux bandes avec quasiment la même amplitude. En raison de la fréquence élevée on utilise un filtre passif non intégrable et coûteux.

La pratique la plus répondue en conception radiofréquence pour résoudre le problème du LO pulling est la conception de l'oscillateur local à une fréquence multiple de la porteuse, généralement le double [8]. Un diviseur de fréquence est ensuite placé pour fournir la fréquence souhaitée (Fig. 1.11).

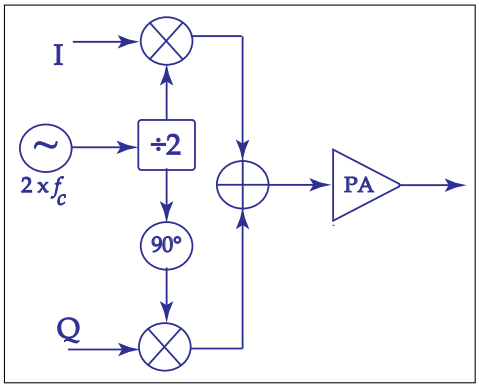


Fig 1.11: *Elimination du LO pulling en doublant la fréquence de l'oscillateur local dans un émetteur homodyne*

La modulation est la plus importante opération effectuée par l'émetteur. Elle nécessite au minimum un oscillateur local et un mélangeur. La modulation quadratique est très utilisée dans les systèmes RF car elle permet d'augmenter l'efficacité spectrale. Cette forme de la modulation a été introduite dans ce chapitre de façon implicite. Dans le chapitre suivant nous allons traiter uniquement la modulation de phase. Celle-ci est particulièrement adaptée au besoin des communications en terme de linéarité.

Chapitre 2

Modulation numérique

LA PSK et la FSK sont des modulations à enveloppe constante, ce qui les rend moins sensibles aux problèmes de linéarité dans l'émetteur attribués principalement à l'amplificateur de puissance. Ce problème conduit à l'étalement du spectre RF et mène par conséquent à des interférences entre canaux adjacents. L' avantage que procure la modulation linéaire fait que la PSK et la FSK soient plus répondus que l'ASK dans les communications RF et tout particulièrement en communication cellulaires, rendant de ce fait la conception des amplificateurs de puissance moins contraignant en termes de linéarité au profit d'un meilleur rendement.

2.1 Modulation BPSK

Dans la modulation BPSK (binary phase shift keying) les données binaires "1" et "0" sont représentées par les signaux $s_1(t)$ et $s_2(t)$ de phase différentes: 0 et π

$$\begin{aligned} s_1(t) &= +A\cos(2\pi ft) \quad \text{pour } 1 \\ s_2(t) &= -A\cos(2\pi ft) \quad \text{pour } 0 \end{aligned} \tag{2.1}$$

La modulation est représentée par sa constellation (Fig 2.1).

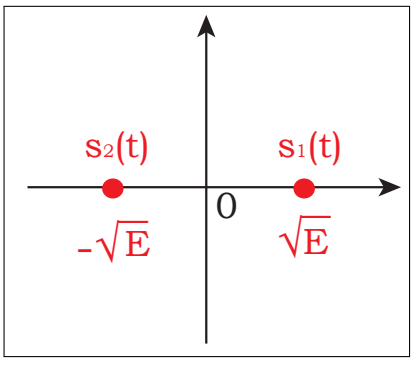


Fig 2.1: *Constellation BPSK*

La figure 2.2 représente un modulateur BPSK. Le signal polaire $a(t)$ est formé à partir des données binaires a_k

$$a(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p(t - kT) \tag{2.2}$$

où $a_k \epsilon \{-1, 1\}$, $p(t)$ est une impulsion rectangulaire d'amplitude unité définie sur l'intervalle [0,T]. Le signal $a(t)$ est en suite multiplié par la porteuse sinusoïdale $A\cos(2\pi ft)$ pour enfin obtenir le signal BPSK.

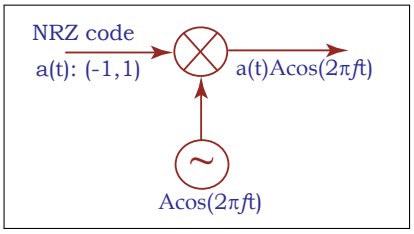
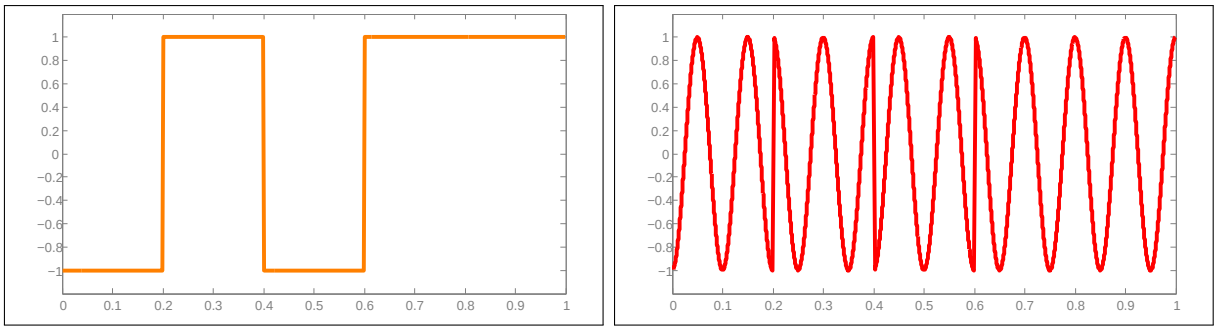


Fig 2.2: *Modulation BPSK*

Le signal BPSK pour une séquence binaire 01011 (Fig. 2.3(a)) est donnée par la figure 2.3(b). L'enveloppe du signal est comme on peut le constater constante (Fig. 2.3(b)).



(a) (b)

Fig 2.3: *Signal modulé en BPSK*

Le spectre d'un signal BPSK pour un signal binaire aléatoire pouvant prendre 0 ou 1 comme valeur est donné par [7]:

$$S_{BPSK}(\omega) = \frac{A^2}{T}\left\{\frac{\sin^2\left((\omega+\omega_{RF})\frac{T}{2}\right)}{(\omega+\omega_{RF})^2} + \frac{\sin^2\left((\omega-\omega_{RF})\frac{T}{2}\right)}{(\omega-\omega_{RF})^2}\right\} \tag{2.3}$$

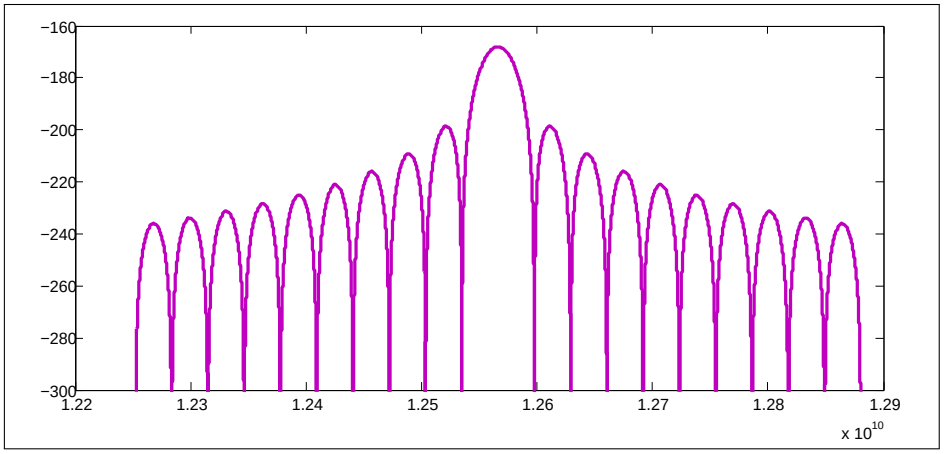


Fig 2.4: *Densité spectral de puissance de la modulation BPSK*

Le spectre modulé en BPSK occupe une large bande fréquentielle, sa forme est dûe à l'utilisation d'impulsions rectangulaires (Fig. **??**).

2.2 Modulation QPSK

L'un des buts recherché en communications numériques est d'avoir un spectre qui occupe la bande la plus étroite possible pour un débit donné. Le multiplexage quadratique de la porteuse s'avère pour cela très efficace. Le flux des données binaires est divisé en deux flux distincts modulant deux porteuses en quadrature de phase.

L'efficacité spectrale de la modulation M-PSK est multipliée par $\log_2 M$. Parmi toutes les modulations M-PSK possibles, la modulation en quadrature QPSK (M=4) est la plus utilisée car elle offre un bon compromis entre l'efficacité spectrale et le taux d'erreur binaire (BER).

Le modulateur QPSK est représenté par la figure 2.5. Le flux des données binaires est divisé en groupe de deux bits appelé *symbole*. Le nombre de bits constituant un symbole dépend de la modulation utilisée. En général le nombre de bit est égal à $n = \log_2 M$. Ce qui dans notre cas (M=4) donne quatre symboles possibles: 00, 01, 10, 11. Le flux de données passe par un convertisseur série-parallèle (S/P) afin de séparer les bits impaires pour constituer le canal I(t), et les bits paires pour constituer le canal Q(t). Les "un" logique sont convertis en impulsions positives, tandis que les "zéro" sont convertis en impulsions négatives qui ont la même amplitude et la même duré T. Le train d'impulsions constitué des bits impaires est multiplié par $\cos(2\pi ft)$, et le train des bits paires est multiplié par $-\sin(2\pi ft.)$. Finalement ces deux signaux sont sommés pour constituer le signal QPSK.

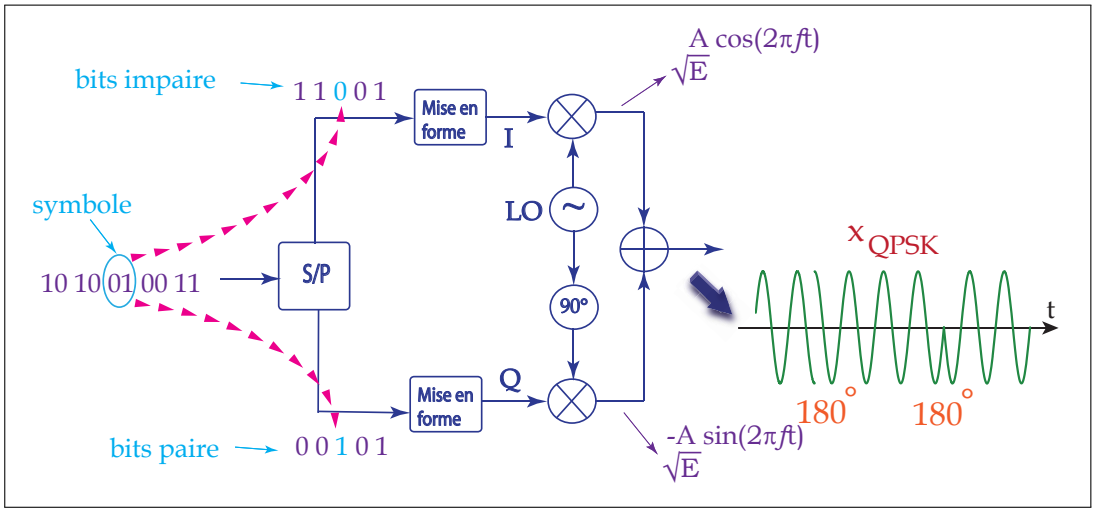


Fig 2.5: *Modulation QPSK*

Un signal modulé en QPSK est de la forme:

$$s_{QPSK}(t) = A\cos(2\pi ft + \theta_i) \quad \text{i=1,2,3,4} \tag{2.4}$$

où

$$\theta_i = \frac{(2i-1)\pi}{4} \tag{2.5}$$

La phase initiale du signal peut prendre les valeurs: $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ et $7\pi/4$. L'expression 2.4 s'écrie alors:

$$s_{QPSK}(t) = A\cos(\theta_k)\cos(2\pi ft) - A\sin(\theta_k)\sin(2\pi ft) \tag{2.6}$$

d'où

$$s_{QPSK}(t) = s_I(t)\cos(2\pi ft) - s_Q(t)\sin(2\pi ft) \tag{2.7}$$

$s_I(t)$ et $s_Q(t)$ sont définit pour l'ensemble des impulsions:

$$s_I(t) = A\sum_{k=-\infty}^{\infty}\cos(\theta_k)p(t-kT) \tag{2.8}$$

$$s_Q(t) = A\sum_{k=-\infty}^{\infty}\sin(\theta_k)p(t-kT) \tag{2.9}$$

On définit $E = A^2T/2$ comme étant l'énergie du symbole et la fonction $p(t)$ une impulsion rectangulaire définie sur [0,T].

La figure 2.6 représente la constellation de la modulation QPSK basée sur le code Gray . La figure 2.7 est l'exemple de la modulation QPSK pour la séquence binaire 00110110111.

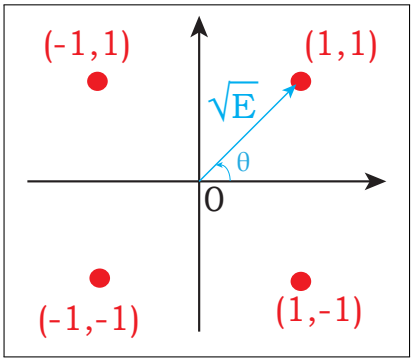


Fig 2.6: *Constellation d'un signal QPSK*

Comme dans la modulation BPSK, l'enveloppe est constante. L'intervalle d'un symbole est $2T_b$ au lieu de T_b pour le BPSK. Si le débit de transmission des symboles en QPSK est le même que celui de la BPSK, le débit des données est doublé.

symbole	phase	s_I	s_Q
11	$\pi/4$	$+\sqrt{E/2}$	$+\sqrt{E/2}$
01	$3\pi/4$	$-\sqrt{E/2}$	$+\sqrt{E/2}$
00	$5\pi/4$	$-\sqrt{E/2}$	$-\sqrt{E/2}$
10	$7\pi/4$	$+\sqrt{E/2}$	$-\sqrt{E/2}$

Tab 2.1: *Coordonnées d'un signal QPSK*

2.3 Filtrage

Le spectre de sortie d'un signal QPSK est de la forme [7]:

$$S_{QPSK}(\omega) = \frac{A^2}{2T}\left\{\frac{\sin^2\left((\omega+\omega_{RF})T\right)}{(\omega+\omega_{RF})^2} + \frac{\sin^2\left((\omega-\omega_{RF})T\right)}{(\omega-\omega_{RF})^2}\right\} \tag{2.10}$$

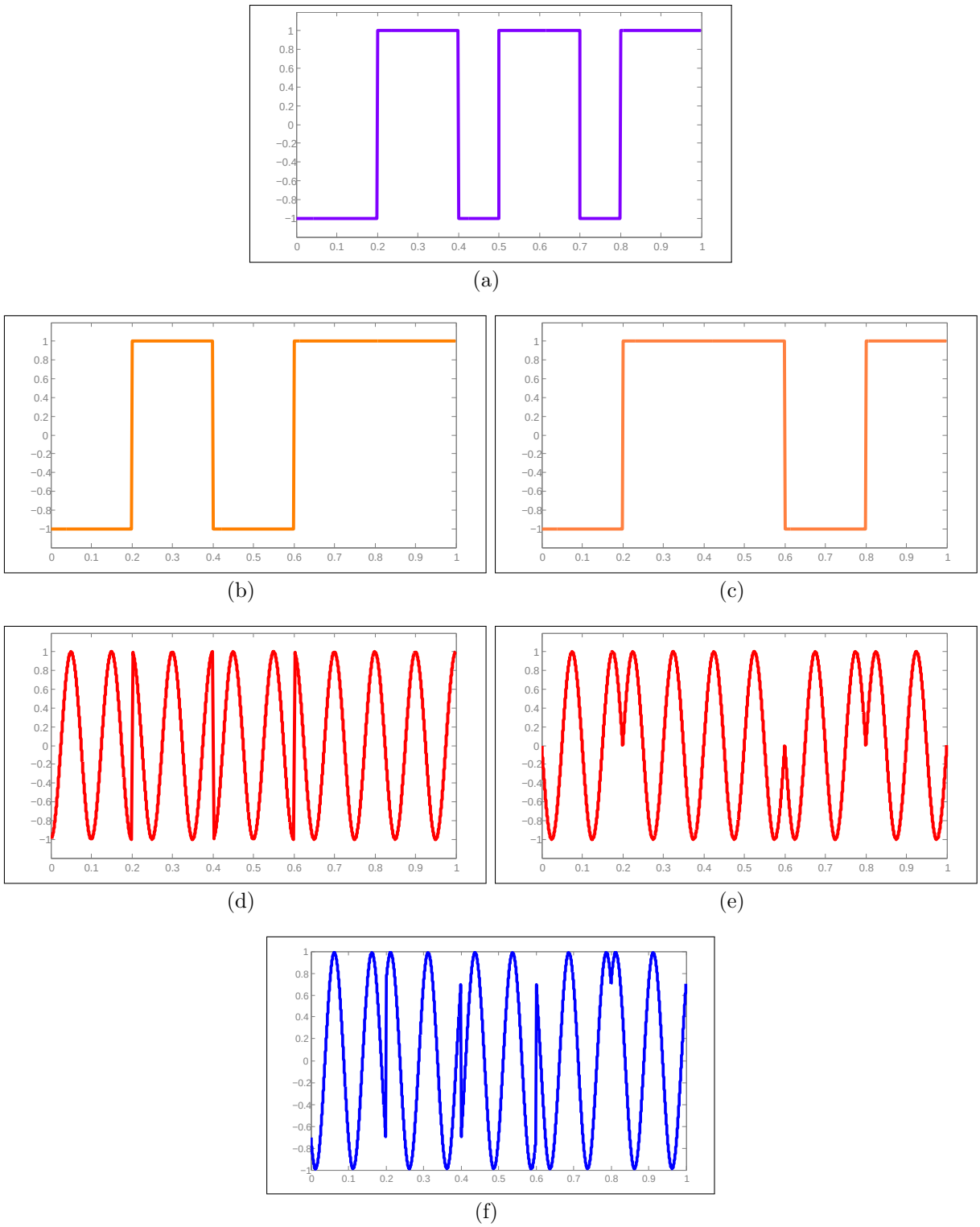


Fig 2.7: *La forme d'onde d'un signal QPSK, (a) les données, (b), données impaires, (c) données paires, (d) modulation du canal I, (e) modulation du canal Q, (f) modulation QPSK.*

où T_s est la durée de l'impulsion. Le signal obtenu occupe une largeur de bande importante (Fig. 2.8) mais peut être amplifié de façon non linéaire sans provoquer d'étalement spectral.

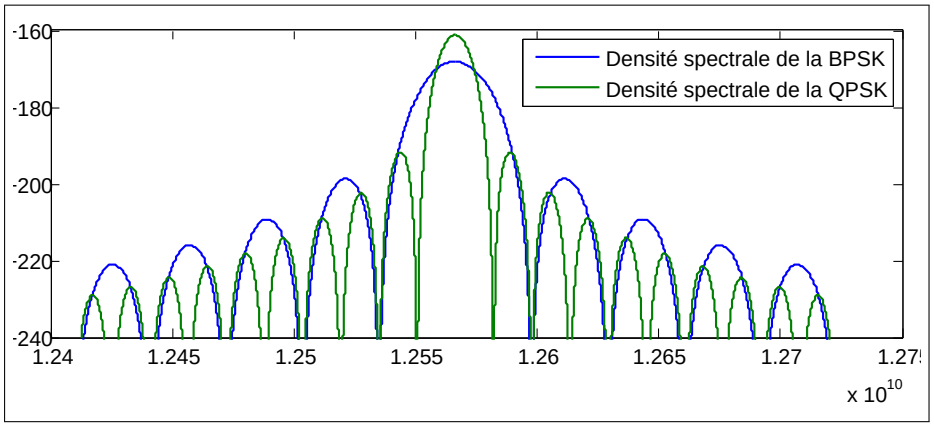


Fig 2.8: *Densité spectrale de puissance d'un signal QPSK*

La transmission des données numériques à travers une voie hertzienne représente un problème d'efficacité spectrale. Dans ce cas, l'efficacité spectrale d'un signal numérique est définie comme étant le nombre de bits par seconde qui peuvent être soutenus par chaque hertz de largeur de bande du canal [9].

$$\eta = \frac{R}{B} \tag{2.11}$$

où R est le débit, et B est la bande passante du canal. Une valeur plus élevée de η est plus souhaitable. Shannon délimite d'avantage l'efficacité de la bande passante d'un canal affecté par un bruit blanc gaussien (AWGN). L'efficacité spectrale maximum est donnée par la formule de Shannon [9].

$$\eta_{max} = \frac{C}{B} = \ln_2\left(1 + \frac{S}{N}\right) \tag{2.12}$$

où C est la capacité du canal et S/N est le rapport signal sur bruit du signal reçu. . Quand le bruit présent dans le canal augmente, la valeur maximum de η diminue.

En communication numérique cela posse un sérieux problème; La largeur de bande passante contenant l'énergie spectrale de toutes les harmoniques d'un signal numérique est très grande.

En conséquence, les données numériques doivent être filtrées avant la modulation. Ce qui améliore l'efficacité spectrale, mais au coût d'interférences nommées interférence inter symbole noté ISI .

La réponse fréquentielle des données numérique rétrécit à cause du filtrage (basse bas), mais en raison de la relation inverse entre le temps et la fréquence (un signal étroit dans le domaine temporel créera un large signal dans le domaine fréquentiel, et vice versa), la réponse temporelle de chaque impulsion est élargie.

L'exemple d'une séquence binaire alterant entre 1 et 0 logique passant à travers un filtre passe-bas RC (Fig. 2.9) montre que chaque bit est potentiellement corrompu par la réponse du bit précédent, il en résulte un ISI (Fig. 2.10).

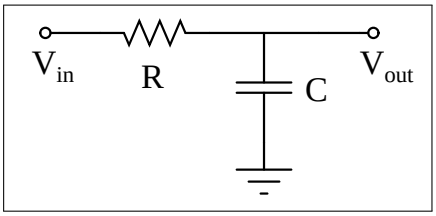
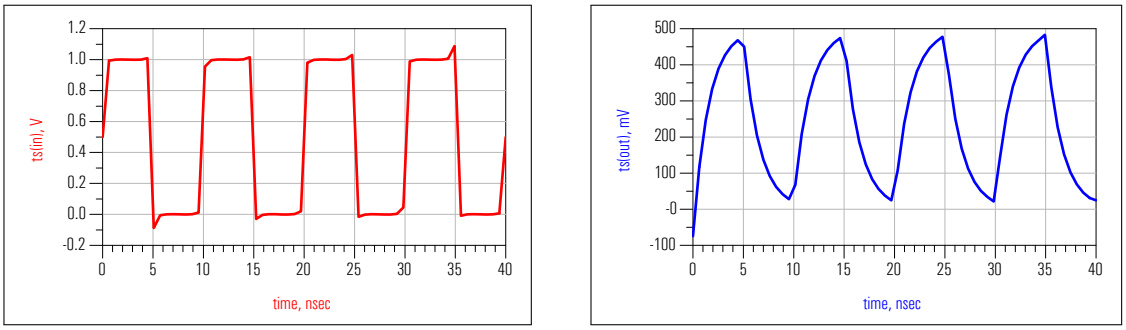


Fig 2.9: *Filtre passe bas*



(a) (b)

Fig 2.10: *Interférences inter symbole provoquées par le filtrage*

La question est de savoir comment restreindre la bande occupée par le signal sans introduire d'interférences inter symboles. Il y a plusieurs solutions possibles à ce problème. La plupart découle de la *première méthode de Nyquist*, où la réponse impulsionnelle du filtre utilisé pour améliorer l'efficacité de la bande passante du système a la propriété suivante

$$h(kT_b + \tau) = \begin{cases} C & \text{k=0} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{2.13}$$

Un tel dispositif de filtrage élimine les ISI exclusivement aux instants multiples de la période binaire. Il est naturellement impossible d'éliminer ISI à tout moment, mais si elle peut être éliminée aux instants d'échantillonnage, alors le problème peut être nettement réduit. La classe des filtres qui répondent au critère de l'équation 2.13 sont appelés les filtres de Nyquist. Un exemple d'un idéal filtre de Nyquist est un filtre qui présente une réponse impulsionnelle qui varie en sinus cardinal:

$$h(t) = \frac{\sin\left(\pi f_s t\right)}{\pi f_s t} \tag{2.14}$$

La fonction de transfert du filtre:

$$H(f) = \frac{1}{f_s} \prod \left(\frac{f}{f_s}\right) \tag{2.15}$$

Ce filtre est celui qui offre la meilleure bande passante, Cependant il présente une difficulté majeur, sa fonction de transfert est constante entre $-f_s/2$ et $f_s/2$ et nulle ailleurs, autrement dit sa réponse impulsionnelle est non causale. Cela est impossible à réaliser et même très difficile à approximer [9].

2.3.1 Cosinus surélevés

Le problème du filtrage est résolu en utilisant les filtres en cosinus surélevé (raised-cosine). Chaque bit est représenté par un signal dont la forme est proche de celle d'un sinus cardinal (Fig. 2.11).

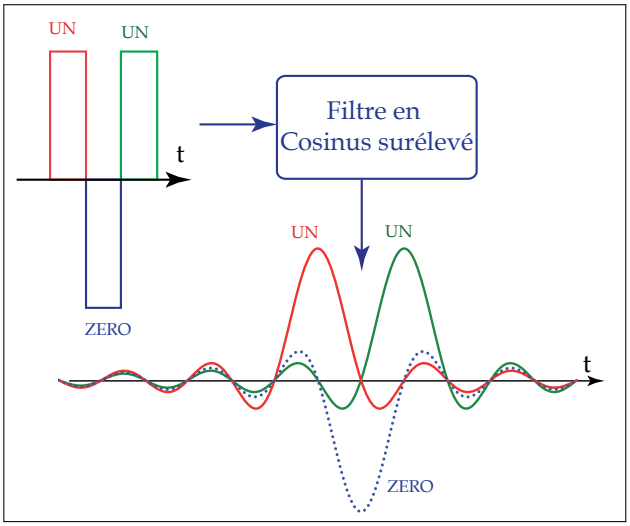


Fig 2.11: *Mise en forme des impulsions par les filtres en cosinus surélevé*

Le filtre en cosinus surélevé tire son nom de sa forme dans le domaine fréquentiel (Fig. 2.12(a)). La réponse fréquentielle d'un filtre en cosinus surélevé est donnée par [9]:

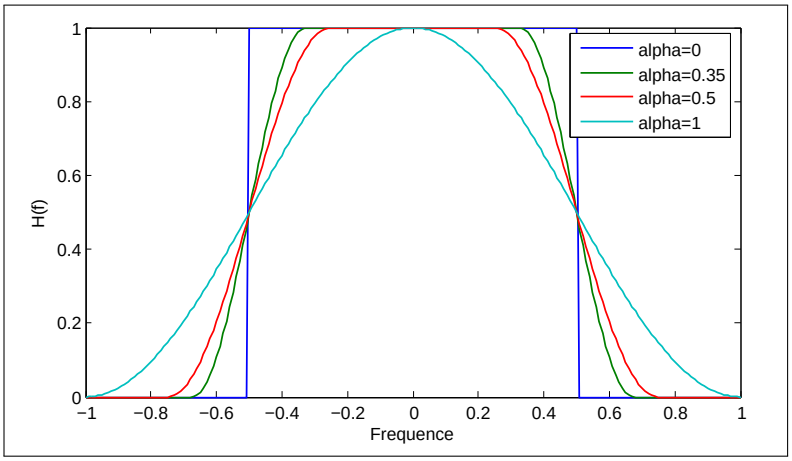
$$H(f) = \begin{cases} T_s & 0 \le |f| \le \dfrac{1-\alpha}{2T_s} \\ \dfrac{T_s}{2}\left\{1+\cos\left[\dfrac{\pi T_s}{\alpha}\left(|f| - \dfrac{1-\alpha}{2T_s}\right)\right]\right\} & \dfrac{1-\alpha}{2T_s} \le |f| \le \dfrac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0 & |f| \ge \dfrac{1+\alpha}{2T_s} \end{cases} \tag{2.16}$$

Où T_s est la période des symboles et α est le facteur d'arrondis qui détermine la largeur de la bande excessive de la réponse fréquentielle du filtre dans la gamme [0.1]. Un facteur d'arrondis nul correspond à un sinus cardinal. Suivant les indications de la figure 2.12(a), la réponse du filtre a une forme de décroissance en cosinus entre $(1-\alpha)/2T_s$ et $(1+\alpha)/2T_s$ et devient strictement nul au delà de $(1+\alpha)/2T_s$. Ainsi la largeur de bande du cosinus surélevé à cette fréquence est donnée par:

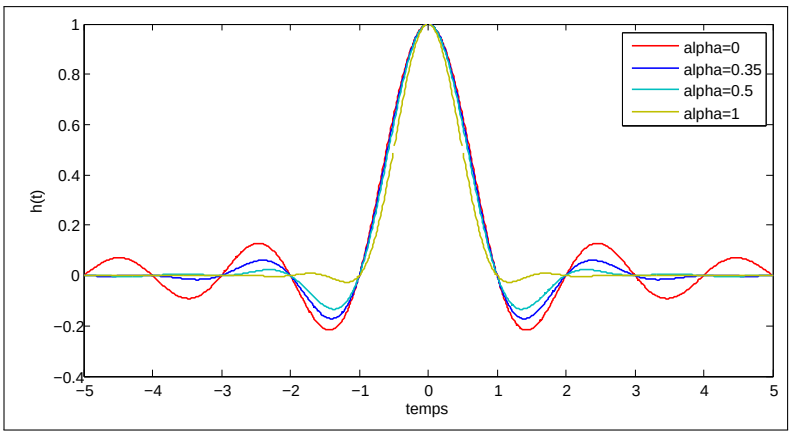
$$BW = \frac{1+\alpha}{2} f_s \tag{2.17}$$

La réponse impultionnelle correspondante aux filtres en cosinus surélevés est décrite par [9]:

$$h(t) = \frac{\cos\left(\pi\alpha\dfrac{t}{T_s}\right)}{1-\left(2\alpha\dfrac{t}{T_b}\right)^2} \cdot \frac{\sin\left(\pi\dfrac{t}{T_s}\right)}{\left(\pi\dfrac{t}{T_b}\right)} \tag{2.18}$$



(a)



(b)

Fig 2.12: *Réponse d'un filtre en cosinus surélevé pour quelques valeur de α; (a) réponse fréquentielle, (b) réponse impulsionnelle.*

Aux instants kT_s, la réponse impulsionnelle est nulle excepté à $k = 0$ (Fig. 2.12(b)). Par conséquent aucun ISI ne sera créé. Le filtrage en cosinus surélevé est employé couramment dans plusieurs normes de communication. Le tableau 2.2 montre les valeurs de α pour quelques normes de communications [1].

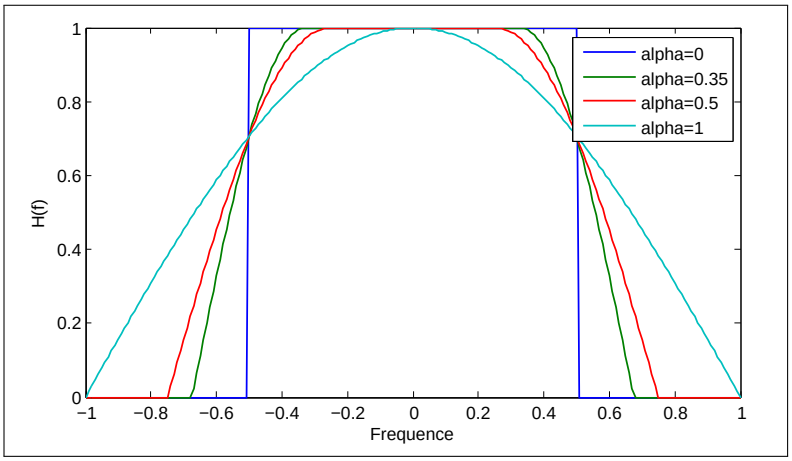
La norme	α
IS-54	0.35
PDC	0.5
WCDMA	0.22

Tab 2.2: *Valeurs du facteur d'arrondis pour quelques normes de communications*

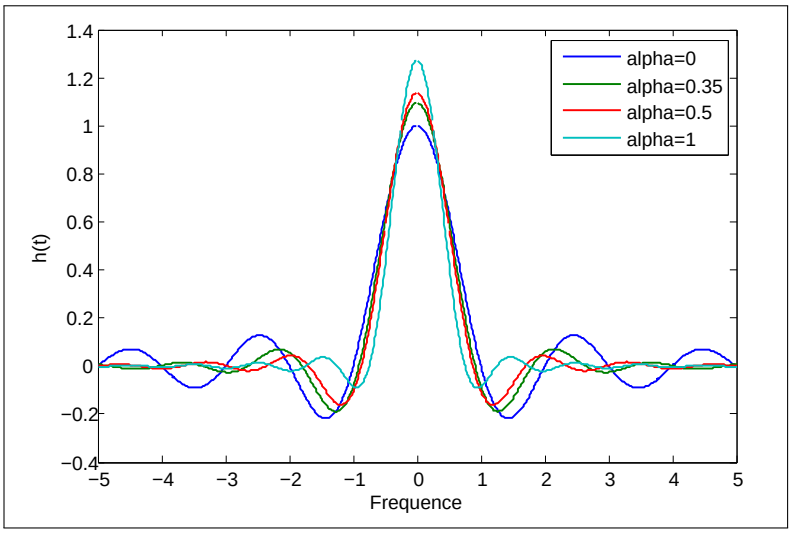
Dans la plupart des applications de communications, le filtre en cosinus surélevé est divisé en deux sections, l'une placée dans l'émetteur et l'autre dans le récepteur. Chacun est appelé *filtre en Racine de Cosinus surélevé*. Avec cet arrangement, les deux sections forment ensemble un filtre de Nyquist.

La réponse impulsionnelle du filtre racine est de la forme (Fig. 2.13(a)):

$$h(t) = \frac{4\alpha}{\pi\sqrt{T}} \frac{\cos\left[(1+\alpha)\pi\frac{t}{T}\right] + \frac{\sin\left[(1-\alpha)\pi\frac{t}{T}\right]}{4\alpha\frac{t}{T}}}{1-\left(4\alpha\frac{t}{T}\right)^2} \tag{2.19}$$



(a)



(b)

Fig 2.13: *Réponse d'un filtre en racine cosinus surélevé pour quelques valeur de α; (a) réponse fréquentielle, (b) réponse impulsionnelle.*

et la réponse fréquentielle est de la forme (Fig. 2.13(b)):

$$H(f) = \begin{cases} T_s & 0 \le |f| \le \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ \sqrt{\frac{T_s}{2}\left\{1+\cos\left[\frac{\pi T_s}{\alpha}\left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T_s}\right)\right]\right\}} & \frac{1-\alpha}{2T_s} \le |f| \le \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0 & |f| \ge \frac{1+\alpha}{2T_s} \end{cases} \tag{2.20}$$

La modulation QPSK avec filtrage en cosinus surélevé est très utile car elle offre une excellente efficacité spectrale, cependant elle souffre de variation d'enveloppe. Chaque transition de phase s'accompagne d'ondulations dans l'enveloppe dont l'amplitude est proportionnelle à la variation de phase (Fig. 2.14).

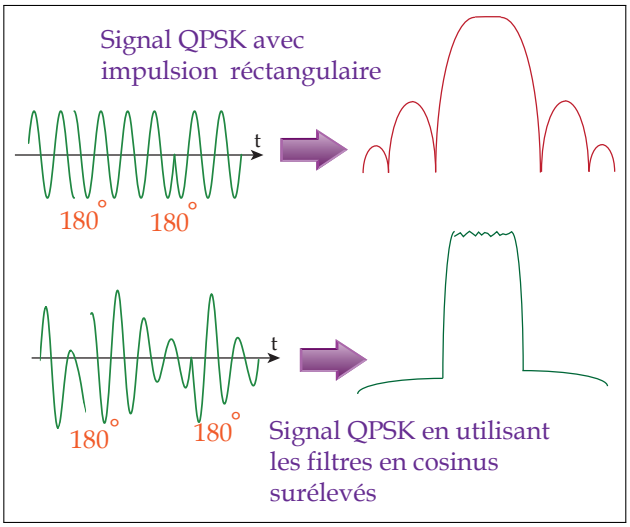


Fig 2.14: *Variation de l'enveloppe en utilisant les filtres sinus surélevé*

2.3.2 Zero crossing

Le filtrage en bande de base, est employé pour supprimer les lobes latéraux, améliorant ainsi l'efficacité spectrale et réduisant au minimum l'interférence entre les canaux adjacents. Cependant, il provoque une variation de l'enveloppe du signal QPSK. Si un tel signal est appliqué à l'entrée de l'amplificateur de puissance souffrant de non linéarité en communication cellulaire, le spectre de sortie débordera sur les canaux adjacents, cet effet est appelé *spectral regrowth* [6](Fig. 2.15).

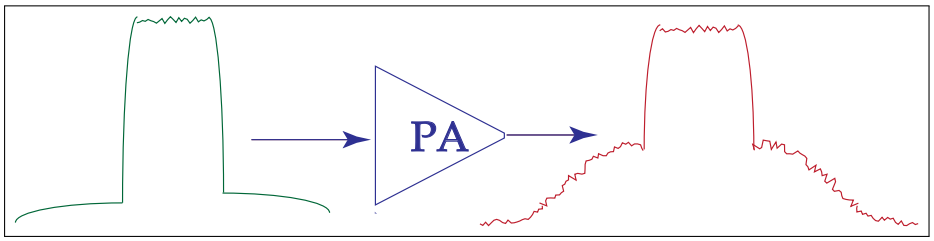


Fig 2.15: *Débordement du spectre sur les canaux adjacents dans un PA non linéaire*

En QPSK les transitions de phase possibles sont $\pm 90°$, ou bien $180°$. Pendant une transition $180°$, la trajectoire de signal traverse l'origine. Ce phénomène est appelé *zero crossing*. L'un des plus importants inconvénients de la QPSK est les changements de phase de $180°$. Cette variation de phase se produit lorsque les changements binaires se produisent simultanément dans les deux canaux I et Q. Sur la constellation cela se traduit par la transition d'un symbole vers un symbole sur la même diagonale (Fig. 2.17(a)). Ces transitions sont très néfaste pour la modulation quant les impulsions sont filtrés. Si l'amplificateur de puissance doit maintenir la bande passante intacte sans l'élargir, il doit alors amplifier l'enveloppe du signal de manière linéaire. Si l'amplificateur de puissance n'est par linéaire, la forme des signaux $I(t)$ et $Q(t)$ ne sera pas maintenus, c'est ce qui provoque le débordement spectrale. Les fluctuations que provoque le filtrage dans

l'enveloppe est proportionnelle à la variation de phase, de la il est claire que les variations de phase de 180° sont les plus critiques.

2.4 Les variantes de la QPSK

2.4.1 OQPSK

L' Offset QPSK notée OQPSK permet d y remédier au problème du passage par l'origine en décalant le flux des données binaires de $T_s/2$ dans le canal Q interdisant de ce fait les variations simultanées des bits dans les deux canaux, les transitions sont réduites ainsi à ± 90°. Le schéma 2.17(b) illustre la constellation de signal et les transitions de phase en OQPSK. La forme du signal filtré OQPSK montre beaucoup moins de fluctuations d'enveloppe, il est donc beaucoup plus attrayant pour l'exécution linéaire d'amplificateur de puissance. En raison de la similitude, OQPSK a la même densité spectrale et le même BER que QPSK. La modulation OQPSK est employée dans la voie descendante en CDMA IS-95 [7].

2.4.2 $\pi/4-$DQPSK

La technique de modulation $\pi/4-$DQPSK est une autre variante de la QPSK qui diffère de cette dernière dans deux aspects.

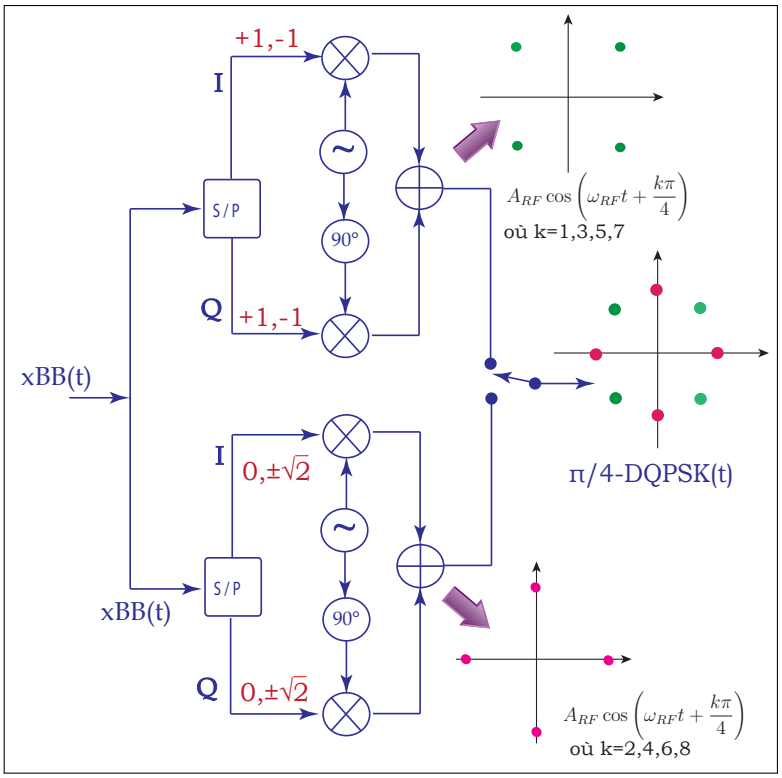


Fig 2.16: *Modulation π/4-DQPSK*

- D'abord, le train de données est codé de manière différentielle de telle sorte à inclure l'information dans le changement de phase entre les symboles successifs et non dans la phase absolue. Par exemple, dans la modulation différentielle binaire DBPSK, un 'un' logique indique une variation de 180° dans la phase absolue de la porteuse. Le 'zéro' logique ne provoque aucun changement de phase, ou vice versa. L'avantage avec la $\pi/4-$DQPSK est que le codage différentiel permet la détection non cohérente,

qui simplifie l'implémentation du récepteur et devient particulièrement souhaitable pour des communications mobiles.

- En second lieu, la $\pi/4$ DQPSK provoque un déphasage additionnel de 45° pour chaque symbole de tels sorte à ce qu'on a huit états possibles de phase, tandis que la transition de phase est limitée à $\pm 45°$ et $\pm 135°$. Les transitons de phase possibles en $\pi/4-$DQPSK sont illustrées par la figure 2.17(c). Cet arrangement est donc un compromis entre la QPSK et la OQPSK, et la transition maximale de 135° de la phase mène à de plus faibles fluctuations dans l'enveloppe comparée à la QPSK.

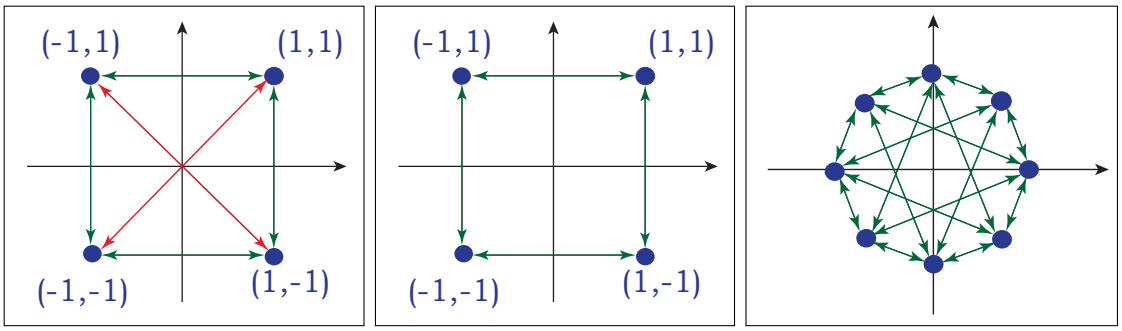


Fig 2.17: *Transitions possible pour: (a) modulation QPSK, (b) modulation OPQSK, (c) modulation* $\pi/4 - DQPSK$

La $\pi/4$ DQPSK consiste en deux QPSK déphasé de 45° l'une par rapport à l'autre (Fig. 2.16).

$$x_1(t) = A_{RF}\cos\left(\omega_{RF}t + k\frac{\pi}{4}\right) \quad \text{où k est impaire}$$

$$x_2(t) = A_{RF}\cos\left(\omega_{RF}t + k\frac{\pi}{4}\right) \quad \text{où k est paire}$$

La modulation $\pi/4$-DQSK est réalisée en prenant alternativement l'une des deux QPSK. Afin de comprendre cette opération prenant l'exemple de la séquence binaire 11 01 10 11 01 (Fig. 2.18).

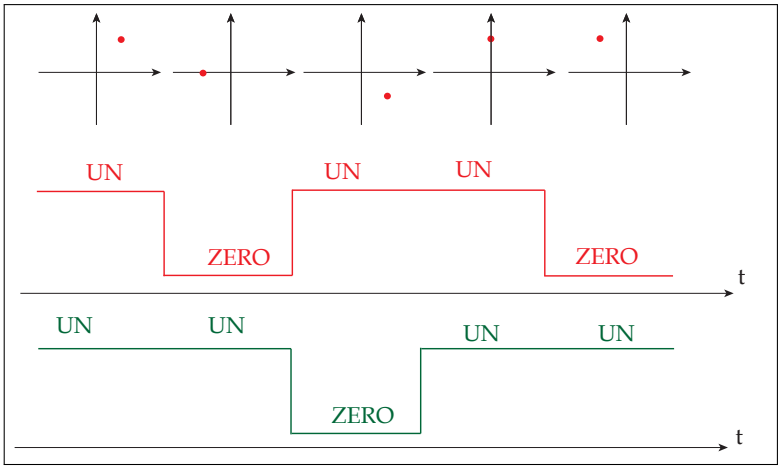


Fig 2.18: *Exemple de la* $\pi/4$ *DQPSK pour une séquence binaire 11 01 10 11 01*

Le premier symbole 11 est convertie en $(+A_{RF}, +A_{RF})$ dans la QPSK du haut. produisant ainsi $A_{RF}\cos(\omega_{RF}t + \frac{\pi}{4})$. le second symbole 01 est converti en $(0, -\sqrt{2}A_{RF})$ par

la QPSK du bas produisant $-\sqrt{2}A_{RF}\cos(\omega_{RF}t)$ ainsi de suite. Le point clé de la DQPSK est que deux points successifs ne proviennent jamais de la même constellation.

2.5 Distortion de la modulation

2.5.1 Modèle d'erreur de premier ordre

L'expression de la modulation quadratique donnée par l'équation 2.21 n'est pas tout à fait correcte. Les différents signaux entrant en jeux sont sujet à différentes erreurs.

$$s(t) = I(t)\cos(2\pi ft) + Q(t)\sin(2\pi ft) \tag{2.21}$$

En ignorant les distorsions non linéaires, les erreurs de premier ordre que peut présenter un signal $x(t)$ sont: l'erreur de gain A_x et l'erreur d'offset O_x. Le signal réel $X(t)$ s'écrit alors:

$$X(t) = A_x x(t) + O_x \tag{2.22}$$

Nous supposons que les deux erreurs A_x etO_x sont constantes.

En prenant en considération l'erreur de gain et d'offset, nous obtenons de nouvelles expressions $I(t)$ et $Q(t)$:

$$I(t) = A_I I(t) + O_I \tag{2.23}$$
$$Q(t) = A_Q Q(t) + O_Q \tag{2.24}$$

En remplaçant dans l'expression de $s(t)$ nous obtenons un modèle plus réaliste:

$$s(t) = \Big(A_I I(t) + O_I\Big)\cos(2\pi ft) + \Big(A_Q Q(t) + O_Q\Big)\sin(2\pi ft) \tag{2.25}$$

La porteuse est aussi sujette aux mêmes erreurs:

$$U_I(t) = A_c\cos(2\pi ft) + O_c \tag{2.26}$$
$$U_Q(t) = A_s\sin(2\pi ft) + O_s \tag{2.27}$$

Les erreurs de gains et d'offset dans la porteuse sont complètement indépendants de ceux des signaux I et Q [10]. En remplaçant 2.27 dans 2.25 on obtient:

$$s(t) = \Big(A_I I(t) + O_I\Big)\Big(A_c\cos(2\pi ft) + O_c\Big) + \Big(A_Q Q(t) + O_Q\Big)\Big(A_s\sin(2\pi ft) + O_s\Big) \tag{2.28}$$

A cela vient s'ajouter l'erreur de quadrature ϕ. Finalement on obtient:

$$s(t) = \Big(A_I I(t) + O_I\Big)\Big(A_c\cos(2\pi ft) + O_c\Big) + \Big(A_Q Q(t) + O_Q\Big)\Big(A_s\sin(2\pi ft + \phi) + O_s\Big) \tag{2.29}$$

L'équation 2.29 montre que l'erreur sur un signal modulé en quadrature est constituée de 9 termes résumés par le tableau 2.3 dans lequel on a les valeurs idéales de chaque termes afin de retrouver l'expression 2.21.

Terme	Description	Valeur idéale
A_I	erreur de gain sur I(t) signal modulant	1
O_I	erreur d'offset sur I(t) signal modulant	0
A_Q	erreur de gain sur Q(t) signal modulant	1
O_Q	erreur d'offset sur Q(t) signal modulant	0
A_C	erreur de gain sur le signal **cosine** en phase	1
O_C	erreur d'offset sur le signal **cosine** en phase	0
A_S	erreur de gain sur le signal **sinus** en quadrature	1
O_S	erreur d'offset sur le signal **sinus** en quadrature	0
ϕ	erreur de quadrature	0

Tab 2.3: *Sources d'erreurs de premier ordre*

Les effets de chaque terme d'erreur doit être analysé. Pour cela l'expression 2.29 est réarrangée et mise sous une forme plus commode:

$$\begin{aligned} s(t) =& A_I I(t) A_c \cos(2\pi f t) + A_Q Q(t) A_s \sin(2\pi f t + \phi) \\ &+ O_I A_c \cos(2\pi f t) + O_Q A_s \sin(2\pi f t + \phi) \\ &+ A_I I(t) O_c + A_Q Q(t) O_s \\ &+ O_I O_c + O_Q O_s \end{aligned} \tag{2.30}$$

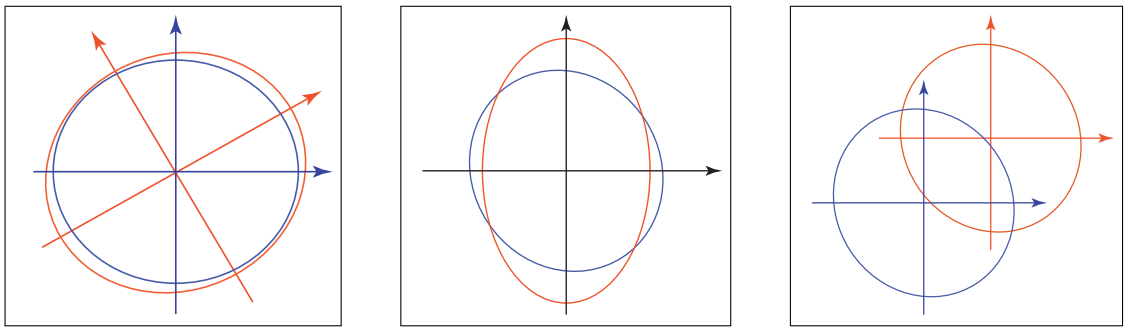
❶ Les deux premiers termes représente le signal modulé à la sortie. La distorsion de la modulation est contenue dans les trois termes A_I, A_Q et ϕ.

❷ La seconde ligne représente les composantes de la porteuse non modulée appelées *porteuse résiduelle (carrier leakage)* dûe à l'erreur d'offset des signaux modulant O_I et O_Q.

❸ La troisième ligne montre qu'une partie des signaux modulant apparaît en sortie chaque fois que O_C and O_S ne sont pas nuls.

❹ Enfin le décalage DC (DC offset) qui apparaît en sortie quand l'un des deux produits $O_I O_C$ et $O_Q O_S$ n'est pas nul.

L'erreur quadratique provoque la rotation des symboles dans la constellation (Fig. 2.19(a)). L'erreur de gain transforme le cercle décrit par les symboles en ellipse (Fig. 2.19(b)). Tandis que l'erreur d'offset provoque un décalage des symboles dans une même direction (Fig 2.19(c)).



(a) (b) (c)

Fig 2.19: *Les effets des erreurs de la modulation sur la constellation: (a) erreur quadratique, (b) erreur de gain, (c) erreur d'offset*

La porteuse résiduelle est causée par la composante continue dans les signaux à transmettre. Cette composante est transformée en porteuse par le mélangeur que nous allons examiner de plus près dans le chapitre 3 afin de comprendre ce mécanisme.

Les signaux en phase $i(t)$ en quadrature $q(t)$ sont définies par:

$$I(t) = \cos(\omega_{BB}t) \tag{2.31}$$
$$Q(t) = \cos(\omega_{BB}t + 90^\circ) = -\sin(\omega_{BB}t) \tag{2.32}$$

L'équation 2.30 devient alors:

$$\begin{aligned} s(t) = &\left(\frac{A_I A_c}{2} + \frac{A_Q A_s \cos\phi}{2}\right)\cos((\omega_{LO}+\omega_{BB})t) \\ &- \frac{A_Q A_s \sin\phi}{2}\sin((\omega_{LO}+\omega_{BB})t) \\ &+ \left(\frac{A_I A_c}{2} - \frac{A_Q A_s}{2}\cos(\phi)\right)\cos((\omega_{LO}-\omega_{BB})t) \\ &+ \frac{A_Q A_s}{2}\sin(\phi)\sin((\omega_{LO}-\omega_{BB})t) \\ &+ (O_I A_c + O_Q A_s \sin(\phi))\cos(\omega_{LO}t) \\ &+ O_Q A_s \cos(\phi)\sin(\omega_{LO}) \\ &+ A_I O_c \cos(\omega_{BB}t) + A_Q O_s \sin(\omega_{BB}t) \\ &+ O_I O_c - O_Q O_s \end{aligned} \tag{2.33}$$

On définit le taux de rejection de l'image noté IRR (image rejection ratio) et le taux de réjection de l'oscillateur local noté LORR (local oscillator rejection ratio) par [11]:

$$IRR = \frac{LSB}{USB} \tag{2.34}$$
$$LORR = \frac{LO}{USB} \tag{2.35}$$

A partir de 2.33 on a:

$$IRR = \sqrt{\frac{\left(\frac{A_I A_c}{2} - \frac{A_Q A_s}{2}\cos\phi\right)^2 + \left(\frac{A_Q A_s}{2}\sin\phi\right)^2}{\left(\frac{A_I A_c}{2} + \frac{A_Q A_s}{2}\cos\phi\right)^2 + \left(-\frac{A_Q A_s}{2}\sin\phi\right)^2}} \tag{2.36}$$

et

$$LORR = \sqrt{\frac{(O_I A_c + O_Q A_s \sin\phi)^2 + (O_Q A_s \sin\phi)^2}{\left(\frac{A_I A_c}{2} + \frac{A_Q A_s}{2}\cos\phi\right)^2 + \left(-\frac{A_Q A_s}{2}\sin\phi\right)^2}} \tag{2.37}$$

d'où

$$IRR = \sqrt{\frac{\left(\left(\frac{A_I A_c}{A_Q A_s}\right)^2 - 2\frac{A_I A_c}{A_Q A_s}\cos\phi + 1\right)}{\left(\left(\frac{A_I A_c}{A_Q A_s}\right)^2 + 2\frac{A_I A_c}{A_Q A_s}\cos\phi + 1\right)}} \tag{2.38}$$

et

$$LORR = \frac{2O_Q}{A_Q}\sqrt{\frac{\left(\left(\frac{O_I A_c}{O_Q A_s}\right)^2 + 2\frac{O_I A_c}{O_Q A_s}\sin\phi + 1\right)}{\left(\left(\frac{A_I A_c}{A_Q A_s}\right)^2 + 2\frac{A_I A_c}{A_Q A_s}\cos\phi + 1\right)}} \tag{2.39}$$

2.5.2 L'amplitude du vecteur d'erreur

Le vecteur d'erreur et le rapport signal sur bruit sont deux paramètres permettant de quantifier les performances d'un système de transmission numérique et les erreurs que présente le signal transmis. Ils peuvent être dégradés par le bruit de phase de l'oscillateur local, une mauvaise réponse en fréquence d'un des étages du système, ou des interférences RF

Le *vecteur d'erreur* noté EV (*error vector*) est la différence entre le vecteur représentatif du signal réel et le vecteur du signal ideal(Fig. 2.20).

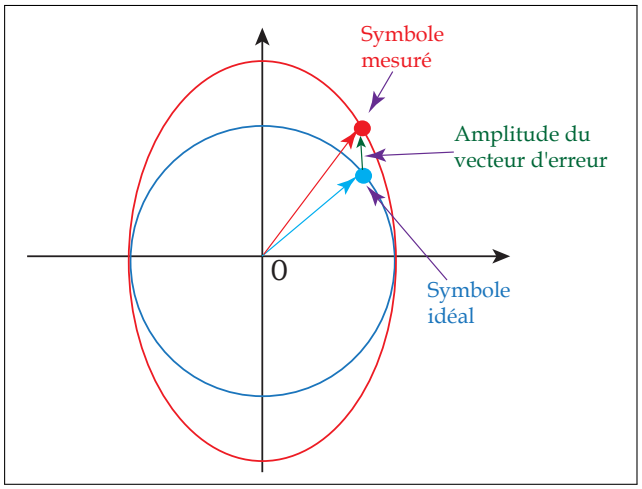


Fig 2.20: *Définition du vecteur d'erreur*

On définit l'amplitude du vecteur d'erreur notée EVM (*error vector magnitude*) et la phase du vecteur d'erreur notée EVP (*error vector phase*) comme étant les composantes polaires de l'EV. Dans la situation idéale où l'EVM est nulle l'EVP devient indéfinie [10]. L'EVM et l'EVP peuvent être déduites des expressions précédentes.

Les composantes cartésiennes de l'EV $E_{I(t)}$ et $E_{Q(t)}$ sont données par:

$$E_{I(t)} = I_R(t) - I(t) \tag{2.40}$$

$$E_{Q(t)} = Q_R(t) - Q(t) \tag{2.41}$$

En retranchant 2.21 de 2.29, on trouve selon la définition de 2.40 et 2.41 :

$$E_{I(t)} = (A_c A_I - 1)I(t) + AcO_I + As\sin(\phi)\Big(A_Q Q(t) + O_Q\Big) \tag{2.42}$$

$$E_{Q(t)} = (A_s A_Q \cos\phi - 1)Q(t) + A_s O_Q \cos\phi \tag{2.43}$$

L'expression de l'EVM et l'EVP sont donc données par:

$$EVM = \sqrt{E_{I(t)}^2 + E_{Q(t)}^2} \tag{2.44}$$

et

$$EVP = \tan^{-1}\left(\frac{E_{Q(t)}}{E_{I(t)}}\right) \tag{2.45}$$

d'où

$$\begin{aligned} EVM = \Bigg\{ &\Big[\Big(A_c A_I - 1\Big)I(t) + A_c O_I + A_s \sin\phi\Big(A_Q Q(t) + O_Q\Big)\Big]^2 \\ &+ \Big[\Big(A_s A_Q \cos\phi - 1\Big)Q(t) + A_s O_Q \cos\phi\Big]^2 \Bigg\}^{1/2} \end{aligned} \tag{2.46}$$

et

$$EVP = \tan^{-1}\left(\frac{(A_s A_Q \cos\phi - 1)Q(t) + A_s O_Q \cos\phi}{(A_c A_I - 1)I(t) + AcO_I + As\sin\phi(A_Q Q(t) + O_Q)}\right) \tag{2.47}$$

Il est intéressant d'avoir pour une modulation de phase $EVP = 0$, ce qui ne peut se produire que si $A_s A_Q \cos\phi = 0$ et $O_Q = 0$.

Ces trois mesures permettent d'avoir une idée assez précise de la qualité d'un signal numérique modulé. L'EVM et l'EVP sont exprimées en pourcentage et normalisées par rapport à la norme du vecteur de référence. On fournit les trois quantités en valeur efficaces sur l'ensemble des points du diagramme de constellation .

La définition même de l'amplitude du vecteur d'erreur permet d'avoir une idée claire sur les erreurs commises pendant l'opération de modulation. En communication numérique on a souvent recoure à ce paramètre pour mesurer l'intégrité de la modulation numérique. Dans certains standards de communication on utilise le facteur de qualité de l'onde (Waveforme qualité factor) comme dans les communications CDMA [1] . Mais dans les standards large bande comme W-CDMA c'est l'EVM qui est en vigueur comme indicateur d'erreurs de modulation. En communications WCDMA, là où la porteuse résiduelle prend un sens critique, l'EVM ne doit guère dépasser les 17.5% [1].

Comme nous l'avons constaté, la porteuse résiduelle est dûe à la présence d'offset dans les signaux modulants. Elle n'apparaît qu'une fois que les signaux modulants sont multipliés par la porteuse. Étant donné que cette multiplication est effectuée par le mélangeur, celui ci est donc le circuit responsable de ce phénomène. La fuite de l'oscillateur local vers la sortie du mélangeur peut également produire le même résultat. Nous constatons l'importance que joue le mélangeur dans l'apparition de la porteuse résiduelle. Le prochain chapitre sera consacré entièrement au mélangeur et plus précisément à la cellule de Gilbert largement utilisée en communication sans fil.

Chapitre 3

Mélangeur

LE mélangeur est le circuit qui effectue la conversion de fréquence appelée élévation de fréquence dans le cas de l'émission. Les mélangeurs radio fréquence sont classés en trois catégories: les mélangeurs quadratiques, les mélangeurs à échantillonnage et les mélangeurs à commutation. Cette dernière catégorie appelée aussi mélangeur à multiplication directe est très utilisée en communication cellulaire.

3.1 Les différents types de mélangeurs

3.1.1 Mélangeur quadratique

Les mélangeurs quadratiques (square low mixer) sont basés sur un dispositif non linéaire. Cette propriété permet de générer une combinaison linéaire des fréquences injectées. Le dispositif permettant d'effectuer cette opération peut être une diode ou un transistor. Dans l'émetteur, le signal basse fréquence et l'oscillateur local sont injectés sur la grille du transistor. On génère alors un signal relatif à la somme et à la différence des fréquences.

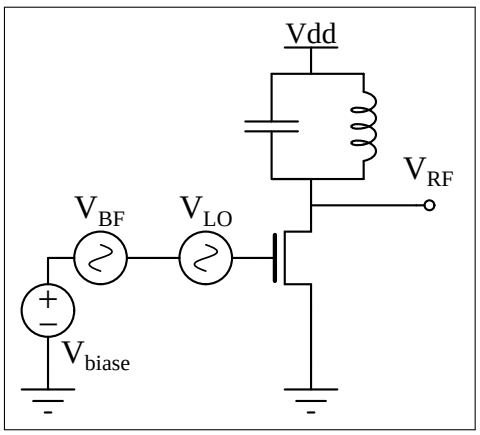


Fig 3.1: *Mélangeur quadratique*

La somme des deux fréquences est parfois filtrée dans le cas du récepteur (down converter) et la différence des deux fréquences est filtrée dans le cas de l'émetteur (up converter) pour former un modulateur à bande latérale unique (single side band).

3.1.2 Mélangeur à échantillonnage

Les mélangeurs à échantillonnage sont utilisés dans les récepteurs. Le signal RF est échantillonné à la fréquence de l'oscillateur local.

3.1.3 Mélangeur à commutation

La figure 3.2 montre le principe de base du mélangeur à commutation, la sortie du mélangeur est égale au signal basse fréquence BF quand l'oscillateur local LO est au niveau haut, et nulle quand LO est au niveau bas. Cette opération peut être vue comme une multiplication du signal BF par un signal rectangulaire.

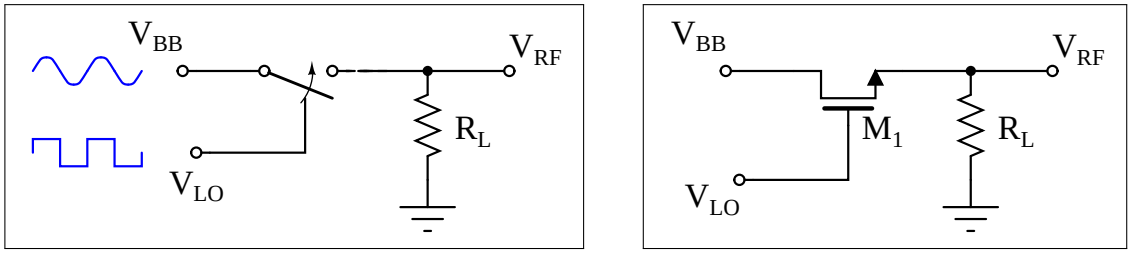


Fig 3.2: *Principe d'un mélangeur à commutation*

Le mélangeur de la figure 3.2 est un exemple de mélangeur passif car il ne procure aucun gain. Les pertes de ce circuit peuvent être calculées en supposant que le signal LO a un rapport cyclique de 50%, le signal BF est donc multiplié par un signal rectangulaire oscillant entre 1 et 0. La fondamentale du signal rectangulaire est ω_{LO}, dont l'amplitude est égale à $\sin(\pi/2)/\pi = 1/\pi$. Puisque le signal à la sortie du mélangeur est une convolution du signal BF avec cette fondamentale, le gain en tension du circuit est alors égale à $1/\pi$ [7].

A l'inverse des mélangeurs passifs, les mélangeurs actifs comprennent un étage d'amplification qui procure un certain gain. Les mélangeurs à commutation sont classés à leur tour en deux catégories: mélangeur actif et passif selon le critère de gain, mais sont aussi classés selon leur topologie en deux catégories: les mélangeurs simple équilibre et double équilibre.

3.2 Mélangeur simple équilibre

Le principe de fonctionnement des mélangeurs à commutation simple équilibre est décrit à la figure 3.3. Le mélangeur convertit en premier la tension basse fréquence en courant puis effectue une multiplication de courant.

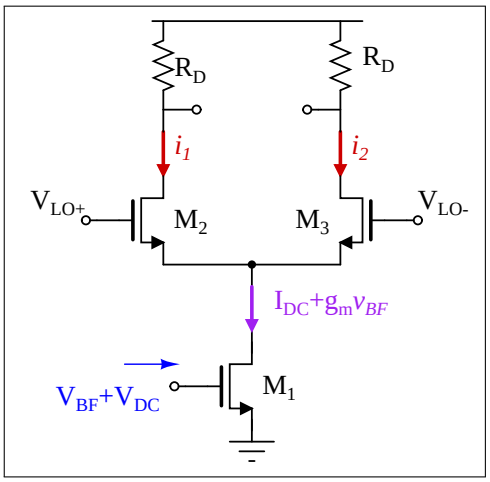


Fig 3.3: *Mélangeur simple équilibre*

Les mélangeurs à commutation nécessitent l'utilisation de circuit permettant d'avoir des signaux en terminaison différentielle, ces circuits sont communément appelés *balum*. On utilise souvent des paires différentielles pour les circuits intégrés. Pour des raisons de simplicité nous choisissons un transformateur symétrique (Fig 3.4).

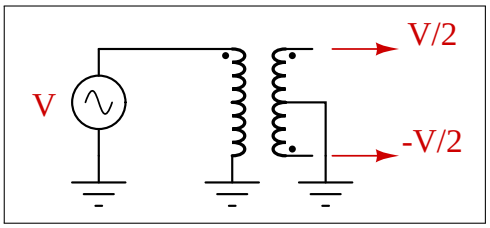


Fig 3.4: *Transformateur symétrique (balun)*

La valeur de v_{LO} est choisie suffisamment élevée afin de maintenir les transistors supérieurs en commutation. Ainsi le courant converti est multiplié par un signal rectangulaire dont la fréquence est celle de l'oscillateur local.

L'analyse que nous allons présenter a pour but de mettre en évidence la multiplication de deux signaux. Cette analyse est basée sur des équations relatives au transistor bipolaire, bien que notre but sera de concevoir le mélangeur avec des transistors à effet de champs. Mettre en évidence ce phénomène avec les FETs n'est pas chose aisée, cela revient au fait que la relation qui lie la tension d'overdrive au courant dans les transistors MOSFET est beaucoup plus compliquée et donc pénible à manier [12]. Cette relation est primordiale pour mettre en évidence le fonctionnement de la cellule de Gilbert en tant que modulateur ou multiplicateur de signaux.

Le courant de la paire différentielle est lié à la tension par la relation:

$$\begin{cases} i_1 = \dfrac{I_0}{1+\exp\left(\dfrac{-v_{LO}}{v_{TH}}\right)} \\ i_2 = \dfrac{I_0}{1+\exp\left(\dfrac{+v_{LO}}{v_{TH}}\right)} \end{cases} \tag{3.1}$$

Le courant différentiel à la sortie du mélangeur que l'on note i_{RF} est égale à:

$$i_{RF} = i_1 - i_2 = I_0 \left(\frac{1}{1+\exp\left(-\dfrac{v_{LO}}{v_{TH}}\right)} - \frac{1}{1+\exp\left(\dfrac{v_{LO}}{v_{TH}}\right)} \right) \tag{3.2}$$

d'où

$$i_{RF} = I_0 \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2v_{TH}}\right) \tag{3.3}$$

Le courant i_{RF} est converti en une tension différentielle par deux résistances R_D placées au niveau du drain. Le courant de source est modulé par v_{BF}, par conséquent :

$$I_0 = I_{DC} + g_m v_{BF}$$

où g_m est la transconductance du transistor M_1. Le courant I_{DC} est le courant de polarisation.

$$i_{RF} = (I_{DC} + g_m v_{BF}) \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2v_T}\right) \tag{3.4}$$

$$\Rightarrow i_{RF} = \underbrace{I_{DC} \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2v_{TH}}\right)}_{\text{feedthrough de } v_{LO}} + \underbrace{g_m v_{BF} \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2v_{TH}}\right)}_{\text{multiplication}} \tag{3.5}$$

Pour un faible signal d'entrée, si on considère que $v_{LO} << v_T$, on a alors:

$$i_{RF} \approx I_{DC}\frac{v_{LO}}{2v_{TH}} + g_m v_{BF}\frac{v_{LO}}{2v_{TH}} \tag{3.6}$$

On constate que le courant RF est constitué de deux termes: l'un relatif à la multiplication du signal LO avec le signal BF, l'autre relatif à la multiplication du courant de polarisation I_{DC} avec l'oscillateur local appelé porteuse résiduelle (carrier leakage ou bien LO feedthrough)

3.3 Mélangeur double équilibre

Afin de prévenir l'apparition de LO à la sortie du mélangeur, deux mélangeurs simple équilibre sont combinés pour produire un mélangeur *double équilibre* (*double balanced mixer*) (Fig. 3.5). Le second mélangeur est commandé par $-v_{LO}$. Nous supposons encore une fois que LO est assez élevé pour la raison que nous avons déjà évoquée dans la section 3.2. Les deux mélangeurs sont connectés en enti-parallèle par rapport au signal LO, et en parallèle par rapport au signal BF. Ainsi la somme des termes LO à la sortie est nulle, alors que le signal BF converti est doublé à la sortie. Ce circuit a quatre transistors faisant office de commutateurs (*switching quad*) d'où le non de ce type de mélangeur.

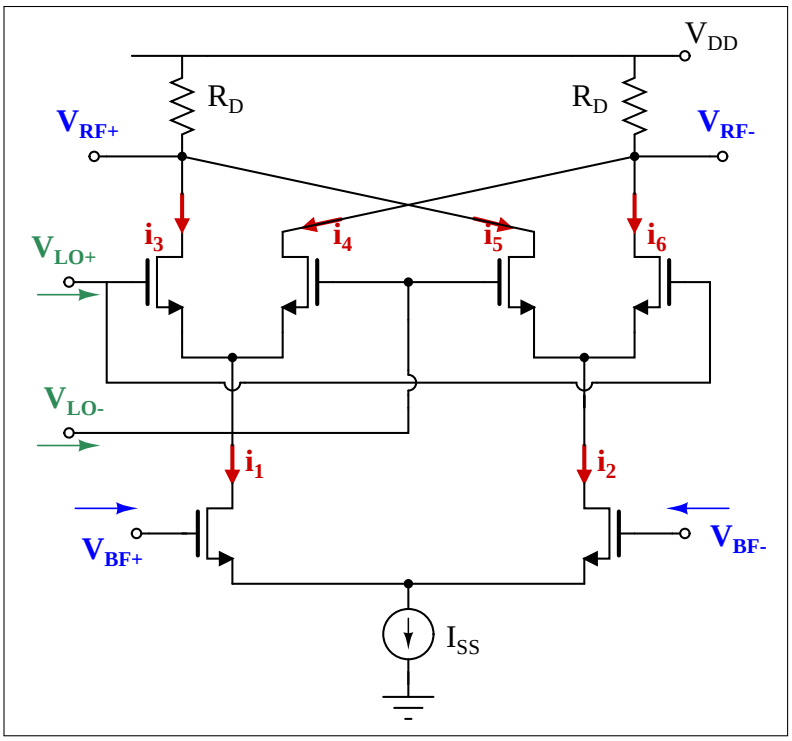


Fig 3.5: *Mélangeur double équilibre*

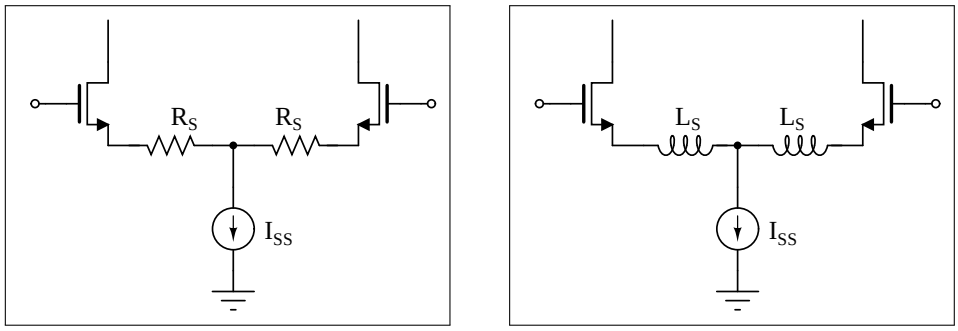
Pendant la moitié du cycle de LO, les transistors M_3 et M_6 sont passants et prennent la totalité des courants i_1 et i_2. Durant l'autre moitié du cycle, M_3 et M_6 sont bloqués

tandis que M_4 et M_5 sont passants.

3.3.1 Linéarisation de la transconductance

Les courants i_1 et i_2 sont proportionnels à v_{BF}. Mais la conversion tension-courant effectuée par les transistors M_1 et M_2 n'est pas linéaire. L'ajout de deux résistances (résistance de dégénération) au niveau de la source des deux FET M_1 et M_2 permet d'améliorer la linéarité de l'étage de transconductance et donc de tout le mélangeur.

L'utilisation d'inductance au lieu de résistance est une solution encore plus intéressante. Une inductance ne présente ni bruit thermique, ni diminution de la tension DC ce qui revient à augmenter d'avantage le niveau de l'alimentation [13]. Cette contrainte est très importante pour les applications basse puissance. L'augmentation de la réactance de l'inductance pour les hautes fréquences aide à diminuer les harmoniques est les composantes d'intermodulation [13].



(a) (b)

Fig 3.6: *Linéarisation de la transconductance dans un mélangeur double équilibre, (a) résistive, (b) inductive*

Dans l'émetteur, la fréquence du signal à émettre est de quelques MHz, on doit alors ajuster l'inductance à quelques nH. La taille d'une telle inductance est difficile à intégrer dans une puce, il est préférable d'utiliser une résistance dans ce cas là [14].

3.3.2 Analyse larges signaux

Nous reprenons la même analyse que pour le mélangeur simple équilibre. Le courant I_{SS} est le courant de polarisation. On peut écrire alors que:

$$\begin{cases} i_1 = \dfrac{I_{SS}}{1+\exp\left(\dfrac{-v_{BF}}{v_{TH}}\right)} \\ i_2 = \dfrac{I_{SS}}{1+\exp\left(\dfrac{+v_{BF}}{v_{TH}}\right)} \end{cases} \tag{3.7}$$

Il en est de même pour les quatre commutateurs:

$$\begin{cases} i_3 = \dfrac{i_1}{1+\exp\left(\dfrac{-v_{LO}}{v_{TH}}\right)} \\ i_4 = \dfrac{i_1}{1+\exp\left(\dfrac{+v_{LO}}{v_{TH}}\right)} \\ i_5 = \dfrac{i_2}{1+\exp\left(\dfrac{+v_{LO}}{v_{TH}}\right)} \\ i_6 = \dfrac{i_2}{1+\exp\left(\dfrac{-v_{LO}}{v_{TH}}\right)} \end{cases} \tag{3.8}$$

En substituant le courant i_1 et i_2 dans 3.8 par leurs expressions, on trouve:

$$\begin{cases} i_3 = \dfrac{I_{SS}}{\left[1+\exp\left(\dfrac{-v_{BF}}{v_T}\right)\right]\left[1+\exp\left(\dfrac{-v_{LO}}{v_{TH}}\right)\right]} \\ i_4 = \dfrac{I_{SS}}{\left[1+\exp\left(\dfrac{-v_{BF}}{v_T}\right)\right]\left[1+\exp\left(\dfrac{+v_{LO}}{v_{TH}}\right)\right]} \\ i_5 = \dfrac{I_{SS}}{\left[1+\exp\left(\dfrac{+v_{BF}}{v_T}\right)\right]\left[1+\exp\left(\dfrac{+v_{LO}}{v_{TH}}\right)\right]} \\ i_6 = \dfrac{I_{SS}}{\left[1+\exp\left(\dfrac{+v_{BF}}{v_T}\right)\right]\left[1+\exp\left(\dfrac{-v_{LO}}{v_{TH}}\right)\right]} \end{cases} \tag{3.9}$$

Le courant i_{RF} de sortie est égale à:

$$i_{RF} = (i_3 + i_5) - (i_4 + i_6) \tag{3.10}$$

d'où

$$i_{RF} = I_{SS} \tanh\left(\frac{v_{BF}}{2v_{TH}}\right) \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2v_{TH}}\right) \tag{3.11}$$

En plaçant deux résistances R_D comme le montre la figure 3.5, on en déduit l'expression de la tension v_{RF}

$$v_{RF} = -2R_D I_{SS} \tanh\left(\frac{v_{BF}}{2v_{TH}}\right) \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2v_{TH}}\right) \tag{3.12}$$

Les applications pratiques de la cellule de Gilbert peuvent être divisées en trois catégories selon la valeur de v_{LO} et v_{BF} par rapport à v_{TH} [15]

❶ Si les signaux v_{LO} et v_{BF} sont maintenus petits par rapport à v_{TH}, la fonction tangente hyperbolique peut être rapprochée par une fonction linéaire, le circuit se comporte donc comme un multiplicateur de signaux.

❷ Dans le deuxième cas, les deux signaux appliqués sont grands comparés à v_{TH}, et chacun des six transistors dans le circuit se comporte en tant que commutateurs. Ce mode de fonctionnement est utile pour la détection des différences de phase entre deux signaux d'amplitude limitées. [15].

❸ Le troisième cas est distinguée par l'application d'un signal LO rectangulaire d'amplitude élevée comparé à v_{TH}. Cela aura pour effet de maintenir les transistors en régime de commutation. Il en résulte de cela la multiplication du signal v_{BF} par un signal rectangulaire, et dans ce mode de fonctionnement le circuit agit en tant que modulateur.

3.3.3 Analyse petits signaux

Dans le mélangeur double équilibre les deux transistors M_1 et M_2 sont passants en même temps. Le courant I_{SS} est divisé en deux. Chaque paire reçoit la moitié du courant, soit $I_{SS}/2$. Les deux courants i_1 et i_2 sont composés du courant de polarisation $I_{SS}/2$ et du courant i_{BF} proportionnel à la tension v_{BF} appliqué sur la grille de M_1, et sur la grille de M_2 de façon inverse.

$$\begin{cases} i_1 = \dfrac{I_{SS}}{2} + i_{BF} \\ i_2 = \dfrac{I_{SS}}{2} - i_{BF} \end{cases} \tag{3.13}$$

Dans l'analyse faible signal, nous considérons la tension v_{BF} assez faible devant v_{TH} pour pouvoir approximer les courants i_1 et i_2 par les expression suivantes [16]:

$$\begin{cases} i_1 \approx \dfrac{I_{SS}}{2} + \dfrac{v_{BF}}{2}\left(\dfrac{1}{1/g_m + R_S}\right) \\ i_2 \approx \dfrac{I_{SS}}{2} - \dfrac{v_{BF}}{2}\left(\dfrac{1}{1/g_m + R_S}\right) \end{cases} \tag{3.14}$$

Nous reprenant les mêmes courants i_{4-6} que dans l'analyse large signal:

$$\begin{cases} i_3 = \dfrac{i_1}{1+\exp\left(\dfrac{-v_{LO}}{v_{TH}}\right)} \\ i_4 = \dfrac{i_1}{1+\exp\left(\dfrac{+v_{LO}}{v_{TH}}\right)} \\ i_5 = \dfrac{i_2}{1+\exp\left(\dfrac{+v_{LO}}{v_{TH}}\right)} \\ i_6 = \dfrac{i_2}{1+\exp\left(\dfrac{-v_{LO}}{v_{TH}}\right)} \end{cases} \tag{3.15}$$

Le courant i_{RF} est égal à :

$$i_{RF} = (i_3 + i_5) - (i_4 + i_6) \tag{3.16}$$

On trouve alors:

$$i_{RF} = (i_1 - i_2)\tanh\left(\frac{v_{LO}}{2v_{TH}}\right) \tag{3.17}$$

d'où

$$i_{RF} = \tanh\left(\frac{v_{LO}}{2v_{TH}}\right)\frac{v_{BF}}{1/g_m + R_S} \tag{3.18}$$

La tension différentielle v_{RF} à la sortie est égale à:

$$v_{RF} = -\tanh\left(\frac{v_{LO}}{2v_{TH}}\right)\frac{R_D}{1/g_m + R_S}v_{BF} \tag{3.19}$$

3.3.4 Gain de conversion

Le gain de conversion en tension est défini comme étant le rapport entre la tension BF et la tension RF dans le cas de l'émission et inversement dans le cas de la réception.

$$G_v = \frac{v_{RF}}{v_{BF}} \tag{3.20}$$

Nous pouvons en déduire l'expression du gain en tension G_v

$$G_v = -\tanh\left(\frac{v_{LO}}{2v_{TH}}\right)\frac{R_D}{1/g_m + R_S} \tag{3.21}$$

Si on considère que LO est un signal rectangulaire ne pouvant prendre que deux valeurs, la tangente hyperbolique de l'équation peut être remplacée par la fonction $u(v_{LO})$ définie par:

$$u(v_{LO}) = \begin{cases} +1 & \text{durant l'alternance positive} \\ -1 & \text{durant l'alternance négative} \end{cases} \tag{3.22}$$

il s'en suit:

$$G_v = -u(v_{LO})\frac{R_D}{1/g_m + R_S} \tag{3.23}$$

Le but de tout mélangeur est d'effectuer la translation de fréquence. Cela se produit en multipliant la porteuse avec le signal basse fréquence.

$$\cos(\omega_{LO}t) \times \cos(\omega_{BF}t) = \frac{1}{2}\sin\Big((\omega_{LO} + \omega_{BF})t\Big) + \frac{1}{2}\sin\Big((\omega_{LO} - \omega_{BF})t\Big) \tag{3.24}$$

Nous avons montré d'une part que:

$$G_v = -u(v_{LO})\frac{R_D}{1/g_m + R_S} \tag{3.25}$$

D'autre part, le signal LO est un signal rectangulaire que nous pouvons décomposer en série de Fourier:

$$v_{LO}(t) = \frac{4}{\pi}\sin(\omega_{LO}t) + \frac{4}{3\pi}\sin(3\omega_{LO}t) + \frac{4}{5\pi}\sin(5\omega_{LO}t) + \frac{4}{7\pi}\sin(7\omega_{LO}t) + \ldots \tag{3.26}$$

Nous nous intéressons uniquement à la fondamentale du signal

$$v_{LO}^{\text{fond}} = \frac{4}{\pi}\sin(\omega_{LO}t) \tag{3.27}$$

La multiplication du signal BF avec l'oscillateur local se résume à:

$$\cos(\omega_{LO}t) \times \cos(\omega_{BF}t) = \frac{1}{2}.\frac{4}{\pi}V_{RF}\sin\Big((\omega_{LO}+\omega_{BF})t\Big) + \frac{1}{2}.\frac{4}{\pi}V_{RF}\sin\Big((\omega_{LO}-\omega_{BF})t\Big) \tag{3.28}$$

Il en résulte:

$$v_{RF}(t) = \frac{4}{\pi}\sin(\omega_{LO}t)\frac{R_D}{1/g_m + R_S}v_{BF}(t) \tag{3.29}$$

En utilisant la transformé de Fourrier, on obtient :

$$\begin{aligned} V_{RF}(\omega) =& \frac{4}{\pi}.\frac{1}{2}\Big[V_{BF}(\omega+\omega_{LO}) + V_{BF}(\omega-\omega_{LO})\Big]\frac{R_D}{1/g_m + R_S} \\ =& \frac{2}{\pi}\Big[V_{BF}(\omega+\omega_{LO}) + V_{BF}(\omega-\omega_{LO})\Big]\frac{R_D}{1/g_m + R_S} \end{aligned} \tag{3.30}$$

$$G_v^{\text{up}} = \frac{V_{RF}(\omega)}{V_{BF}(\omega+\omega_{LO})} = \frac{2}{\pi}\frac{R_D}{1/g_m + R_S} \tag{3.31}$$

3.4 Le source de courant

longueur

Le mode commun dans la paire différentielle est nécessaire à l'entrée. Le courant I_{DS} qui traverse les transistors dépend du mode commun. La variation de cette tension peut engendrer la variation du courant qui se répercute sur la transconductance et par conséquent sur l'amplification. Si par exemple la tension en mode commun à l'entrée est trop faible, les deux transistors peuvent être bloqués menant ainsi à l'écrêtage du signal en sortie. On constate alors l'importance de rendre I_{DS} indépendant du mode commun dans la mesure du possible [17]. Cela peut se faire par l'utilisation d'une source de courant. Si $V_{in1} = V_{in2}$, on a alors:

$$I_{DS1} = I_{DS2} = I_{SS}/2$$

Le courant traversant les deux transistors devient alors indépendant du mode commun. Le mode commun en sortie est égale à:

$$V_{out,CM} = V_{DD} - R_D I_{SS}/2$$

Dans une source de courant classique la tension et la résistance de sortie dépendent du courant de sortie. Un transistor à effet de champs en saturation peut bien servir de source de courant. Considérons le circuit de la figure 3.7, le FET est polarisé en utilisant un diviseur de tension.

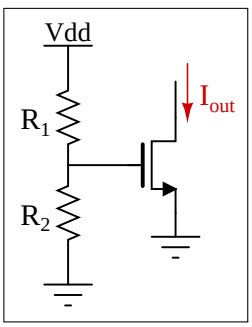


Fig 3.7: *Un MOSFET en saturation utilisé comme source de courant*

Si nous considérons le transistor M1 en régime de saturation, le courant de sortie est alors donné par:

$$I_{out} \approx \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\left(\frac{R_2}{R_2+R_1}V_{DD}-V_{TH}\right)^2 \tag{3.32}$$

Cette expression montre bien une dépendance du courant de sortie à la température et à la tension d'alimentation. En effet V_{TH} et μ_n dépendent de la température. La tension seuil du transistor peut varier de 100mV d'un Wafer à un autre [17]. Le courant I_{out} est donc male défini. Ce problème est d'autant plus important que si le dispositif est polarisé avec une faible tension de commande (overdrive). Pour une tension d'overdrive nominale de 200 mV, une erreur de 50 mV sur V_{TH} produit une erreur de 44% sur le courant de sortie [17].

La conception d'une source de courant stable dans un circuit analogique est basée sur l'opération de copie d'un courant de référence qui est considérée comme stable Ce type de source est appelée *miroir de courant*. Cette opération est accomplie en deux étapes: générer le courant de référence puis copier le courant.

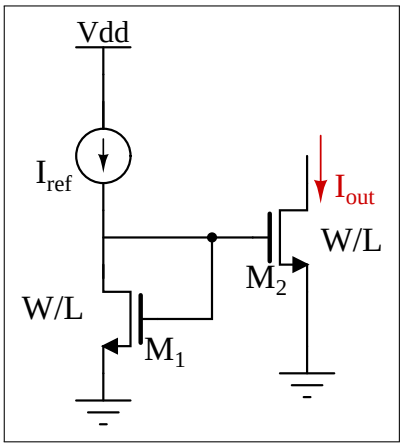


Fig 3.8: *Miroir de courant*

Donc si deux transistors présentent la même tension grille-source, et travaillent dans la région de saturation, alors il peuvent entraîner un courant identique. Cette structure est appelée miroir de courant. En pratique nous n'avons pas besoin d'avoir des transistors identiques.

$$\begin{cases} I_{ref} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS}-V_{TH})^2 \\ I_{out} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS}-V_{TH})^2 \end{cases} \tag{3.33}$$

ce qui implique que:

$$I_{out} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} I_{ref} \tag{3.34}$$

Il reste à générer un courant de référence I_{ref} de sorte à ce qu'il soit indépendant de V_{DD}. Si on remplace la source par une résistance on a:

$$i_{ref} = \frac{V_{DD}-V_{GS}}{R} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS}-V_{TH})^2 \tag{3.35}$$

Le courant de sortie reste quelque peu dépendant de V_{DD} [17]:

$$\Delta I_{out} = \frac{\Delta V_{DD}}{R_1 + 1/g_m} \frac{(W/L)_1}{(W/L)2}$$

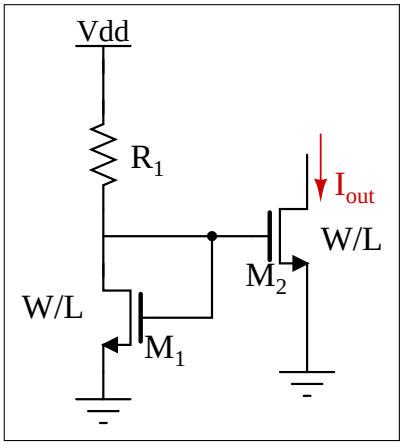


Fig 3.9: *Miroir de courant avec génération du courant de référence*

La tension minimale en sortie requiert d'avoir M_2 saturé [18]. L'impédance de sortie du miroir se résume à l'impédance de sortie de M_2:

$$R_{o2} = \frac{1}{\lambda I_{DS2}} \tag{3.36}$$

En conception analogique, il est impératif de maintenir R_{out} la plus élevée possible, et de réduire les effets de la longueur du canal et de la modulation de la mobilité. Ces effets sont réduit en augmentant la longueur du canal [18]. Quand au choix de V_{GS}, il doit être plus élevé que la tension seuil V_{TH}, il en résulte une grande largeur de grille. Tandis que si V_{GS} est supérieurs à V_{TH}, le MOSFET rentre en région triode [18].

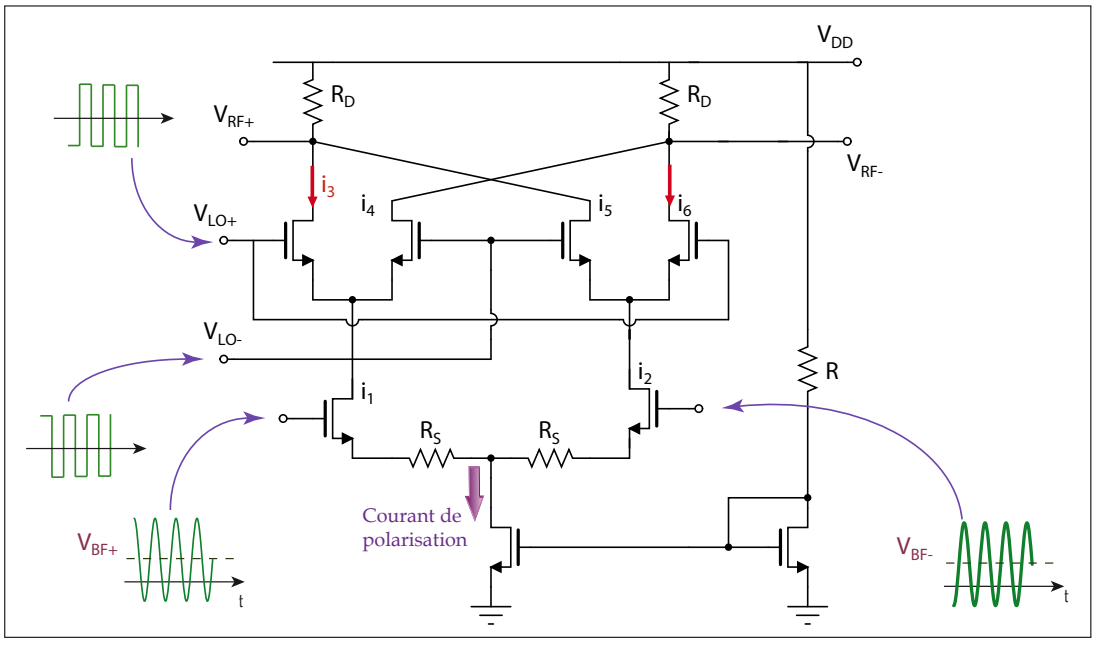


Fig 3.10: *Cellule de Gilbert utilisant un miroir de courant comme source de courant*

3.5 La cellule de Gilbert en modulation quadratique

Nous avons vu au chapitre 2 la modulation quadratique et ces avantages en communication numérique. Les données numériques sont divisés en deux canaux I et Q puis multipliés par la porteuse. Cette multiplication est effectuée par la cellule de Gilbert . En plus de deux mélangeurs, la modulation quadratique nécessite l'utilisation d'un déphasage pour l'oscillateur local. Le circuit qui accomplit cette tache est souvent appelé *générateur de signaux quadratiques*. Une fois la multiplication accomplie, les deux canaux I et Q sont additionnés par un circuit appelé *combinateur de puissance*.

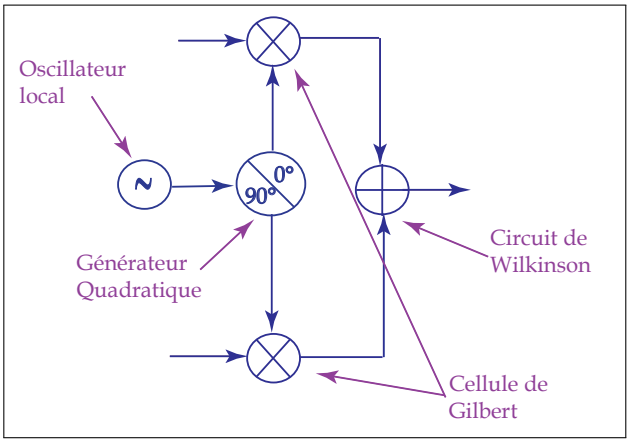


Fig 3.11: *Modulation quadratique*

3.5.1 Générateur de signal quadratique

Un des plus simple circuits qui génère des signaux quadratique est le réseau RC-CR .

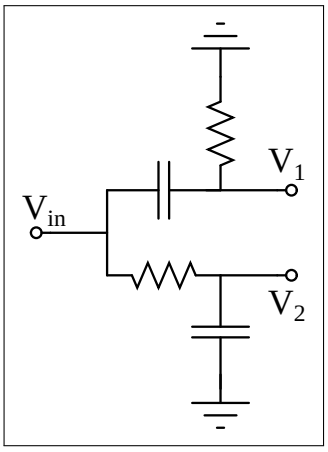


Fig 3.12: *Déphaseur RC-CR*

Celui-ci est constitué de deux filtres, un filtre passe bas RC (Fig 3.13(a)) et un filtre passe haut CR (Fig. 3.13(b)). La fonction de transfert d'un filtre passe bas et d'un filtre passe haut sont respectivement:

$$H(j\omega)_{RC} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \tag{3.37}$$

$$H(j\omega)_{CR} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \tag{3.38}$$

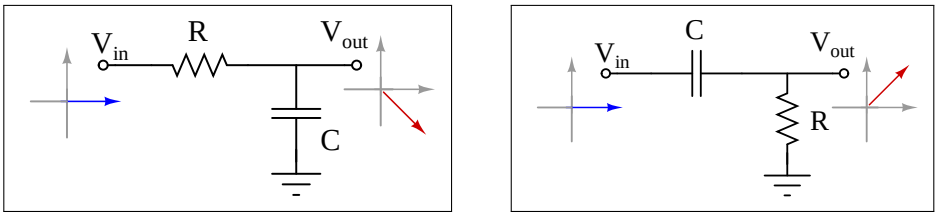


Fig 3.13: *Déphasage dans: (a) un filtre passe bas; (b) un filtre passe haut*

On en déduit aisément la phase des deux filtres:

$$\phi_{RC} = \tan^{-1}(-1/RC\omega) = -\tan^{-1}(RC\omega) \tag{3.39}$$

et

$$\phi_{CR} = \tan^{-1}(RC\omega) = \pi/2 - \tan^{-1}(RC\omega) \tag{3.40}$$

Il est claire que la phase dans les canaux I et Q n'est pas constante. Dans le canal I, elle varie de 0 à $-90°$ quand la fréquence varie de 0 à $+\infty$. Tandis que dans le canal Q elle varie de $+90°$ à 0. Cela dit, la différence de phase entre les deux canaux est toujours de $90°$ quelque soit la fréquence. Cette remarquable caractéristique est le principal avantage du déphaseur RC-CR. Par contre les amplitudes ne sont pas constantes excepté pour la fréquence pôle $f_{\text{pôle}}$, où:

$$f_{\text{pôle}} = \frac{1}{2\pi RC} \tag{3.41}$$

Dans la conception de ce déphaseur, il faut impérativement choisir les valeurs des composants de sorte à avoir la fréquence pôle identique à la fréquence de l'oscillateur local LO. La tolérance peut en dépits de ce choix causer l'inégalité des amplitudes. On utilise parfois un amplificateur à gain variable pour remédier à ce problème [13].

Les filtres polyphasés sont également utilisés comme déphaseur. La figure 3.14 montre un filtre polyphasé constitué d'un seul étage. Le principe de ce filtre étant le même que celui du réseau RC-CR. On peut créer quatre phases différentes : $+45°$, $-45°$, $+135°$ et $-135°$.

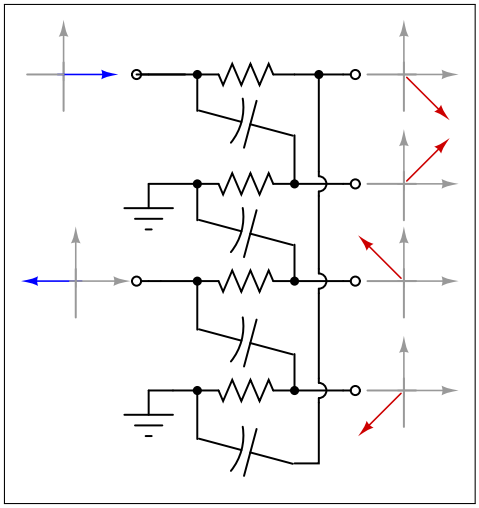


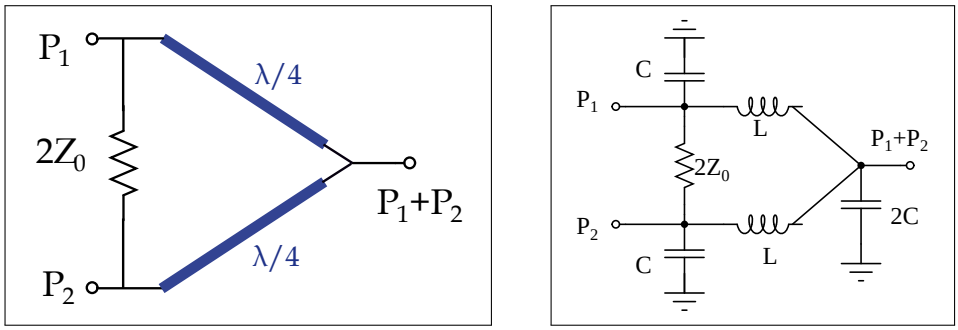
Fig 3.14: *Filtre polyphasé à un étage*

Cela est très utile dans la modulation quadratique. Chaque mélangeur nécessite que le signal LO soit en forme différentielle. Ainsi les sorties $+45°$ et $-135°$ sont acheminées vers le mélangeur du canal I et les sorties $-45°$ et $+135°$ sont acheminées vers le mélangeur du canal Q. Cela évite d'utiliser des transformateurs symétriques. En augmentant le nombre d'étage des filtres polyphasés, on arrive à augmenter la précision des phases mais également la bande passante [13]. Cette structure est moins sensible aux variations des valeurs des composants comparée au réseau simple RC-CR. Leur principal inconvénient est l'accroissement du bruit thermique [13].

3.5.2 Circuit de Wilkinson

Le circuit de Wilkinson, peut atteindre une isolation de 20dB sur 40% de la bande passante. Il est constitué de deux ligne quart d'onde et d'une résistance d'isolement (Fig. 3.15(a)). Pour un système de 50Ω, l'impédance caractéristique des lignes $\lambda/4$ est de $\sqrt{2}Z_0$ et l'impédance d'isolation doit être de $2Z_0$.

Le combinateur de Wilkinson peut également être réalisé en éléments localisés. Si on remplace la ligne de transmission par sont schéma équivalent. On obtient le circuit de la figure 3.15(b).



(a) (b)

Fig 3.15: *Circuit de Wilkinson: (a) en élément distribués, (b) en élément localisés .*

Afin d'avoir un circuit équivalent à une ligne quart d'onde on choisit les valeurs de L et C comme suit [19, 20]

$$L = \frac{Z_0}{\sqrt{2}\pi f} \quad [\mathrm{H}] \tag{3.42}$$

et

$$C = \frac{1}{2\pi\sqrt{2} f Z_0} \quad [\mathrm{F}] \tag{3.43}$$

Les erreurs de modulation que nous avons vu au chapitre 2 sont dûes au diverses imperfections dans les circuits constituants le modulateur, à savoir le générateur de signaux quadratique, le combinateur et le mélangeur lui même. D'énormes efforts ont été mis en oeuvre pour palier ces problèmes notamment par l'utilisation de circuit plus laborieux et plus performant. Mais en dépit de tous ces efforts, les erreurs de la modulation quadratique varie avec la variation environnementale, la fréquence du canal, la température, le vieillissement des composants, la tension d'alimentation [21]. Par conséquent, une certaine sorte de compensation continue peut être nécessaire pour réaliser l'exécution linéaire de la modulation.

Chapitre 4

Calibration de la porteuse résiduelle

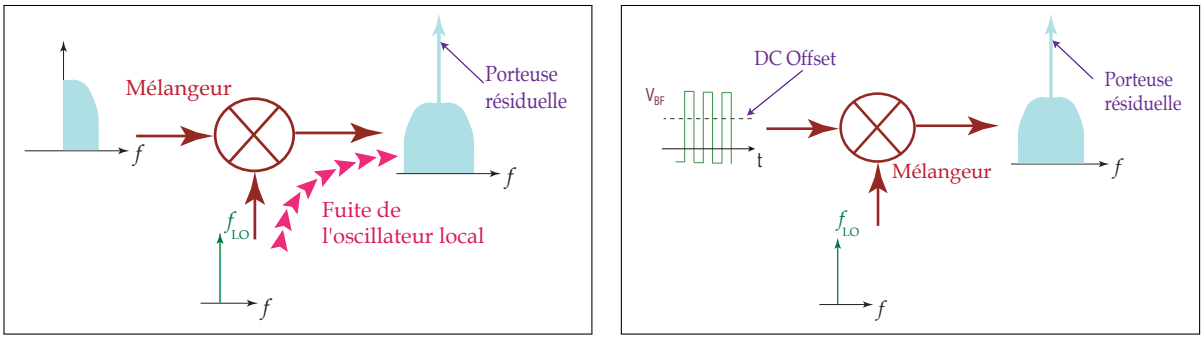
ON compte plusieurs arrangements pour dépister et corriger les erreurs de la modulation quadratique. L'une d'entre elles est basée sur un détecteur de puissance en tant que moyens de contrôle pour guider l'adaptation effectuée par le circuit numérique de correction par retour d'information. La compensation est accomplie en s'ajustant simplement l'amplitude, la phase, et le décalage des signaux I et Q.

4.1 Porteuse résiduelle

4.1.1 Origine du problème

Les mélangeurs à commutation sont plus intéressants que les mélangeurs quadratiques du fait qu'ils ne génèrent que la composante désirée. Toutefois leur inconvénient est l'apparition de la porteuse à la sortie. Cette composante n'est porteuse d'aucune information utile. La combinaison de deux mélangeurs simple équilibre constituent ce que l'on appelle la cellule de Gilbert permet d'éliminer la porteuse résiduelle. Cependant si les signaux à transmettre présentent un quelconque décalage (DC offset) cela entraîne l'apparition systématique de la porteuse à la sortie du mélangeur (Fig. 4.1(b)).

La seconde raison de l'apparition de cette composante dans le spectre radio fréquence est une mauvaise isolation entre l'oscillateur local est la sortie RF (crosstolk) (Fig. 4.1(a)).



(a) (b)

Fig 4.1: *Origine de la porteuse résiduelle, (a) fuite de l'oscillateur local vers la sortie du mélangeur, (b) DC offset*

4.1.2 Elimination de la porteuse résiduelle

Le phénomène de la porteuse résiduelle est un problème à double tranchant, non seulement il dégrade l'EVM en provoquant le décalage des symboles de la constellation

mais mène aussi à la saturation de l'amplificateur de puissance. Il en résulte alors une grande perte de linéarité et une dégradation du signal RF transmis. Habituellement, cette composante est supprimée par filtrage dans une topologie hétérodyne. Cependant cette solution n'est pas envisageable dans un émetteur homodyne du fait que la porteuse se trouve au milieu du spectre RF.
Les techniques d'équilibrage dans la conception des mélangeurs restent limitées en ce qui concerne l'élimination de la porteuse résiduelle. Une autre méthode consiste à rajouter le signal LO mais déphasé, cette méthode nécessite un mélangeur complexe [2].

Les solutions pour le problème de la porteuse résiduelle sont classées en trois catégories utilisées séparément ou combinées [22]:

❶ La plus grande partie du contrôle du gain peut être effectuée dans la partie RF de l'émetteur afin d'éviter le décalage des signaux [23].

❷ Pour un faible gain, le courant de polarisation dans le modulateur peut être réduit [3]

❸ Méthode de calibration est utilisée si les deux premières méthodes ne sont aptes à remplir les spécifications demandées [3–5].

L'avantage d'une technique de calibration est de supprimer n'importe quelle source de porteuse résiduelle en laissant le signal intact. Le principe de cette opération est basé sur l'utilisation d'un détecteur de puissance à la sortie du modulateur. La sortie du détecteur est convertie en signal numérique puis envoyé vers l'entrée du contrôleur. Le but du contrôleur est de trouver le réglage à introduire en bande de base qui correspond à une puissance minimale.

4.2 DC Offset

4.2.1 Cellule de Gilbert

Bien que la cellule de Gilbert soit utilisée pour éliminer l'apparition de la porteuse résiduelle à la sortie du mélangeur, celle ci peut subsister si le signal à transmettre présente un décalage comme nous l'avons souligné à mainte reprises. Nous pouvons prouver cela en reprenant la démonstration du mélangeur double équilibre et en supposant cette fois que le signal basse fréquence v_{BF} présente un décalage O. Soit $\widehat{v_{BF}}$ le signal BF décalé d'une valeur égale à O (Fig. 4.2).

$$\widehat{v_{BF}} = v_{BF} + O \tag{4.1}$$

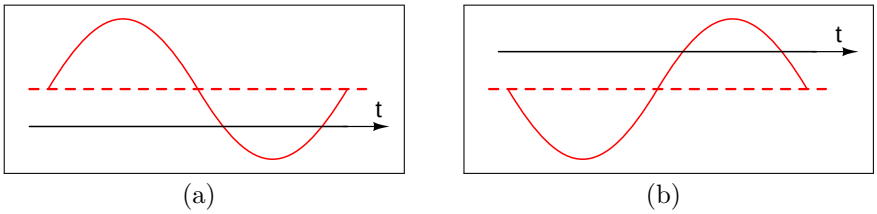


Fig 4.2: *Décalage (DC offset) présent dans les signaux modulants.*

Le courant de sortie du premier mélangeur simple équilibre qui constitue la cellule de Gilbert devient alors

$$i_{out,1} = I_{DC} \tanh \frac{v_{LO}}{2v_T} + g_{mc}(v_{BF} + O) \tanh \frac{v_{LO}}{2v_T} \tag{4.2}$$

Étant donné que la cellule de Gilbert est constituée de deux mélangeurs simple équilibre montées en anti parallèle par rapport au signal à transmettre, le signal BF vue par l'étage de transconductance du second mélangeur s'écris:

$$\widehat{v_{BF}} = -(v_{BF} + O) \tag{4.3}$$

d'où le courant de sortie du second mélangeur :

$$i_{out,2} = I_{DC} \tanh \frac{v_{LO}}{2v_T} - g_{mc}(v_{BF} + O) \tanh \frac{v_{LO}}{2v_T} \tag{4.4}$$

Le courant total à la sortie de la cellule de Gilbert est donné par:

$$iout = i_{out,1} - i_{out,2} \tag{4.5}$$

En effectuant 4.2-4.4 on trouve:

$$i_{out} = \underbrace{2g_{mc}v_{BF} \tanh \frac{v_{LO}}{2v_T}}_{\text{multiplication}} + \underbrace{2Og_{mc} \tanh \frac{v_{LO}}{2v_T}}_{\text{porteuse résiduelle}} \tag{4.6}$$

Nous constatons alors le rôle que joue le mélangeur dans l'apparition de la porteuse résiduelle dans le spectre RF.

L'offset étant responsable de la porteuse résiduelle, la première idée qui nous viendrait à l'esprit est d'éliminer le décalage présent dans les signaux modulants par filtrage avant même d'attaquer le mélangeur. Cela est tout à fait faisable si le signal modulant est par exemple une sinusoïde. Mais dans le cas d'un signal numérique, cette solution n'est pas envisageable pour une raison simple, la composante continue peut être bloquée par une capacité. Celle-ci se comporte comme un circuit ouvert pour les basses fréquences car son impédance devient très élevée. Si on a un signal numérique aléatoire avec un débit de 200 kHz, si le filtre élimine la bande qui s'étend de 0 à 20 Hz, le signal est détérioré en partie et le taux d'erreur binaire atteindrait 10^{-3} ce qui est déjà à la limite de ce que l'on peut tolérer en communication [7].

4.2.2 L'offset en WCDMA

Nous avons vu que la modulation numérique nécessite l'utilisation de filtre en consinus surélevé pour optimiser l'efficacité spectrale et réduire le problème d'interférences inter-symboles. De nos jours, ces filtres sont implémentés en bande de base [24]. On utilise alors des convertisseurs numériques analogiques entre les mélangeurs et les circuits bande de base, ce qui nécessite l'utilisation de filtres appelés filtres de reconstruction qui ont pour rôle d'éliminer la répétition spectrale dûe à cette conversion (Fig. 4.3).

En communication WCDMA, les utilisateurs peuvent partager la même bande passante et accéder au réseau en même temps, c'est ce qui fait le succès de cette méthode d'accès en communication large bande. Mais cette technique conduit à un problème indésirable appelé near far effect [25]. Pour réduire ce problème, on utilise des circuits de contrôle de puissance, ils sont placés avant et après la modulation.

Les filtres de reconstruction peuvent accomplir les deux fonctions s'ils sont actives et dans ce cas-là, ils introduisent le décalage des signaux qui provoque l'apparition de la porteuse dans le spectre RF [26].

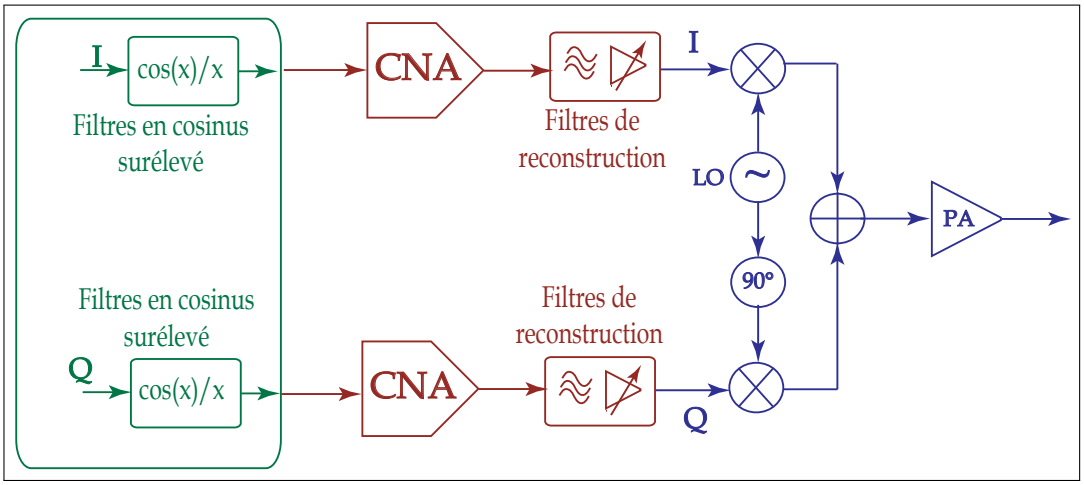


Fig 4.3: *Filtres de reconstruction dans l'émetteur homodyne*

4.3 Calibration automatique

4.3.1 Principe

L'une des méthodes visant à réduire le niveau de la porteuse résiduelle est la calibration automatique basée sur des approximations successives [3]. La méthode de calibration automatique que nous proposons de mettre en pratique est basée sur la compensation d'offset par approximations successives [5].

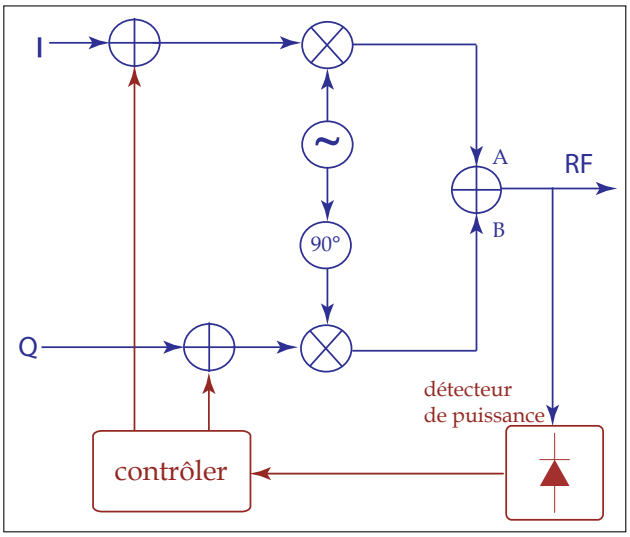


Fig 4.4: *Principe de la calibration automatique*

L'idée est d'injecter une tension continue de compensation à l'accès BF du mélangeur. Cette tension s'additionne par un té de polarisation à l'offset qui à l'origine du problème et l'élimine [4]. Pour cela un bloc de calibration automatique détecte l'offset et injecte une tension de compensation qui lui est opposée dans le but de neutraliser. Le bloc de calibration est constitué principalement d'un registre, d'un comparateur et d'un décompteur. Il est précédé par un détecteur de puissance. L'émetteur, le détecteur de puissance et le bloc de calibration forment une boucle fermée [27, 28].

La diminution de la tension de compensation est assurée par le contrôleur qui continu de diminuer la tension DC tant que la puissance détectée continuera de changer. Cette méthode ne peut que converger puisque il y a qu'un seul minimum, cependant il faut

veiller à ce que l'algorithme ne s'arrête pas pour un minimum local ce qui représente la principale difficulté.

Pour une modulation quadratique, l'optimisation c'effectue en deux temps. L'algorithme détermine la tension DC à l'entrée I, puis à l'entrée en quadrature Q.

4.3.2 Contrôleur

Dès la mise sous tension, le bloc de calibration (Fig. 4.5) envoie vers l'entrée du mélangeur une tension DC. Le niveau de la porteuse résiduelle est proportionnel à la valeur de l'offset, celui-ci peut être positif ou négatif, le niveau de la porteuse résiduelle ne dépend pas du signe de l'offset. Il est donc impossible à partir du détecteur de puissance (situé après l'amplificateur de puissance) de connaître le signe de l'offset et donc d'injecter une tension de compensation qui lui est opposée.

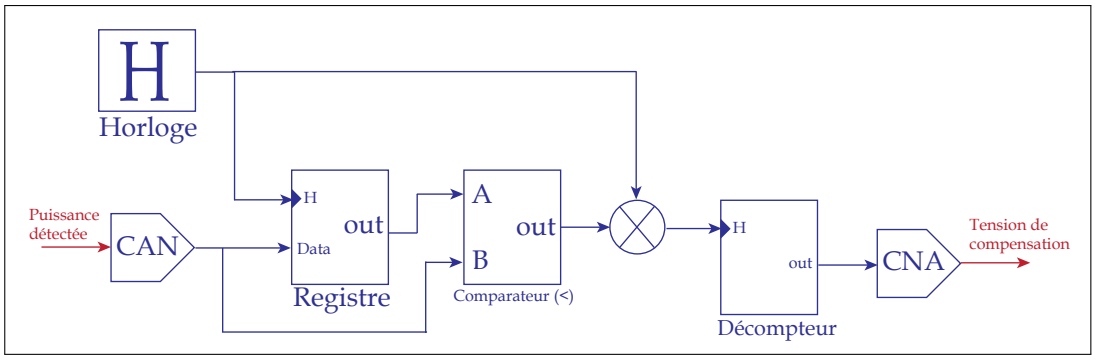


Fig 4.5: *Bloc de calibration numérique*

Afin d'éviter cette situation, la valeur initiale injectée par le contrôleur doit être bien supérieure à la valeur maximale de l'offset à laquelle on peut s'attendre. Le contrôleur diminue cette tension ce qui diminue la puissance détectée puisque celle-ci est proportionnelle à l'offset. Le comparateur compare la puissance détectée à l'ancienne valeur stockée dans le registre. Le bloc de calibration continu de diminuer la valeur de la tension de compensation tant que la puissance détectée est inférieure à la valeur précédente. Quand la puissance dépasse le minimum, (la puissance détectée devient supérieure à l'ancienne valeur) le comparateur passe au niveau bas et stop le décompte. Le bloc de calibration reste donc sur la dernière valeur de la tension de compensation [28, 29].

Le contrôleur est constitué principalement d'un registre, d'un comparateur et d'un compteur. Auxquels on ajoute un convertisseur analogique-numérique et numérique-analogique. Le pas du CNA dépend du niveau de suppression de la porteuse résiduelle. Plus le pas est petit, plus la tension optimale est atteinte. Le nombre d'itérations et la résolution (bit width) dépendent respectivement de la valeur estimée de l'offset et de la valeur du pas. Pour spécifier l'entrée du CAN , les caractéristiques du détecteur RF doit être prises en compte.

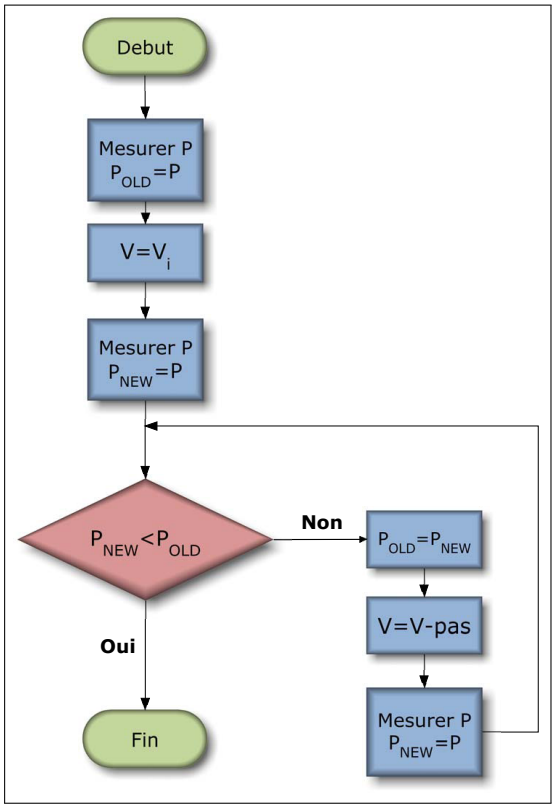


Fig 4.6: *Calibration avec détection de signe d'offset*

4.3.3 Détecteur de puissance

Afin de trouver la tension de compensation optimale, nous devons sauvegarder la valeur de la puissance à la sortie du mélangeur à chaque étape. En diminuant cette tension, la puissance à la sortie du mélangeur diminue jusqu'à ce qu'elle atteigne une valeur proche de l'optimum. Une fois cette tension dépassée la puissance de sortie du mélangeur augmente à nouveau. Cela représente la condition d'arrêt de l'algorithme. Deux contraintes s'imposent pour le détecteur de puissance : l'entrée du détecteur doit couvrir la totalité de l'étendue du signal à la sortie du mélangeur, et le détecteur doit avoir une caractéristique de décroissance strictement monotone justement afin d'éviter les minimums locaux. Parmi les circuits de détection de puissance on peut citer les thermo élément, thermistors, les FET et les diodes Schottky. Cette dernière est très utilisée pour de faibles signaux [5].

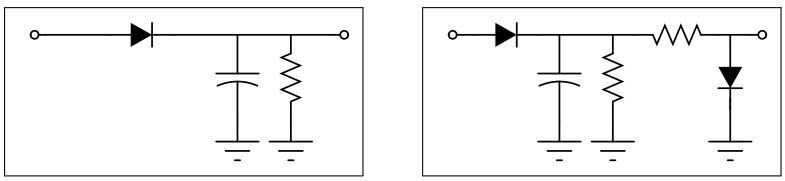


Fig 4.7: *Détecteur Quadratique basé sur la diode Schottky*

Le détecteur est placé après l'amplificateur de puissance. Il doit être en mesure de produire une tension continue proportionnelle à la puissance RF. On utilisera un détecteur de puissance à base de diode Schottky [28, 29]. Celle-ci est suivie par un filtre passe bas qui ne laissera passer que la composante continue proportionnelle à la puissance d'entrée

(Fig. 4.7). On peut rajouter à ce circuit un limiteur constitué d'une résistance et d'une diode pour réduire l'étendue de la tension de sortie et donc de réduire le nombre de bit nécessaires au convertisseur analogique numérique [4].

4.3.4 Calibration quadratique

Comme l'erreur d'offset est rarement identique dans les voies I et Q. La calibration doit être effectuée pour les deux voies séquentiellement ou en même temps. Pour calibrer les deux voies séquentiellement, un circuit d'aiguillage doit être placé juste après le contrôleur. Celui-ci doit réinitialiser l'algorithme de calibration et relier l'autre canal sur le contrôler. Le contrôleur répète les mêmes étapes pour le second canal. La deuxième solution est de placer le détecteur de puissance à la sortie du mélangeur pour chaque voie. Cela permet de calibrer les deux voies en même temps [27].

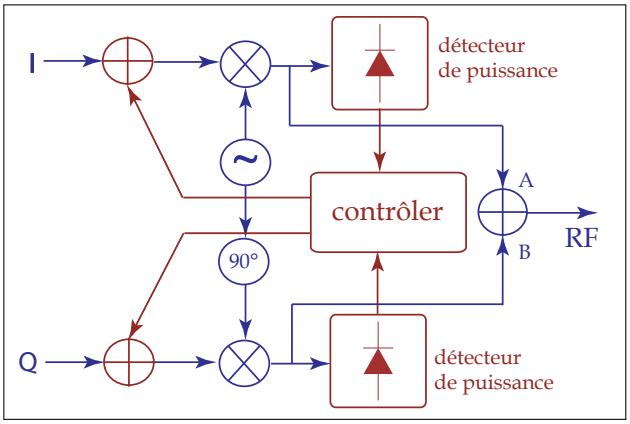


Fig 4.8: *Principe de la calibration automatique pour la modulation quadratique*

4.3.5 Détection du signe de l'offset

La détection du signe de l'offset n'est pas indispensable pour la convergence de l'algorithme comme nous l'avons vu. En effet le contrôleur génère une tension assez élevée de sorte à être fixé sur le sens que doit prendre l'algorithme. Si le signe de l'offset est détecté au début, on peut gagner un temps considérable et converger donc plus vite vers la solution. Pour cela le contrôleur stocke la valeur de la puissance mesurée dans un registre (sans aucune tension de compensation). Puis émet une tension de test vers l'entrée du mélangeur et enregistre enfin la nouvelle puissance mesurée.

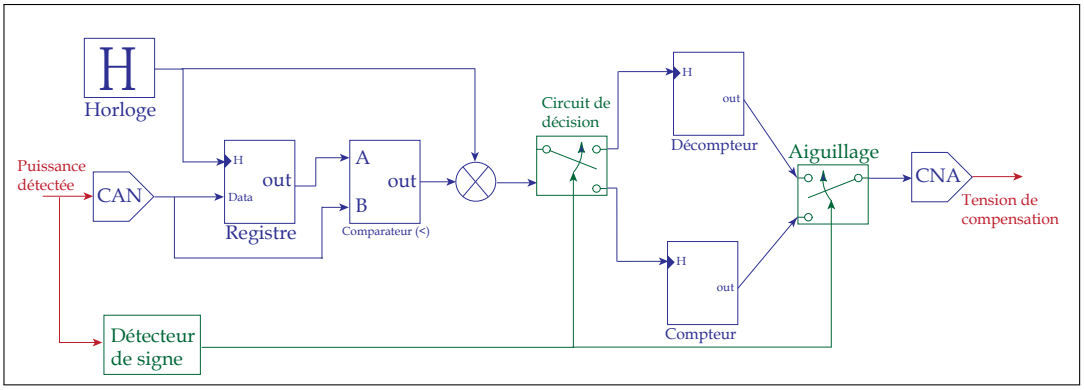


Fig 4.9: *Calibration avec détection de signe d'offset*

Si la nouvelle puissance est supérieure à l'ancienne, cela implique que la tension émise par le contrôleur a contribuée à augmenter la puissance d'avantage et par conséquent cette tension est de même signe que l'offset. Si par contre la puissance diminue alors l'offset est de signe opposé à la tension émise [27].

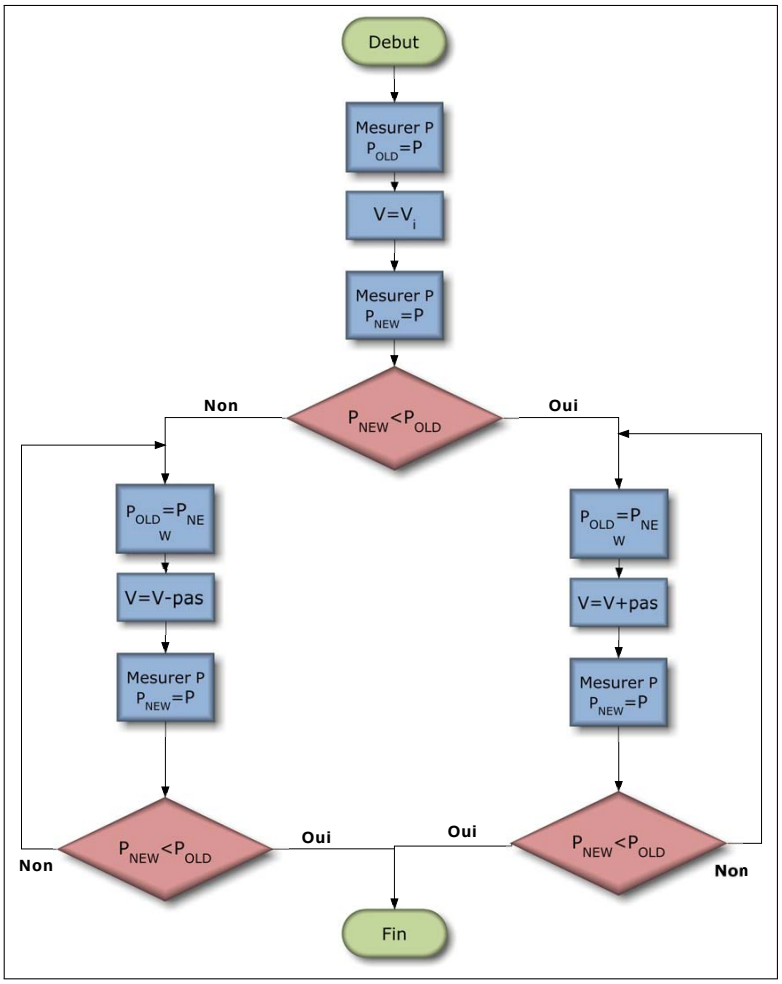


Fig 4.10: *Calibration avec détection de signe d'offset*

Chapitre 5

Simulation et résultats

Nous allons présenter dans ce chapitre la simulation de la modulation numérique implémentée sous ADS (advanced design system) ainsi que les résultats obtenus. Elle comportera la cellule de Gilbert, le générateur de signaux quadratique et le circuit de Wilkinson. La calibration automatique est implémentée sous Ptolemy en co-simulation avec ADS.

5.1 Considération

Il existe plusieurs spécifications du mélangeur. Certaines sont à considérer dans le cas de la réception, tandis que d'autres dans le cas de l'émission là où nous avons le contrôle sur le niveau du signal BF. La linéarité dans ce cas est très importante, voire critique car nous somme dans les conditions "large signaux". Notre but est d'assurer une vaste étendue dynamique, le gain de conversion et d'adaptation sont des considérations secondaires [30].

Les mélangeurs passifs sont utilisés en raison de leur simplicité d'une part, leur large bande passante et de leur performance en terme d'IMD (inter modulation distorsion) d'autre part. Les transformateurs symétriques utilisés dans les mélangeurs double équilibre limitent généralement la bande passante et introduisent des pertes que l'on doit prendre en compte.

Les mélangeurs actifs sont préférables pour les applications RFIC où ils sont conçus pour augmenter le gain de conversion. On utilise des paires différentielles comme balun. Dans ce cas là, il est difficile d'atteindre un point d'interception d'ordre trois et un point de compression 1 dB élevés [30].

L'isolation entre l'accès LO et RF est très importante dans notre cas. Car nous essayons de minimiser toutes les causes pouvant amener à l'apparition de la porteuse dans le spectre de sortie dont fait partie l'isolation entre l'accès LO et RF. Dans les mélangeurs double équilibre cette isolation est généralement de l'ordre de 30 à 40 dB [31].

5.2 Procédure de conception

La cellule de Gilbert que nous allons concevoir est destinée à l'élévation de fréquence. La fréquence du signal transmis est de 50 MHz, et la fréquence de l'oscillateur local est égale à 2 GHz. La conception de la cellule de Gilbert se devise en deux étapes: la conception de l'étage de transconductance puis l'étage de commutation. Nous allons concevoir le mélangeur en suivant la procédure suivante:

- Tout d'abord, pour la conception de l'étage de gain, on choisit la largeur de la grille des transistors de sorte à avoir une transconductance g_m élevée ce qui implique un

gain de conversion élevé mais aussi une tension V_{DS} élevée, il en résulte alors une importante consommation de puissance ce qui n'est pas souhaité.

- La gain de conversion dépend aussi du courant de polarisation. On choisira le courant de polarisation minimum pouvant maintenir les transistors en saturation. Une fois ce courant fixé, nous calculons la valeur de la résistance de drain. Nous devons également choisir la tension qui sera appliquée sur la grille.
- En dernier nous fixerons l'impédance de linéarisation. Celle-ci augmentera la linéarité de l'étage de transconductance mais fait chuter le gain de conversion.
- Nous calculons ensuite la largeur de la grille pour les quatre MOSFETs formant l'étage de commutation. Cette largeur est choisie en fonction du courant de polarisation précédemment fixé.
- Enfin on déterminera la puissance de l'oscillateur local nécessaire pour la commutation.

Une fois que la cellule de Gilbert conçue, nous l'utiliserons pour construire le circuit de modulation quadratique. Il sera suivi par l'amplificateur de puissance, le détecteur de puissance et la bloc de calibration automatique.

5.3 Étage de transconductance

5.3.1 Tension de grille

Une tension DC est nécessaire pour polariser correctement l'entrée de l'étage de transconductance. Le gain de conversion chute à partir d'une tension appliquée sur la grille supérieure à 2.1 V environ. Cela est dû au fait que V_{DS} devient trop faible.

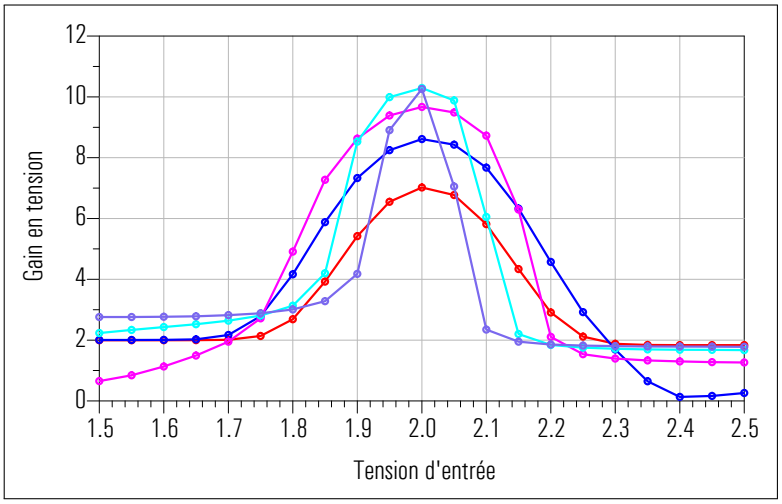


Fig 5.1: *Variation du gain de conversion en fonction de la tension de polarisation appliquée sur la grille du MOSFET*

D'autre part on note que le gain est maximum pour une tension d'entrée égale à 2 V. Cette tension est donc favorable pour un gain élevé.

5.3.2 Courant de polarisation et largeur de grille

Le courant de polarisation I_{SS} et les largeurs des grilles des FETs sont choisies de sorte à augmenter g_m. On souhaite également que la saturation soit possible pour une tension V_{DS} et un courant I_{DS} les plus faibles possibles conduisant à une faible consommation de puissance.

On doit donc être sûre que I_{DS} est assez élevé pour maintenir le FET en saturation ($V_{DS} > V_{dsat}$). Aussi la valeur de V_{DD} doit être la faible possible pour avoir une tension V_{DS} faible [32]. La tension V_{DD} est choisie égale à 3.3 V.

Pour trouver la largeur de la grille qui correspond à un gain de conversion (en tension) donné. La tension de référence appliquée sur la grille est de 2 V conformément au résultat obtenu. A partir du tracé de g_m (Fig. 5.2(a)), on constate que celui ci augmente directement avec I_{DS} et la largeur de grille W_1.

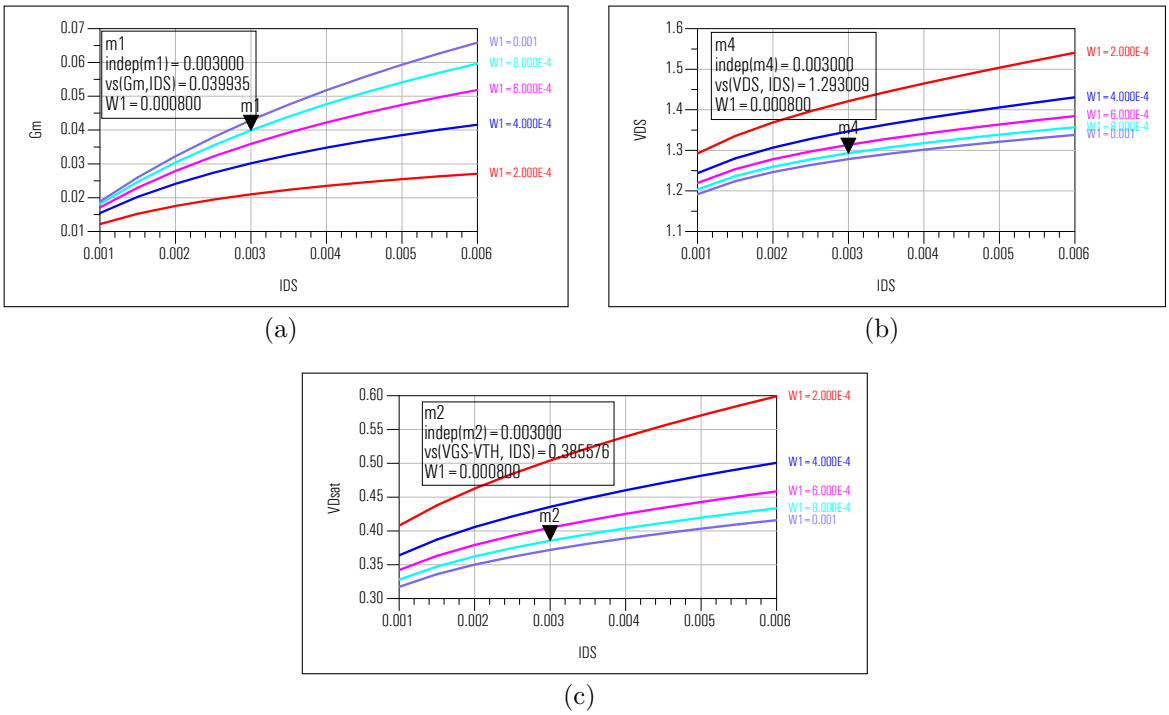


Fig 5.2: *Variation des caractéristique du transistor en fonction de la largeur de la grille; (a) la transconductance; (b) V_{DS}; (c): V_{DS} de saturation*

Selon la condition de saturation, V_{DS} doit être supérieure ou égale à $V_{GS} - V_{TH}$. On peut alors constater que tous les courants sont suffisants pour satisfaire cette condition. Afin que la consommation de puissance soit la plus faible possible, on choisit le courant le plus faible. Cependant, il faut maintenir une certaine distance entre le point de saturation et le point de polarisation dans le but d'assurer la saturation pour toute l'excursion du signal [14, 33]. La tension V_{DS} doit être alors bien supérieure à V_{Dsat}. Nous choisissons une marge d'environ 900 mV, ce qui nous conduit à choisir un courant I_{SS} de 6mA et une largeur de grille de 800 μm

5.3.3 Résistance de drain

En faisant varier le courant de polarisation, on doit aussi faire varier la valeur de la résistance du drain R_D qui influe également sur le gain de conversion. La résistance de

charge peut produire une compression du gain si l'excursion de la tension de drain est assez large au point de causer l'écrêtage du signal de sortie. La valeur de R_D est alors choisie de sorte à avoir une tension de sortie qui donne une bonne excursion du signal. Une valeur de 2.4 V serait convenable.

$$V_{out} = V_{DD} - I_{SS}R_D/2$$

$$R_D = 2(V_{DD} - V_{out})/I_{SS} = 2(3.3 - 2.4)/I_{SS}$$

$$R_D = 1.8/I_{SS}$$

Pour un courant de polarisation de 6 mA, on en déduit la valeur de résistance au drain:

$$R_D = 300\Omega$$

5.3.4 Linéarisation

La possibilité de traiter de larges signaux dépend principalement de la linéarité de l'étage de transconductance, que l'on mesure en déterminant la tension maximum d'entrée qui cause une compression de 1 dB dans le gain de conversion. L'étendu de la tension d'entrée augmente avec la valeur de la résistance de linéarisation.

La résistance de linéarisation augmente l'étendue de la tension d'entrée, mais réduit le gain de conversion. L'inductance de linéarisation est principalement utilisée pour assurer la stabilité du mélangeur en maintenant la partie réelle de l'impédance d'entrée positive. Cela permet aussi d'adapter l'impédance plus facilement en entrée [32].

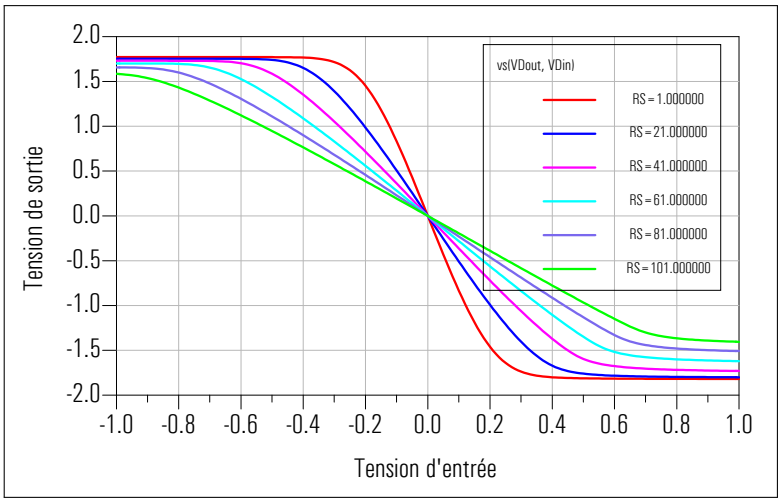


Fig 5.3: *Caractéristique de transfert DC d'une paire différentielle en fonction de la résistance de linéarisation*

La caractéristique de transfert de la paire différentielle représentée par la figure 5.3 montre la linéarité en fonction de la valeur de la résistance de linéarisation R_S. Plus la valeur de R_S est élevée plus la fonction de transfert est linéaire.

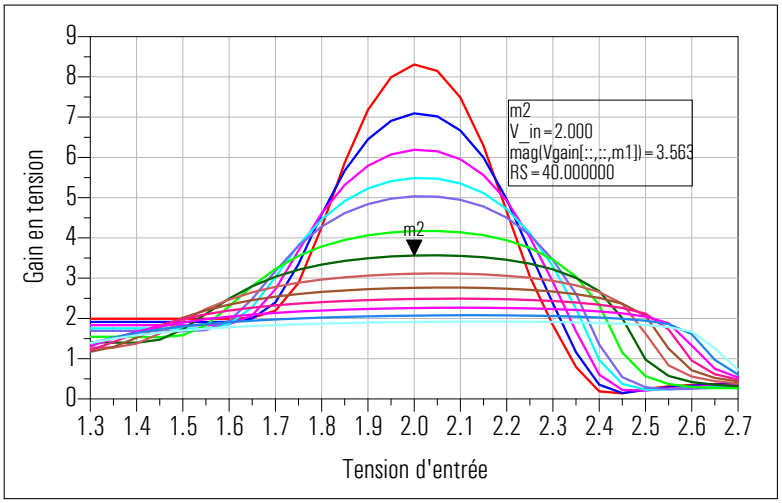


Fig 5.4: *Variation du gain de conversion en tension avec la résistance de linéarisation dans une paire différentielle*

La variation du gain en tension en fonction de la tension d'entrée pour différentes valeurs de R_S montre que la résistance de linéarisation fait chuter le gain en tension. On constate à partir du tracé du gain (Fig. 5.4), qu'augmenter la valeur de R_S au-delà de 20 Ω est bénéfique pour la linéarité. C'est pour cette raison que l'on choisit une valeur de 40 Ω au détriment d'un gain de conversion plus faible.

Une pratique très répondus dans la conception RFIC est de substituer la résistance de linéarisation par une inductance. L'avantage de cette pratique est de ne pas introduire de bruit dans le circuit, et de réduire la tension d'alimentation nécessaire pour le circuit. L'inconvénient est sûrement la dépendance à la fréquence. A 50 MHz, la dégénération du gain et l'augmentation de la linéarité pour des dimensions raisonnables de l'inductance sont limités [32]. Une inductance de 200 nH donne une linéarité semblable à 40 Ω. Si la fréquence BF est faible (inférieur à 200 MHz), la valeur de l'inductance requise est trop élevé pour une implémentation RFIC.

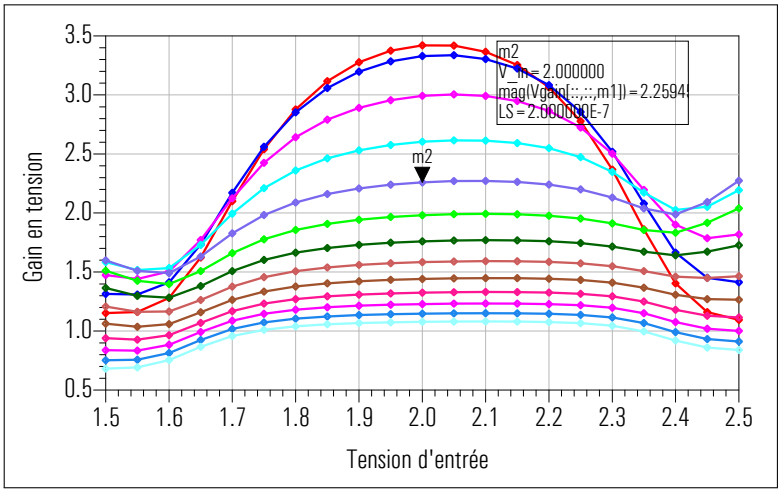


Fig 5.5: *Variation du gain de conversion en tension avec l'inductance de linéarisation dans une paire différentielle*

5.4 Source de courant

La longueur des grilles des deux MOSFETs formant le miroir de courant sont identiques. La relation entre le courant de référence et le courant de sortie est réduite à:

$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{W_2}{W_1} \tag{5.1}$$

Pour avoir un courant de sortie de 6 mA, le courant de référence est choisi 10 fois plus faible, soit 600 μA. La largeur de grille W_2 doit être en conséquence 10 fois plus grande que W_1. La largeur W_2 est choisie de sorte à maintenir le deuxième MOSFET en saturation. En faisant varier la largeur de grille, on obtient les courbes de la figure 5.6.

Une largeur de grille de 20 μm permet de maintenir le MOSFET en saturation tout en assurant un courant de sortie de 6 mA. Les largeurs supérieures permettent aussi d'avoir un courant de 6 mA environ, mais présentent un effet de modulation du canal plus prononcé.

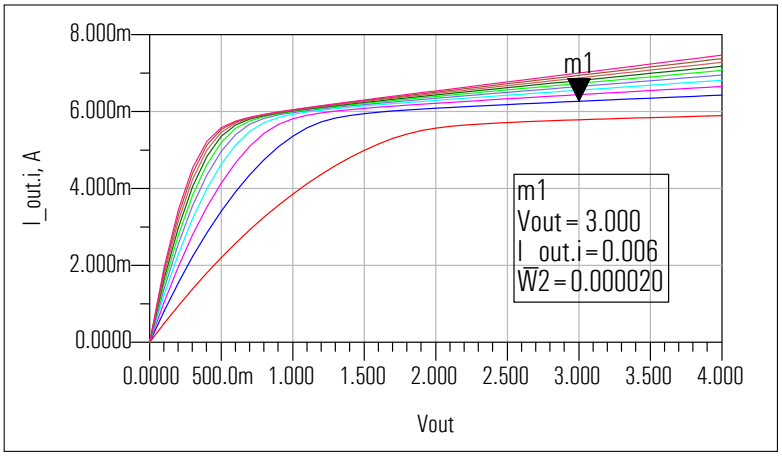


Fig 5.6: *Variation du courant de sortie dans le miroir de courant pour différente valeur de W_2*

En contre partie, une largeur de 20 μm permet la saturation que pour une tension de sortie supérieure ou égale à 1.5 V. Si la tension chute sous les 1.5 V, le MOSFET rentre en région triode, et dans ce cas, le miroir de courant ne pourra plus assurer un courant de 6 mA. Tandis que pour des largeurs plus grandes, le MOSFET peut être maintenu en saturation à partie d'environ 700 mV.

Comme nous l'avons vu au chapitre 3, la résistance R est égale à:

$$R = \frac{V_{DD} - V_{GS}}{i_{ref}} \tag{5.2}$$

La simulation donne une tension V_{GS} égale à 2.385 V pour une largeur de 20μm. Ce qui conduit à une résistance:

$$R = \frac{3.3 - 2.385}{600\mu A} = 1.525k\Omega$$

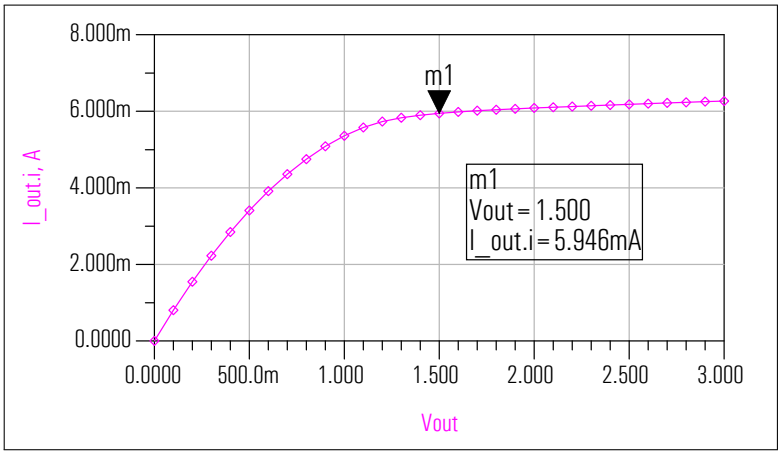


Fig 5.7: *Courant du miroir pour* $R = 1.525k\Omega$

5.5 Étage de commutation

5.5.1 Largeur de grille

La tension d'overdrive ($V_{GS} - V_{TH}$) est généralement comprise entre 200 mV et 400 mV [14]. Cette plage est choisie de sorte à polariser les MOSFETs en saturation. On prendra une tension d'overdrive de 300 mV. Les MOSFETs de commutation sont traversés par le même courant que les MOSFETs de transconductance, soit un courant I_{DS} de 3 mA.

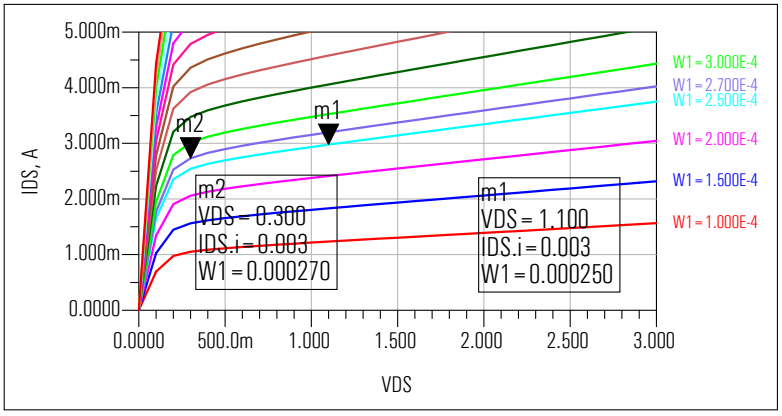


Fig 5.8: *Caractéristique DC en fonction de la largeur de grille*

Dans notre cas, V_{TH}=500 mV, ce qui implique que V_{GS}=800 mV. On trace I_{DS} en fonction de V_{DS} pour différentes valeur de W_2 en fixant la valeur de V_{GS} à 800 mV. On prend la valeur qui correspond à un courant I_{DS}=3 mA. Cette valeur doit correspondre à un V_{DS} supérieur à 300 mV afin d'être dans la région active tout en gardant une certaine marge. A 300 μm , la caractéristique montre que l'on se trouve à la limite de la saturation. On diminue alors la largeur de grille pour garantir une marge. Pour $W_2 = 250\mu$m on se trouve à 900mV du point de saturation.

5.5.2 Amplitude de LO

Pour atteindre une meilleure performance, on doit veiller à ce que le circuit soit le plus linéaire possible et minimiser le temps de commutation. Une distorsion peut être causée par une commutation lente ou une mauvaise activation des transistors. Le gain et le point

de compression à 1 dB vont déterminer le niveau requis pour LO. Les commutateurs ne sont pas parfaitement linéairs, en particulier dans la région de transition. Cela peut ajouter des distorsions au signal RF et aussi augmenter les pertes dûes aux résistances des commutateurs [32].

L'amplitude de LO doit offrir un compromis raisonnable entre gain de conversion et puissance LO nécessaire, et qui en même temps ne limite pas la compression du gain. Les MOSFETs formant l'étage de commutation doivent être commandés de sorte à présenter une faible résistance série [30].

5.6 Point de compression à 1dB et gain de conversion

La compression du gain est un excellent indicateur sur l'amplitude du signal tolérée par le mélangeur sans provoquer une sérieuse distorsion.

La figure 5.9 montre le gain de conversion en puissance mesuré au point de compression à 1 dB, la puissance d'entrée provocant la compression de gain et la puissance de sortie qui lui correspond en fonction de la puissance de l'oscillateur local. A partir de la simulation, on constate que le gain de conversion dépend de la puissance de LO et varie de façon proportionnelle avec celle-ci. Plus la tension appliquée sur la grille des MOSFETs formant l'étage de commutation est grande, plus la résistance série est faible et plus le gain de conversion est élevé. Par contre la compression du gain ne présente pas une grande dépendance de la puissance de l'oscillateur local. Le gain de conversion atteint sa valeur maximale pour une puissance LO de 0 dBm.

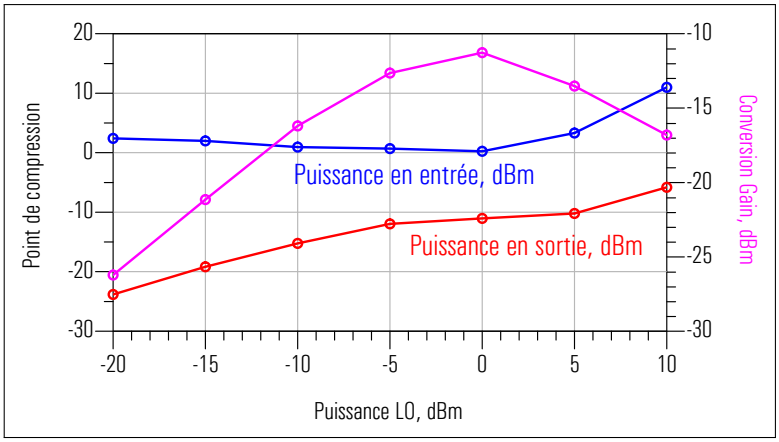


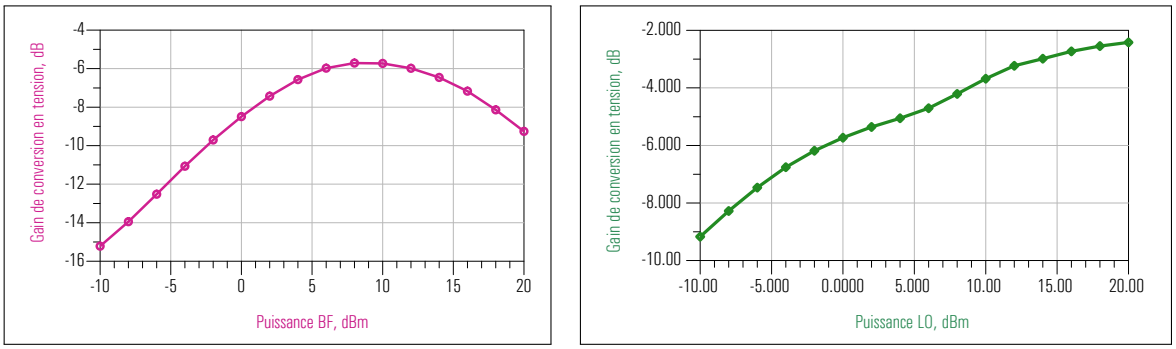
Fig 5.9: *Variation du point de compression à 1 dB et le gain de conversion (en puissance) en fonction du niveau de LO*

Pour des valeurs supérieures, le gain chute. Une puissance de 5 dBm correspond à 1 V environ (Tab 5.1). Cette valeur est supérieure à la marge prévue pour activer les MOSFETs. Pour une telle amplitude, les MOSFETs entrent dans la région triode et par conséquent fait chuter le gain de conversion.

Le gain en tension doit varier en fonction du rapport R_D/R_S, mais en réalité il augmente moins rapidement que ce qui est prévu [30]. Nous pouvons ajuster la puissance de l'oscillateur local en fonction du point de compression à 1 dB et du gain de conversion

Puissance LO (dBm)	Tension LO	Compression de puissance Puissance d'entrée (dBm)	Gain de conversion
-20	0.061/-14.223	2.389	-26.221
-15	0.109/-14.334	1.996	-21.154
-10	0.193/-14.566	0.966	-16.200
-5	0.343/-14.171	0.692	-12.641
0	0.613/-13.346	0.243	-11.277
5	1.094/-13.006	3.326	-13.524
10	1.936/-14.100	11.001	-16.813

Tab 5.1: *Point de compression à 1 dB*



(a) (b)

Fig 5.10: *Variation du gain de conversion en tension, (a) en fonction de la puissance BF, (b) en fonction de la puissance LO*

5.7 Isolation

L'isolation a une importance capitale dans l'apparition de la porteuse dans le spectre RF. La figure 5.11 montre l'isolation entre les différents accès du mélangeur. La plus importante est l'isolation entre l'accès LO et accès RF. Celle ci est comprise entre 40 et 80 dB.

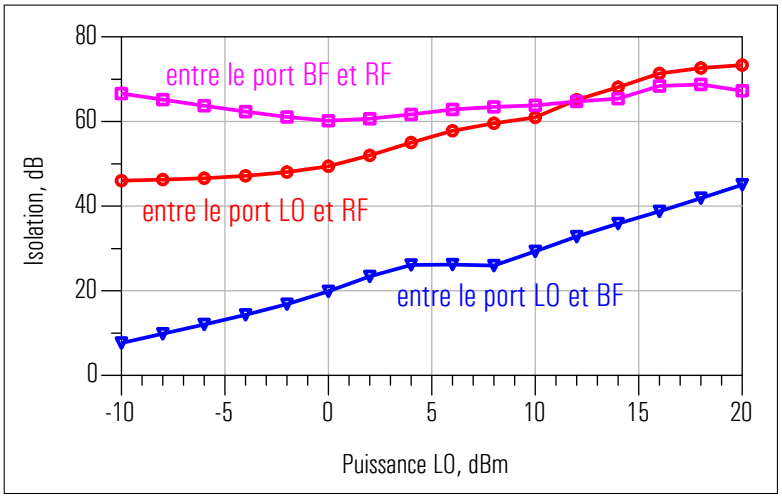


Fig 5.11: *Isolation entre les différents ports du mélangeur*

Généralement l'isolation entre l'accès LO et RF est de l'ordre de 30 dB [31]. Notre mélangeur enregistre une assez bonne performance en termes d'isolation.

5.8 Intermodulation d'ordre 3

Dans un environnement multi-signaux, la valeur crête du signal d'entrée peut être vraiment large en des instants où les signaux sont en phases. C'est cette valeur de la tension qui détermine la distorsion du mélangeur. Pour un signal deux tons, le point de compression à 1 dB est inférieur de 6 dB par rapport à un signal simple ton. Dan ce cas, la valeur crête du signal est deux fois supérieure. Dans la simulation on doit choisir une résistance de charge égale à $2R_D$ de sorte à ce que la puissance absorbée par la charge soit égale à la puissance disponible en sortie

$$P_{out} = V_{out}^2/4R_D$$

Les distorsions par inter modulation d'ordre 3 sont mesurées par le point d'interception d'ordre 3 noté TOI (third order interrupt). C'est un niveau fictif du signal pour lequel la fondamental est le produit d'ordre 3 sont égaux en puissance. Ce point est environ 10 à 15 dBm supérieur au point de compression à 1dB. A ce niveau, le circuit n'opère pas correctement. Plus le TOI est élevé, plus la possibilité de traiter de larges signaux est grande. Le TOI peut être exprimé en terme de puissance d'entrée que l'on note IIP3 (Input interrupt point 3) ou bien en terme de puissance de sortie notée OIP3 (Output interrupt point 3).

On peut extrapoler les deux courbes pour trouver le IIP3 ou bien faire le calcul à partir des donnés en comptant 10 dBm à partir du pt 1 dB.

Fréquence des IMD3	OIP3, dBm	IIP, dBm	Rapport porteuse /IMD	Puissance LO, dBm
2.0497 GHz	-5.294	15.129	10.319	0
2.0503 GHz	-5.567	14.856	9.694	0

Tab 5.2: *Point d'interception d'ordre 3*

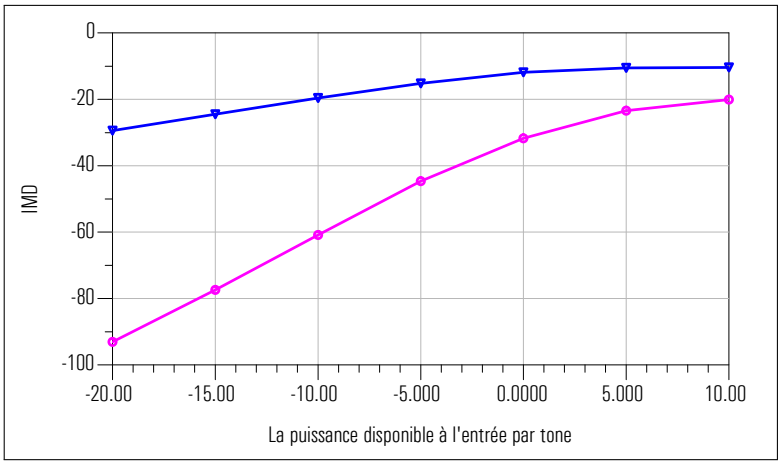


Fig 5.12: *Point d'interception d'ordre 3*

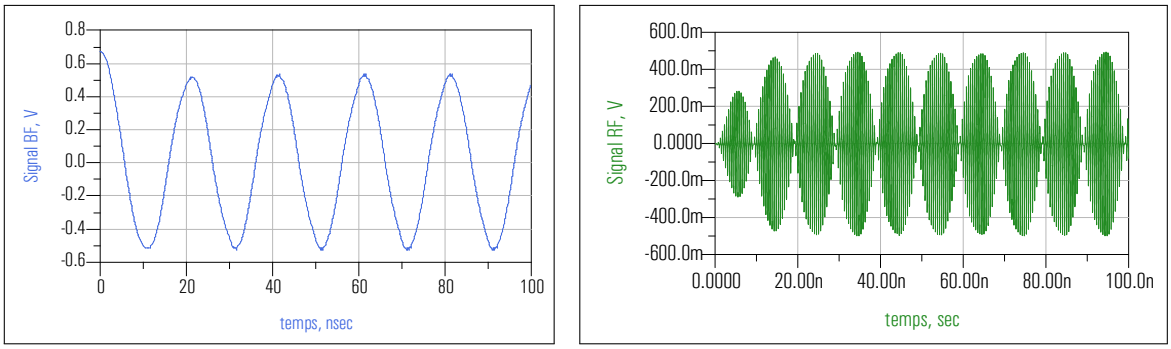
Le tableau 5.2 résume les performances du mélangeur en terme d'IMD pour les deux fréquences produits d'inter modulation pour une puissance de l'oscillateur local égale à 0 dBm. Cette valeur a été choisie de sorte à ne pas créer une compression de gain. Le point d'interception d'ordre trois en terme de puissance d'entrée (IIP3) et en terme de puissance de sortie (OIP3) sont donnés en dBm.

On peut noter que les points d'interception d'entrée et de sortie sont liés par le gain:

$$OIP3 = IIP3 + G_P$$

5.9 Implémantation de la modulation quadratique

La figure 5.13(b) montre le signal RF modulé par un signal BF sinusoïdale d'une fréquence de 50 MHz (Fig. 5.13(a)). La fréquence de la porteuse est de 2 GHz. La cellule de Gilbert sera utilisée dans l'implémentation de l'émetteur à conversion directe (Fig. 5.14). L'émetteur est constitué de deux cellules de Gilbert, d'un générateur de signaux quadratique pour l'oscillateur local et du circuit de Wilkinson pour effectuer la combinaison des canaux I et Q.



(a) (b)

Fig 5.13: *Opération de modulation effectuée par le mélangeur, (a) signal basse fréquence, (b) signal haute fréquence.*

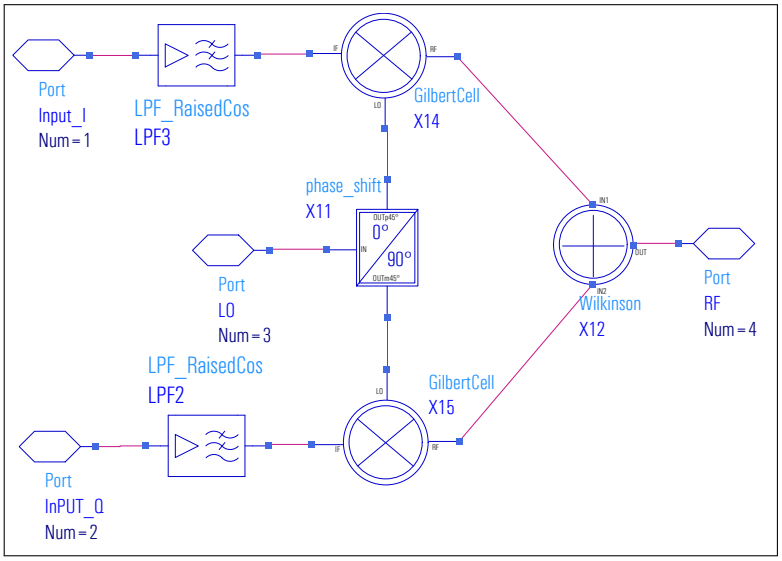


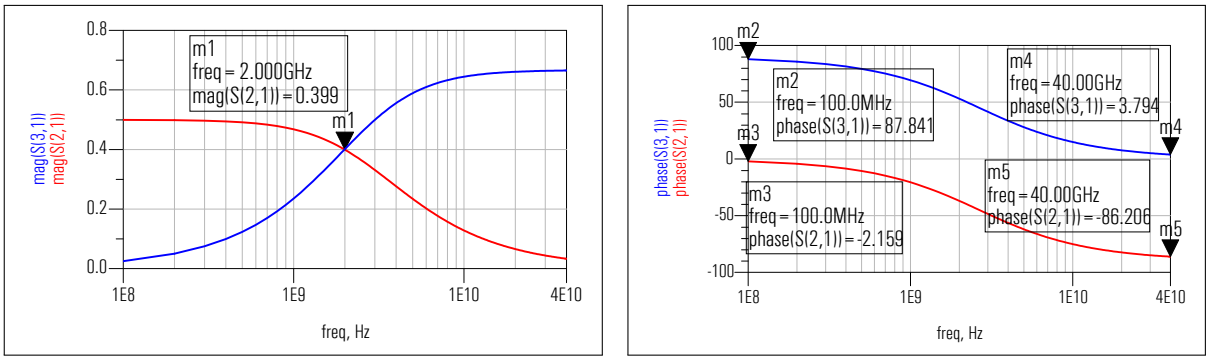
Fig 5.14: *Émetteur à conversion directe*

5.9.1 Déphaseur RC-CR

Pour une fréquence de 2 GHz, la valeur nominale de R est égale à 100Ω [12], on peut calculer la valeur de C selon la relation 3.41

$$C = \frac{1}{2 \times \pi \times 2 \times 10^9 \times 100} = 0.795 \quad \text{pF}$$

Sur la figure 5.15(a), on peut constater que les amplitudes de la porteuse dans les deux canaux I et Q sont bien égales à 2 GHz. La variation de la phase est représentée par la figure 5.15(b). On constate une erreur de 2.159°. Cependant la différence de phase entre les deux canaux est toujours de 90°.

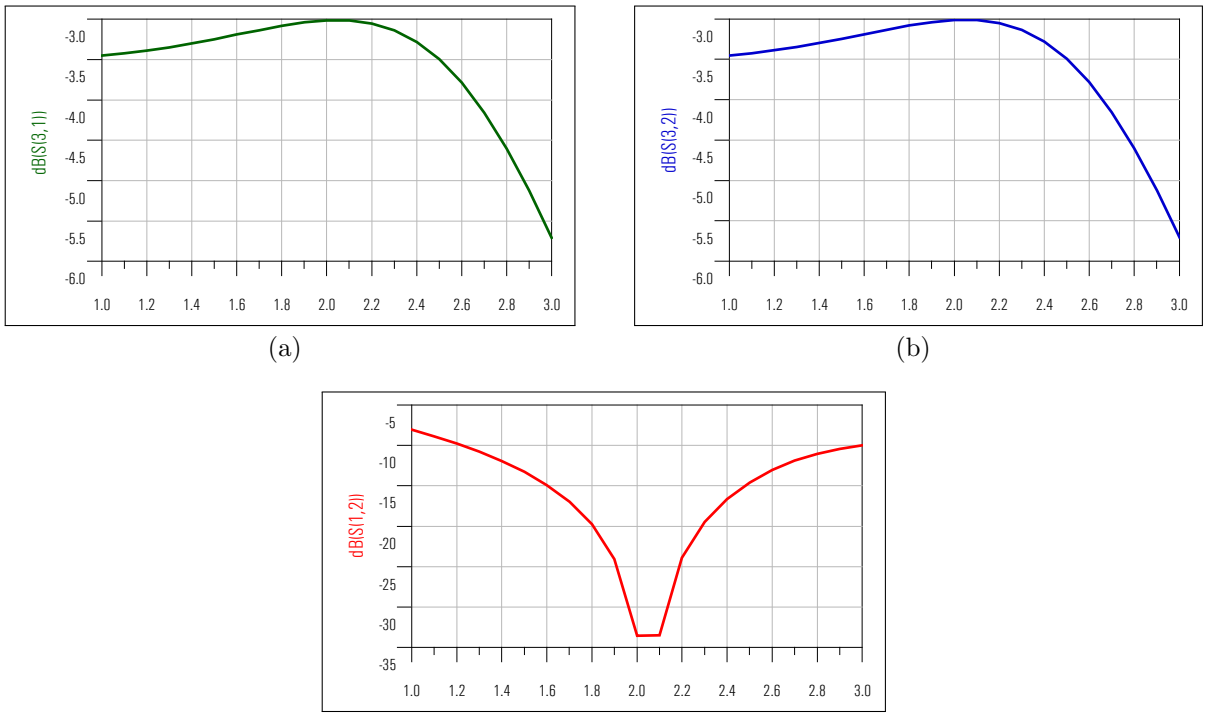


(a) (b)

Fig 5.15: *Déphaseur RC-CR, (a) amplitude, (b) phase.*

5.9.2 Circuit de Wilkinson

Le circuit de Wlkinson peut être conçu avec des cellules LC. Pour une fréquence de 2.05 GHz, les valeur de L et de C sont respectivement 5.49 nH et 1.097 pF. L'inconvenant de cette version du circuit de Wilkinson est la bande passante qui reste limitée.



(a) (b)

(c)

Fig 5.16: *Paramètres S du Circuit de Wilkinson en éléments localisés (a) S_{31} (b) S_{32}, (c) S_{12} ou S_{21}*

5.9.3 Modulation PSK

A présent nous pouvons construire notre émetteur selon la topologie homodyne à partir des différents circuits décrits dans les paragraphes précédents. La figure 5.17 illustre le circuit de modulation quadratique. Le modulateur est ensuite suivi par l'amplificateur de puissance pour constituer l'émetteur homodyne.

La figure 5.18 montre la modulation PSK. Le signal à l'entrée des deux mélangeurs

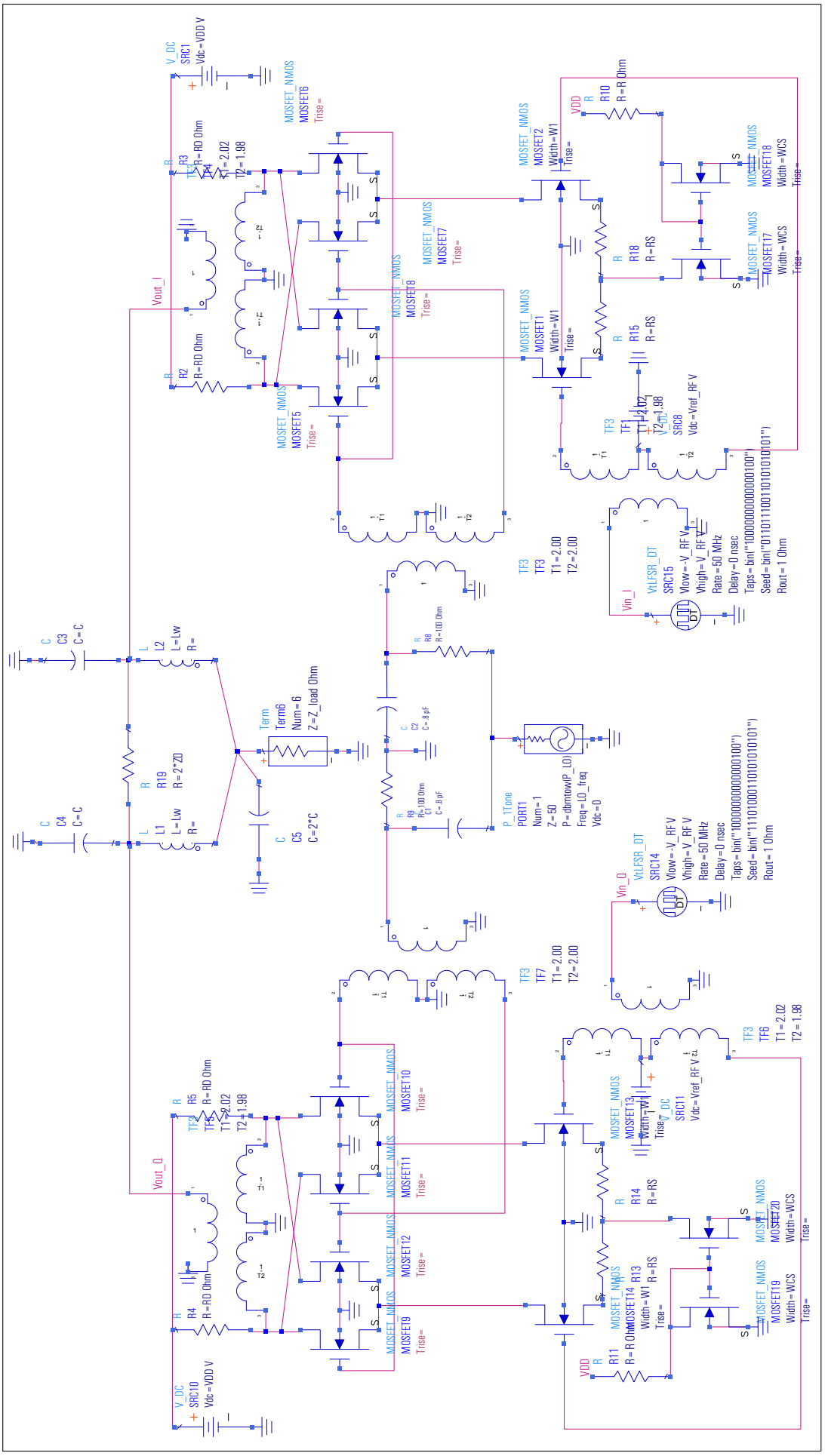


Fig 5.17: *Modulateur quadratique utilisant deux cellule de Gilbert*

est un signal rectangulaire aléatoire. Nous distinguons clairement les sauts de phase. Par ailleurs l'enveloppe du signal présente des fluctuations dans l'enveloppe dûes à l'utilisation des filtres en cosinus surélevés comme on pouvait le prévoir.

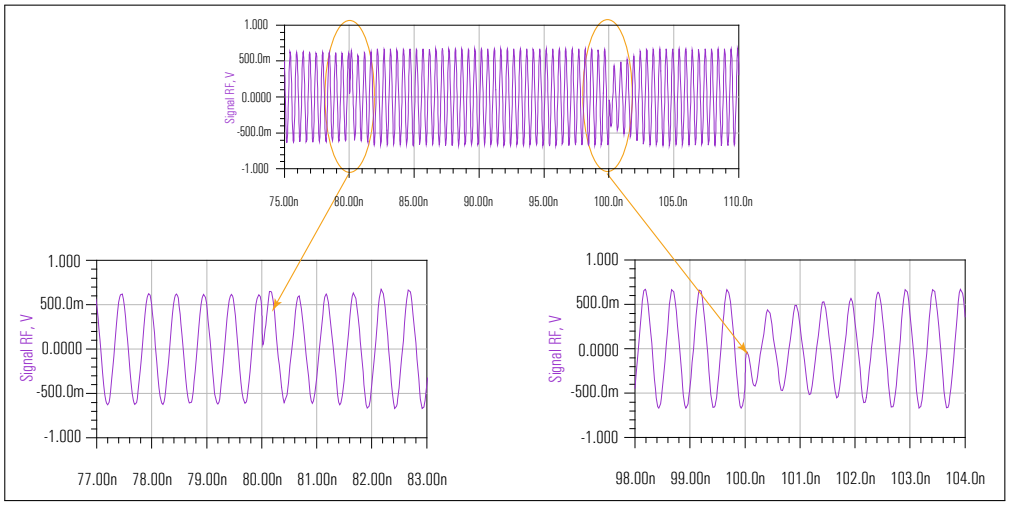


Fig 5.18: *Modulation PSK*

5.10 Calibration automatique

5.10.1 Détecteur de puissance

Les détecteurs de puissance à base de diode ont une étendue limitée. Pour des puissances élevées, la diode fonctionne dans la région linéaire et agit donc comme un détecteur d'enveloppe. Dans la figure 5.20(a) nous avons fait varie l'offset à l'entrée du mélangeur avec un pas de 5 mV afin de connaître l'étendue du détecteur [34]. Celle-ci est comprise entre -40 mV et +40 mV.

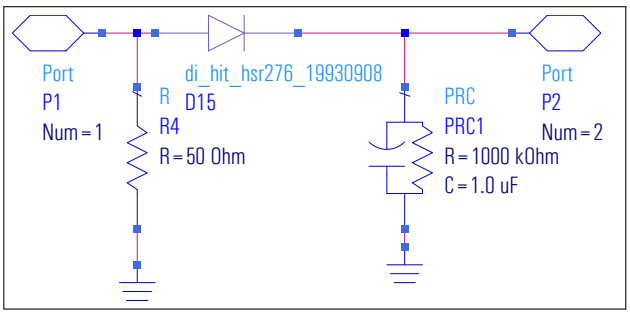
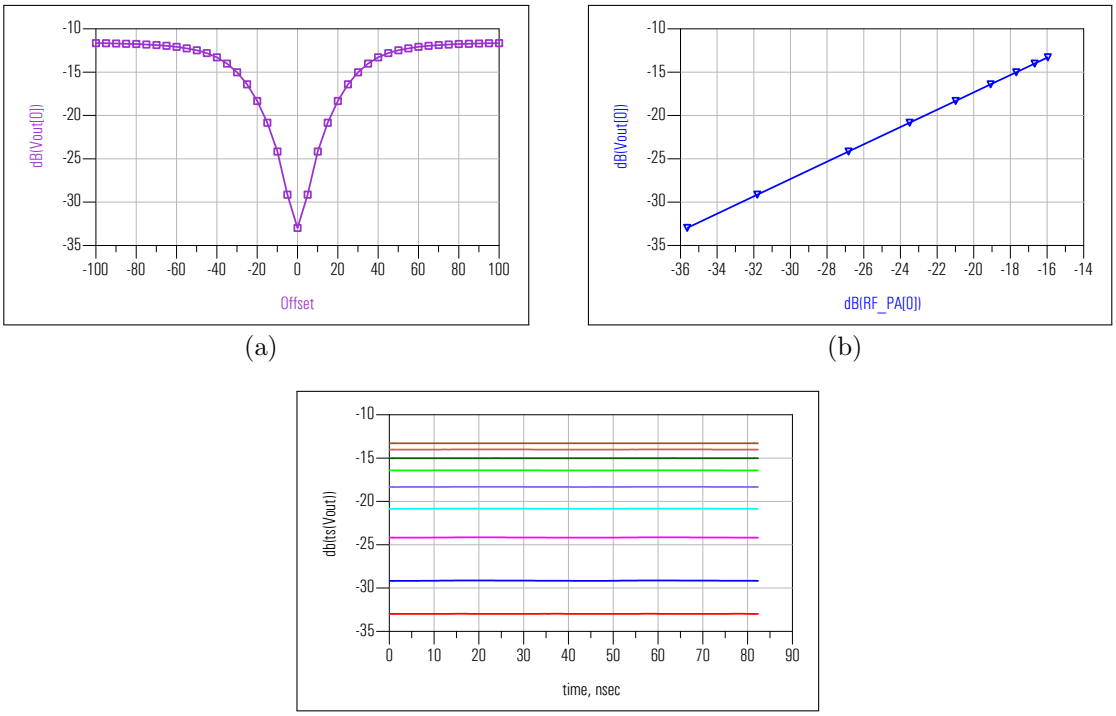


Fig 5.19: *Implémentation du détecteur de puissance sous ADS*

Si l'offset n'est pas dans cette plage, le détecteur ne peut discerner les puissances produites par les différents offsets. D'autre part on remarque la symétrie dans le graphe; Les offsets positives produisent les mêmes puissances que les offsets négatives.



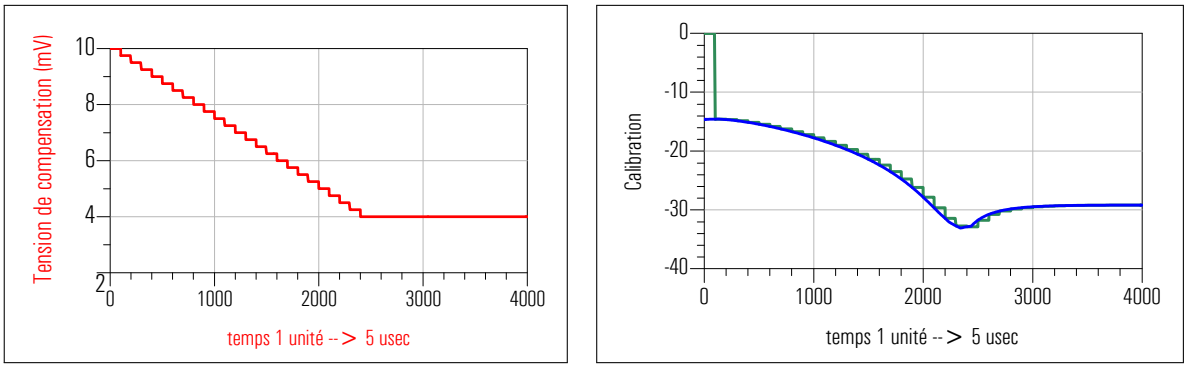
(a) (b)

(c)

Fig 5.20: *(a)Puissance détectée en fonction de l'offset, (b)Caractéristique du détecteur de puissance, (c) Tension de sortie du détecteur pour différentes valeurs de l'offset*

5.10.2 La calibration

L'offset à l'entrée du mélangeur est ajusté à -4 mV avec une fréquence de la porteuse de 2 GHz [28]. Les puissances détectées sont converties en dB avant qu'elles soient utilisées par le contrôleur. Dès la mis sous tension, le bloc de calibration génère une tension de compensation de +10mV. La figure 5.21(a) montre la valeur de la tension de compensation qui diminue à chaque itération et se stabilise à +4mV.



(a) (b)

(a) *Evolution de la tension de compensation*, (b) — *Puissance détectée*, — *contenu du registre*

La courbe bleue dans la figure 5.21(b) montre l'évolution de la puissance tout au long du processus. La valeur de la puissance est contenue dans le registre (courbe verte de la figure 5.21(b)). Le contenu initial du registre est nul. La puissance diminue et se stabilise quand la tension de compensation se stabilise.

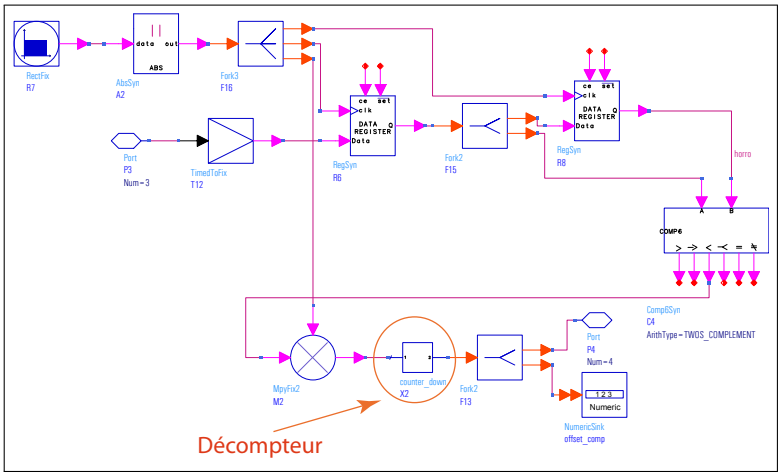


Fig 5.21: *Implémentation du bloc de calibration sous ADS*

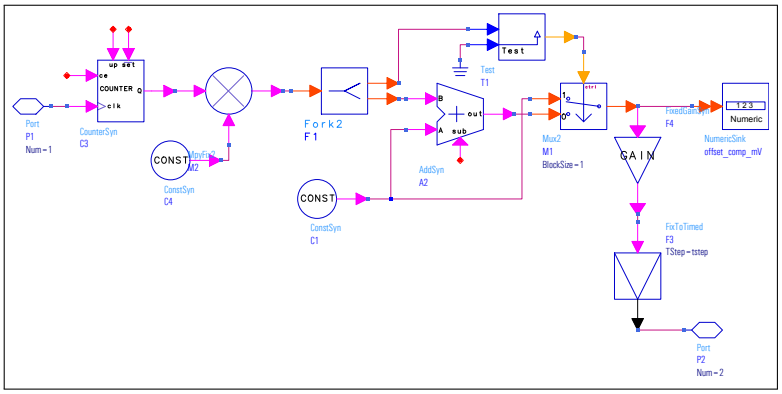


Fig 5.22: *Implémentation du décompteur sous ADS*

L'axe des abscisses correspond au temps de traitement. Chaque unité correspond à environ 5μs. L'algorithme se stabilise à 2200, ce qui représente environ 11ms. Ce temps est nettement inférieur à celui de [5] qui est de 280 ms environ.

L'élimination de la porteuse résiduelle dépend principalement du pas d'itération. Ce Dernier et directement lié au détecteur utilisé dans la calibration et doit pouvoir distinguer deux puissances successives pour le pas choisi.

5.10.3 Détection du signe

Dans le cas où l'offset est positif, le contrôleur doit générer une tension de compensation négative afin de neutraliser l'offset. Dans le cas présent, la tension de compensation positive n'est pas un avantage. Le contrôleur doit décroître la tension de compensation de sa valeur initiale (+10 mV) passer par zéro afin d'atteindre la valeur négative qui neutralise l'offset positif (Fig. 5.23).

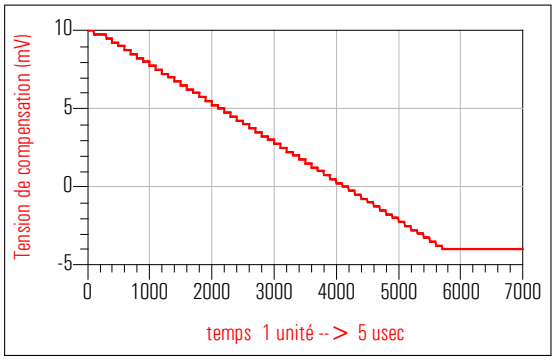
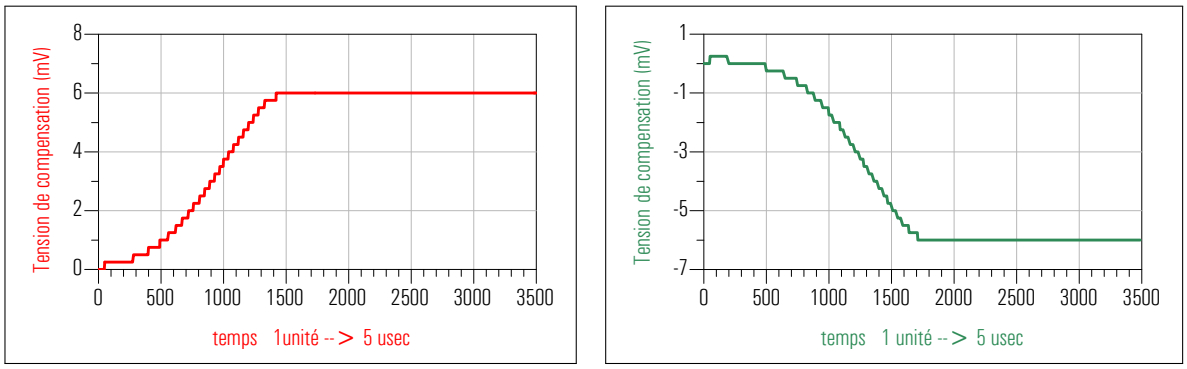


Fig 5.23: *Tension de compensation dans le cas d'offset positif*

Cela nécessite un temps considérable. Si l'offset est égale à +4 mV, l'algorithme se stabilise à environ 5800, ce qui correspond à 28 *ms* (Fig 5.23). La détection du signe de l'offset au début du traitement nous fera économiser un temps précieux. En effet lorsque le signe de l'offset est détecté, l'algorithme converge à 1500, soit 7.5 *ms* [27] (Fig. 5.24(a) et 5.24(b)).



(a) (b)

Fig 5.24: *Tension de compensation (méthode avec détection du signe de l'offset); (a) cas où l'offset est négatif, (b) cas où l'offset est positif*

Le bloc de calibration automatique est illustré par la figure 5.25, il est constitué d'un détecteur de signe, du bloc de contrôle, d'un compteur de temps et d'un circuit d'initialisation. Ces différents circuits sont décrits respectivement par les figures 5.26, 5.27, 5.28, 5.29.

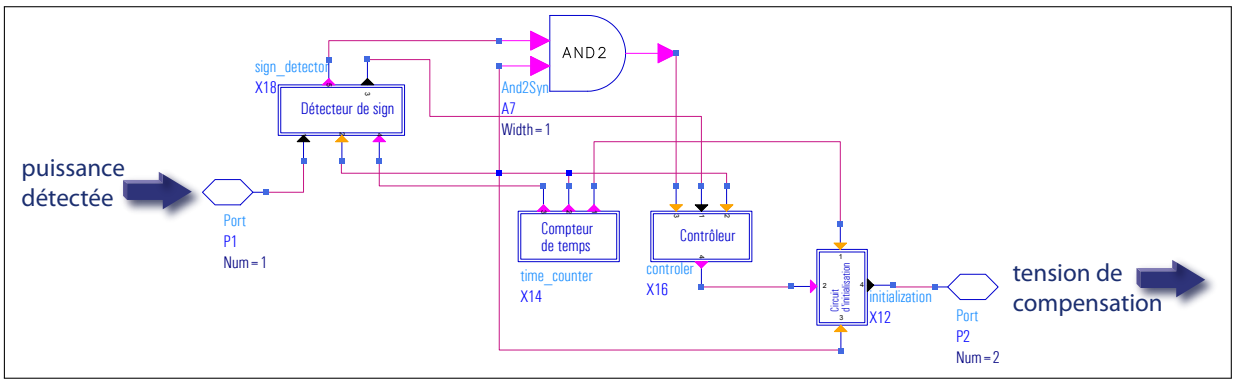


Fig 5.25: *Block de calibration automatique avec détection de sign*

Pour le contrôleur nous reprenons le même principe, mais cette fois le contrôleur contient un compteur et décompteur étant donné que l'algorithme peut prendre deux sens. Ce dernier est fixé par le résultat du détecteur de signe. Le circuit de calibration doit être initialisé correctement et d'où l'utilisation d'un circuit d'initialisation. En dernier un chronomètre permet d'allouer à chaque étape: initialisation, détection de signe et calibration un laps de temps.

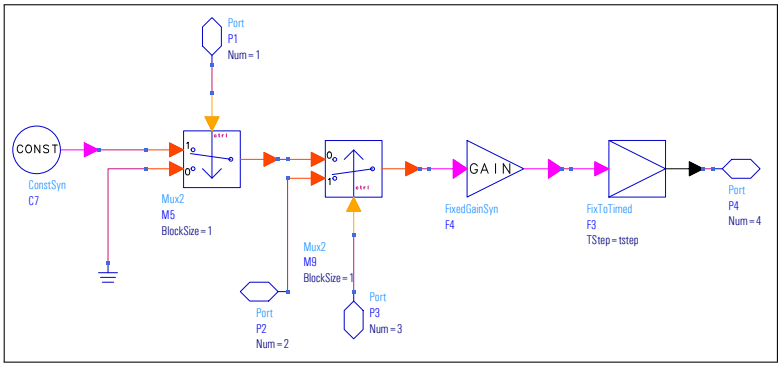


Fig 5.26: *Circuit d'initialisation*

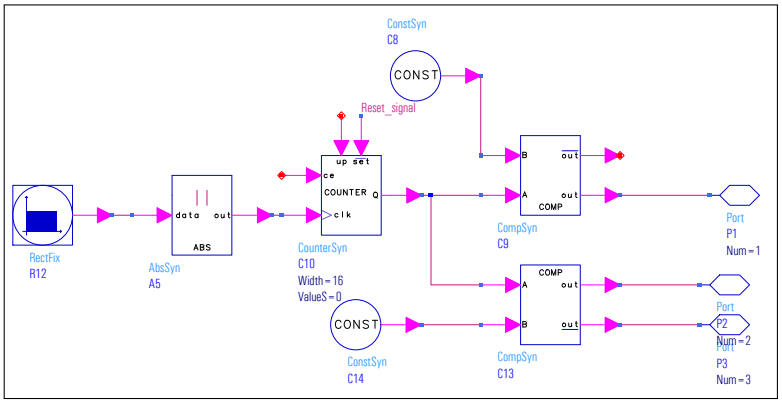


Fig 5.27: *Compteur de temps*

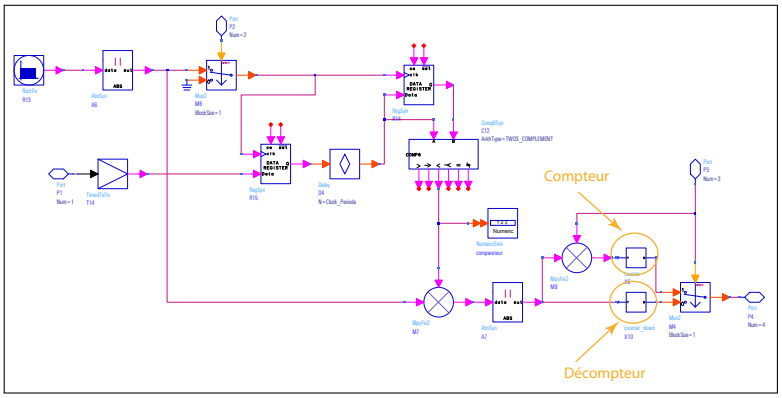


Fig 5.28: *Le contrôleur*

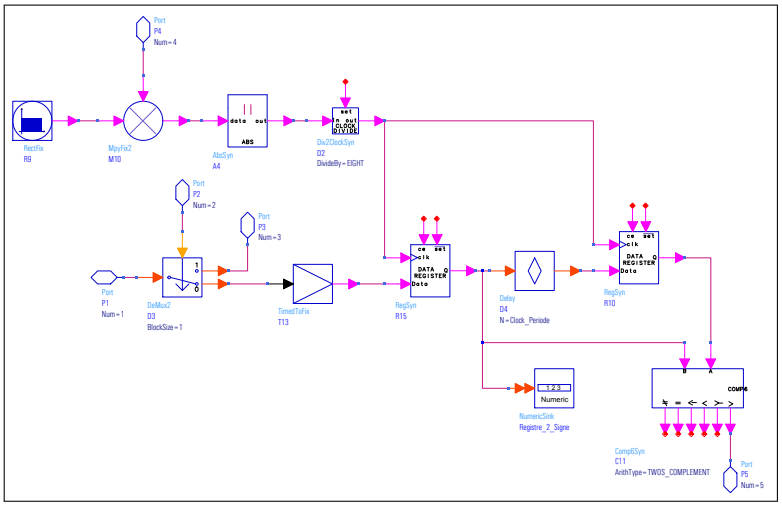
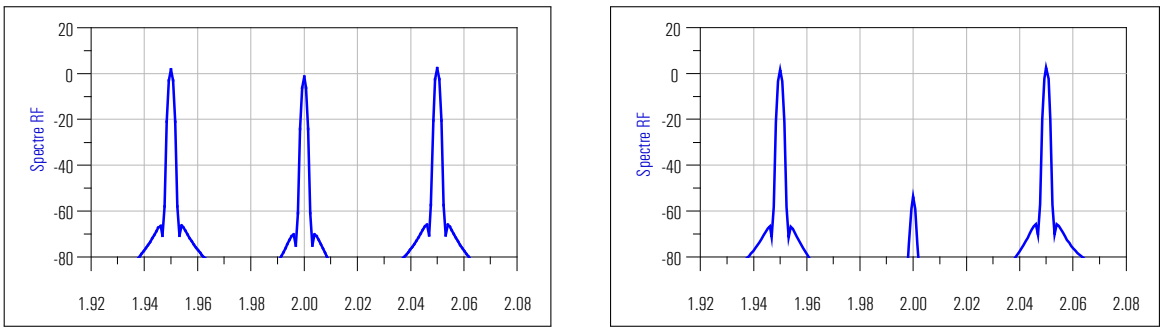


Fig 5.29: *Détecteur de sign*

La figure 5.30(a) illustre le spectre à la sortie de l'émetteur sans la calibration automatique. Le signal transmis est une sinusoïde. L'offset provoquant l'apparition de la porteuse résiduelle est égale à 10 mV Le niveau de la porteuse résiduelle est presque aussi élevé de que le signal à transmettre. La figure 5.30(b) montre le résultat de la calibration automatique ; La porteuse résiduelle dûe à l'offset à complètement disparue, il ne reste plus que la contribution de l'isolation entre l'accès LO du mélangeur et l'accès RF.



(a) (b)

Fig 5.30: *Spectre RF pour une sinusoide; (a) avant la calibration, (b) après la calibration*

Conclusion et perspectives

L'architecture homodyne est de plus en plus utilisée en communications radio mobile, car elle permet de réduire le nombre de composants et par la même occasion les dimensions et le coût des circuits d'où l'intérêt qui lui est porté en conception radio fréquence. Il s'en suit alors une structure plus compacte nécessitant une plus grande habilité lors de sa conception. La porteuse résiduelle est un exemple de ce paradoxe. La fuite de la porteuse est dûe à l'isolation limitée dans les mélangeurs entre l'accès LO et RF d'une part et la composante continue dans les signaux en bande de base d'autre part. Le problème de l'offset est plus critique en communications WCDMA en raison de l'utilisation des filtres de reconstruction qui doivent en raison de la nature même des communications WCDMA offrir un contrôle sur le gain provoquant ainsi l'offset d'où le lien entre cette norme de communication et le problème de la porteuse résiduelle. Le but de ce travail est de réduire la porteuse résiduelle à un niveau assez faible. Pour ce faire, nous avons dû construire un émetteur à conversion directe. Celui-ci a été construit et implémenté sous ADS. La fréquence de la porteuse est choisie proche de la fréquence utilisée en WCDMA.

La cellule de Gilbert a été utilisée en guise de mélangeur dans notre émetteur. Elle a été conçue dans sa structure d'origine mis à part l'utilisation de transistors à effet de champs à la place des transistors bipolaires et des résistances de linéarisation. Les transistors MOSFET sont conçus en 0.35 μm et modélisés par le BSIM3. Cette topologie a des performances modestes par rapport aux variantes apparues beaucoup plus tard, plus complexes et beaucoup plus performantes. Quand le mélangeur est destiné à l'émission, la linéarité devient une considération majeure. Dans notre cas elle présente avec l'isolation une priorité. La cellule de Gilbert que nous avons conçue a un gain de conversion limité. Nous ne pouvons pas atteindre un gain élevé avec une structure classique.

La seconde partie de notre travail consiste en l'élimination de la porteuse résiduelle par calibration automatique. Celle ci a été implémentée également sous ADS. Nous avons montré que le circuit de contrôle pouvait retrouver la valeur de l'offset à l'entrée du mélangeur et l'annuler uniquement grâce un algorithme approprié et un détecteur de puissance. Constitué d'une diode Schottky et d'un filtre passe bas, notre détecteur peut couvrir un offset qui s'étend de -40 mV à 40 mV. Au delà de cette étendue, le détecteur devient obsolète, on doit alors chercher une diode ayant une plus grande étendue quadratique. Il est aussi recommandé d'utiliser un amplificateur logarithmique pour économiser la résolution du convertisseur analogique numérique, dans notre cas 10 bits on été nécessaires. Le détecteur à diode peut être suivi par un limiteur pour les mêmes raisons.

La simplicité de l'idée utilisée dans notre l'algorithme requiert que peut de composant: registres, comparateur et décompteur. La disparité de l'offset dans les canaux I, Q nécessite deux calibrations. La première approche serait une calibration séquentielle; Une fois

la calibration effectuée dans le canal I, un circuit d'aiguillage relie le contrôleur vers le canal Q. On doit alors initialiser l'algorithme grâce à un circuit approprié, celui ci peut compliquer d'avantage le contrôleur. L'inconvénient de cette approche est que le temps de traitement est doublé. Étant donné que le contrôleur doit marquer un temps mort pour effectuer la calibration, le temps nécessaire au traitement doit être le plus court possible. C'est ce qui a motivé notre choix porté sur une calibration des deux canaux en même temps qui est une approche plus séduisante. Nous avons réduit le temps nécessaire à la convergence de l'algorithme en utilisant un détecteur de signe. Le temps de traitement est réduit jusqu' à 7.5 ms pour un offset de 6 mV. En définitif l'élimination de la porteuse résiduelle peut atteindre grâce à notre approche une valeur de 50 dB.

Cette solution est très pratique car le calibrateur nécessite que peu de composants. Les progrès dont a bénéficié la technologie CMOS ces dernières années ont fait d'elle une technologie très adaptée au traitement numérique du signal car elle est peu encombrante et peut atteindre des vitesses de traitement très élevées. Les résultats de la simulation ont prouvés l'efficacité de cette approche ainsi que le gain de temps plus que satisfaisant nécessaire au traitement.

La technique de calibration automatique peut être étendue pour résoudre d'autres problèmes de modulation comme l'erreur de gain ou encore l'erreur quadratique qui contribuent également à dégrader l'amplitude du vecteur d'erreur. Le mélangeur n'est pas le seul circuit sujet à la calibration automatique pour réduire la porteuse résiduelle. La calibration peut également être appliquée aux filtres de reconstruction qui sont à l'origine de l'offset. Les efforts fournis pour améliorer ce type de solution sont souvent concentrés sur l'optimisation du détecteur de puissance. Des détecteurs de plus en plus performants voient le jour. Ces derniers peuvent s'adapter à une gamme de signaux très variée, et sont indépendants de la modulation utilisée.

Une autre solution consiste à supprimer le contrôle de gain dans la partie bande de base afin d'éliminer l'offset en gardant uniquement le contrôle de gain dans la partie RF. Il faut cependant veiller à ce que cette solution ne crée pas d'autres problèmes et de garder les performances de l'émetteur intactes. Il est aussi possible de remédier au problème de l'offset en concevant des filtres de reconstruction n'introduisant qu'un très faible offset. Ce type de solutions ont fait l'objet de nombreux travaux.

Les mélangeurs à commutations de courant font également l'objet de développement, plus performant en terme de linéarité et de gain de conversion et même moins sensible à l'offset. L'utilisation de deux sources de courant, l'une pour l'étage de transconductance et l'autre pour l'étage de commutation est une pratique très courante dans la conception des mélangeurs, cela permet d'augmenter nettement le gain. L'utilisation de source de courant à la place des résistances de drain permet également d'augmenter ce dernier. Les mélangeurs subharmoniques sont sans doute les mélangeurs les plus appréciés en terme de linéarité qui en communication large bande est une priorité.

En dernier nous pouvons citer une architecture particulière qui n'a par été évoquée dans cette thèse à savoir l'architecture polaire. Cette architecture relativement ressente est de plus en plus attractive. Contrairement à la modulation cartésienne, la modulation polaire ne nécessite pas de mélangeur. L'élimination de ce dernier a pour avantage d'éliminer tous les problèmes qui lui sont associés, parmi lesquels la porteuse résiduelle.

Bibliographie

[1] Q. Gu, *RF System Design of Transceivers for Wireless Communications*. New York, NY: Springer, 2005.

[2] R. Minarik, "Circuit of Canceling Local Oscillator Leakage Through Mixer," *Microwave Journal*, pp. 182–186, July 1985.

[3] J. Rogin, I. Kouchev, Q. Huang, G. Brenna, and D. Tschopp, "A 2-GHz carrier leakage calibrated direct-conversion WCDMA transmitter in 0.13-μm CMOS," *IEEE Journal of Solid State circuits*, vol. 39, no. 8, pp. 1253–1262, August 2004.

[4] D. M. Treyer and W. Bächtold, "Investigation of a self-calibrating SSB modulator," *IEEE transactions on microwave theory and techneques*, vol. 53, no. 12, December 2005.

[5] L. Maurer, Z. Boos, R. Weigel, C. Lanschützer, and A. Spinger, "Integrated adaptive LO leakage cancellation for W-CDMA direct upconversion transmitters," *Phil. Trans. Roy. Soc. London*, pp. 19–22, June 2003.

[6] B. Razavi, "RF transmitter architectures and circuits," *IEEE CICC*, pp. 197–204, 1999.

[7] ——, *RF Microelectronics*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1999.

[8] A. Abidi, "RF CMOS Comes of Age," *IEEE Journal of solid state circuits*, vol. 39, no. 4, pp. 549–561, April 2004.

[9] L. Couch, *Digital and Analog Communication Systems*, 5th ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1997.

[10] E. McCune, *Taming the Quadrature Modulator*, Tropian Inc, January 2000.

[11] E. Tiiliharju, "Integration af broadband direct-conversion quadrature modulation," Ph.D. dissertation, Helsinki University of Technology, 2006.

[12] A. Parssinen, *Direct Conversion Transceiver in Wide Band Systems (Chapitre 4)*. Boston, MA: Kluwer Academic, 2001.

[13] T. Lee, *The design of CMOS radio-frequency integrated circuits*, 2^{nd} ed. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2004.

[14] G. Mehdi, *Highly Linear Mixer for On-Chip RF Test in 130nm CMOS*. Master's thesis, Linköping Institute of Technology, 2007.

[15] P. Gray and R. Meyer, *Analysis And Design Of Analog Integrated Circuits*, 4th ed. New York, NY: John Wiley & Son, 2001.

[16] C. J.Rogers, *Radio Frequency Integrated Circuit Design.* Norwood, MA: Artech House, 2003.

[17] B. Razavi, *Designe of analog CMOS integrated circuits.* New York, NY: McGraw Hill, 2001.

[18] Baker, *CMOS Circuit Design Layout and Simulation, Chapitre 20.* Boston, MA: Kluwer Academic Press, 1997.

[19] P. Vizmuller, *RF Design Guide, Systems, Circuits and Equations.* Norwood, MA: Artech House, 1995.

[20] I. D. Robertson and S. Lucyszyn, *RFIC and MMIC design and technology.* IEE Circuits, Devices and Systems Series, 2001.

[21] X. Zhang, *Design Of Linear RF Outphasing Power Amplifiers.* Norwood, MA: Artech House, 2003.

[22] G. Brenna, D. Tschopp, and Q. Huang, "Carrier leakage suppression in direct-conversion WCDMA transmitters," ser. Dig. Tech, I. ISSCC, Ed., San Francisco, CA, Feb 2003, pp. pp. 270–271.

[23] D. Tschopp, "WCDMA transmitter design in deep-submicron technology," Ph.D. dissertation, ETH, 2005.

[24] M. K. Nezami, "RF Architectures & Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers," 2003.

[25] S. C. Yang, *CDMA RF System Engineering.* Norwood, MA: Artech House, 1998.

[26] D. Tschopp, "Baseband circuit for UMTS transmitter," Infineon, Uni Linz, Research Projects, 2004.

[27] S. Tedjini, R. Touhami, M. Yagoub, and A. Bellaouar, "Carrier leakage calibration for direct conversion transmitters," in *Colloque International, TELECOM'2009 & 6emes JFMMA*, Agadir- Maroc, 12-14 Mars 2009.

[28] ——, "Automatic calibration of carrier leakage," in *Proceeding of 06st Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing.* Graz, Austria: Graz University of Technology, 23-25 July 2008.

[29] ——, "Carrier leakage calibration," in *18th International semiconductor conference.* Bucharest- Romania: IMT, 13 - 15 October, 2008.

[30] S. Long, "RFIC Mixer Design with ADS," in *Design Seminar*, Agilents technologies. Agilent EEsof Customer Education and Applications, 2001.

[31] S. Mass, *Microwave Mixers*, 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 1992.

[32] S. Long, "RFIC MOS Gilbert Cell Mixer Design," in *Design Seminar*, Agilents technologies. Agilent EEsof Customer Education and Applications, 2001.

[33] B. Pham, "A 1.9 GHz gilbert mixer in 0.18 μm CMOS for a cable tuner," Carleton University, Bachelor of Engineering Degree, 2005.

[34] S. Tedjini, R. Touhami, M. Yagoub, and A. Bellaouar, "Calibration automatique de la porteuse residuelle," in *Proceeding of 21st Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Niagara Falls, Ontario Canada, 4-7 Mai 2008.

Index

$\pi/4$-QPSK, 22
échantillonnage
    mélangeur à échantillonnage, 29
émetteur heterodyne, 5
émetteur homodyne, 4
émetteurs, 4

mélangeur quadratiques, 29

ADS, 3
ADS *voir* Avanced Design System, 2
Advanced Design System, 2
Architecture des émetteurs, 4

BER, 13
bipolaire
    signal bipolaire, 11
BPSK, 11, 14
bruit
    bruit blanc gaussien, 16

Carrier leakage, *voir* Porteuse résiduelle
carrier leakage, 32
carrier leakage , 25
CDMA, 28
Cellule de Gilbert, 40
cellule de Gilbert, 3
code
    code Gray, 14
commutateur, 5
constellation, 28
cross talk, 9
cross-tolk, 43

DC offset, 25
distortion
    distortion de la modulation, 24
down converter, 29
duplexeur, 5

efficacité spectrale, 13, 16

erreur
    erreur d gain, 24
    erreur d'offset, 24, 25
    erreur de quadrature, 24
    vecteur d'erreur, 27
Error vector magnitude
    EVM, 27
error vector magnitude, 1
    EVM, 27
error vector phase
    EVP, 27
EVM, 1
EVM *voir* Eror vector magnitude, 27

facteur d'arrondis, 18
facteur de qualité de l'onde, 28
FDD, 5
feedthrough, 6
Filtre
    Raised Cosine, 18
filtre à onde acoustique de surface, 5
filtre en Racine de Cosinus surélevé, 19
Fréquence pôle, 41

Gilbert
    Cellule de Gilgert, 44
    cellule de Gilgert, 44
Gray
    code Gray, 14
GSM, 6

heterodyne, 4
homodyne, 4, 63

IIP3, 60
image rejection ratio
    IRR, 26
injection locking, 8
injection pulling, 8
Input interrupt point 3, 60

inter modulation distorsion, 60
intermediary frequency, 5
IS-95, 22
ISI *voir* iterférence inter symbole, 16, 17
isolation, 59

Ligne
    ligne quart d'onde, 42
LO feedthrough, 32
LO pulling, 7–9
low noise amplifier, 6

Mélangeur
    Mélangeur à multiplication directe, 30
    Mélangeur double équilibre, 32
    Mélangeur passif, 30
    Mélangeur simple équilibre, 30
mélangeur à échantillonnage, 29
miroirs de courant, 38
Mode commun, 37
Modulation, 11
MOSFET, 3

Nyquist
    méthode de, 17
    filtre de, 17

Offset, 44
OIP3, 60
OQPSK, 22
Output interrupt point 3, 60

PA
    amplificateur de puissance, 5
piézoélectrique, 5
porteuse résiduell, 32
porteuse résiduelle, 25
PSK, 13
Ptolemy, 3

QPSK, 13, 21
Quadratique
    signal quadratique, 40

rapport cyclique, 30
rapport signal sur bruit, 16
RC-CR, 40, 62

Shannon, 16
sinus cardinal, 17
SNR *voir* rpport signal sur bruit, 16
spectral regrowth, 21
square low mixer, 29
square-root raised cosine filter, 19
switching quad, 32
symbole, 13
systèmes on chip, 5

taux de réjection de l'oscillateur local , 26
taux de rejection de l'image, 26
TDD, 6
third order interrupt, 60
TOI, 60
Transconductance, 45
    Linéarisation de la transconductance, 33

up converter, 29
upconversion, 4

VCO, 9

wafer, 38
WCDMA, 28
Wilkinson, 42, 63

Zero crossing, 21
zero IF, 4

Résumé

Le problème de la porteuse est dûe aux décalages des signaux en bande de base. Ce phénomène dégrade l'amplitude du vecteur d'erreur qui ne doit pas dépasser les 17.5% en communications WCDMA en provoquant le décalage des symboles de la constellation et mène à la saturation de l'amplificateur de puissance. Il en résulte alors une grande perte de linéarité et une dégradation du signal RF transmis. Dans ce travail nous avons mis en œuvre une technique de calibration numérique pour réduire le niveau de la porteuse résiduelle qui est impossible à filtre dans un émetteur homodyne du fait que la porteuse se trouve au milieu du spectre RF. Elle est basée sur une série d'approximations successives de l'offset présent dans les canaux I et Q et nécessite l'utilisation d'un détecteur de puissance. Pour tester cette technique nous avons construit un émetteur à conversion directe opérant à 2 GHz. La partie radiofréquence a été implémentée sous ADS (Advanced Design System) d'Agilent technologies. Elle comprend le détecteur de puissance basé sur la diode Schottky, l'émetteur constitué deux cellules de Gilbert en MOSFET 0.35 μm, un amplificateur de puissance, un générateur de signaux quadratique passif (RC-CR) et un circuit de Wilkinson. Le contrôler est implémenté sous Ptolemy. Le circuit RF et le circuit numérique forment une boucle fermée.

Abstract

Carrier leakage phenomenon is due to DC offset in the baseband signals. It degrades the error vector magnitude which has not to exceed 17.5% in WCDMA communications by shifting the constellation symbols and leads to power amplifier saturation, and therefore a linearity decreasing and a degradation of the transmitted signals are observed. In this work, we present a calibration technique to reduce carrier leakage level that cannot be removed by a simple filtering because it lies in the middle of the RF spectrum. This technique is based on series of successive approximations of DC offset. For this purpose, we have to use a power detector. To check the validity of our approach we built a direct conversion transmitter operating at 2 GHz. Front part is implemented on ADS software. It's include the power detector based on the Schottky diode, the transmitter that contain two Gilbert cell in 0.35 μm MOSFET technologies, a power amplifier, a passive quadratic signals generator (RC-CR) and a Wilkinson's circuit. The controller is implemented using Ptolemy software. The RF circuit and the digital circuit form a closed loop.

ملخص

مشكلة تسرب الحامل راجع إلي تأخر الإشارات المراد بثها. وهذا يحط من قدر اتساع خطأ الناقل الذي لا ينبغي أن تتجاوز 17,5 % في الاتصالات WCDMA مما تسبب في فجوه كوكبة الرموز ويؤدي إلى تشبع في مكبر الطاقة. ويتبع بعد ذلك خسارة كبيرة للخطية وتدهور للإشارة المرسلة. في هذا العمل قمنا بصنع تقنيه للمعايرة الرقمية من اجل خفض من تسرب الحامل الذي من المستحيل أن يرشح في جهاز الإرسال ذات التحويل المباشر لان الحامل موجود في منتصف طيف الترددات اللاسلكية. وهو يستند إلى سلسلة متتالية من مقابلة تقريبية التباطا و تتطلب هده التقنية استخدام كاشف للقوة. لاختبار هذا الأسلوب قمنا بصنع جهاز الإرسال ذات التحويل المباشر الذي تشتغل في ٢ غيغاهيرتز. كما تم تنفيذ هدا العمل بواسطة برنامج ADS (تصميم نظام متقدم) لدى اجيلنت التكنولوجيات. وهي تشمل: كاشف القوة الذي يستعمل ديود شوتكي ، جهاز الإرسال المكون من خليتين جيلبيرمصنوعتين بتكنولوجية MOSFET 0,35 μ متر، و من مكبر القوة، مولد الإشارة الرباعية ودارة ويلكنسون. و اما المراقبة فتم تنفيذها بواسطة برنامج بطليموس التي تكون حلقة مغلقة مع دارة الترددات اللاسلكية.