



N° d'ordre : 05/2017

THESE DE DOCTORAT

Présentée par

Mme : Maryam ABATA

Spécialité : Télécommunications / Electronique

Sujet de la thèse : Etude de circuits pour un système de communication fonctionnant en bande millimétrique autour de 60 GHz

Thèse présentée et soutenue le 15 Avril 2017 devant le jury composé de :

Nom Prénom	Titre	Etablissement	
Catherine ALGANI	Professeur des universités	CNAM-Paris - France	Président
Mounir RIFI	Professeur d'enseignement supérieur	Université de Hassan II - Casablanca	Rapporteur
Nora AKNIN	Professeur d'enseignement supérieur	Université Abdelmalek Essaadi - Tetouan	Rapporteur
Hassan QJIDAA	Professeur d'enseignement supérieur	Université Sidi Mohamed Ben Abdellah - Fès	Rapporteur
Mahmoud MEHDI	Professeur associé et titulaire	Université Libanaise de Beirut - Liban.	Examineur
Laila SAKKILLA CHAKOUR	Ingénieur de recherche	Université de Valenciennes et du Hainaut Cambresis – France	Examineur
Said MAZER	Professeur Habilité	Université Sidi Mohamed Ben Abdellah – Fès	Examineur
Moulhime EL BEKKALI	Professeur d'enseignement supérieur	Université Sidi Mohamed Ben Abdellah – Fès	Directeur de thèse

Laboratoire d'accueil :

Laboratoire de Transmission et Traitement d'Information (LTTI)

Etablissement :

Faculté des Sciences et Techniques de Fès



Remerciements

Les travaux de recherche rapportés dans ce mémoire ont été réalisés au laboratoire de transmission et traitement d'information (LTTI) à l'université de sidi Mohamed Ben Abdellah de Fès en collaboration le laboratoire ESYCOM de CNAM- Paris et laboratoire de micro-ondes à l'université Libanaise.

Cette thèse a été dirigée par Monsieur Moulhime EL BEKKALI, Vice-président de l'université USMBA. Je tiens à lui adresser mes sincères remerciements pour sa générosité et ses qualités humaines. Le partage de ses connaissances et ses précieux conseils ont été un soutien au cours de mes années de recherche.

Monsieur Said MAZER, Professeur à ENSA de Fès, a assuré la co-direction de mes travaux de recherche. Merci pour tout ce que vous m'avez appris scientifiquement, professionnellement et humainement. Je tiens donc à vous exprimer toute ma gratitude pour m'avoir suivi et de m'avoir donné autant de confiance et de liberté dans mes choix. Vos idées enrichissantes, vos conseils très constructifs ont été d'une grande utilité lors de mon parcours.

Mes remerciements vont également à Pr. Mounir RIFI, Pr. Nora AKNIN et Pr. Hassan QJIDAA pour avoir accepté d'être les rapporteurs de ma thèse, et à tous les examinateurs d'avoir accepté de faire partie de mon jury.

Un grand merci à Monsieur Mahmoud MEHDI, Professeur à l'université Libanaise, pour ses disponibilités et sa générosité lors de toute la caractérisation et la conception de mes circuits.

Je remercie également tous mes collègues et je leur souhaite une bonne continuation pleine de réussite en thèse.

J'adresse tout particulièrement ma reconnaissance à mes parents, à ma sœur et à mes frères qui m'ont toujours encouragé et m'ont laissé choisir mon chemin durant mes années d'études. Qu'ils trouvent dans l'aboutissement de cette thèse mes plus chaleureux remerciements.

Et enfin, un remerciement spécial revient à mon mari Mohamed pour son soutien, son aide et sa patience toute au long de ces dernières années de thèse. Merci pour tous ces moments magiques et merci d'avoir cru en moi.

Etude de circuits pour un système de communication fonctionnant en bande millimétrique autour de 60 GHz

Résumé

Les systèmes de communication sans fil se sont considérablement développés durant la dernière décennie. En raison de la saturation de la partie basse du spectre micro-onde et des besoins croissants en transmissions haut débit (vidéo, contenus multimédias, etc.), les fréquences de fonctionnement des systèmes émergents de communications à usage grand public ou professionnel se décalent progressivement vers les fréquences millimétriques. En effet, l'une des caractéristiques de cette bande est l'importante atténuation du signal due à l'absorption par l'oxygène. Ce qui permet de réutiliser les fréquences dans des cellules de très petites tailles et de réduire ainsi les interférences co-canal.

Dans la partie Radiofréquence (RF) de ce genre de systèmes, l'un des points critiques est la génération du signal avec une fréquence stable, un faible niveau de bruit de phase et bon niveau de puissance. L'objectif de cette thèse consiste à la conception d'un ensemble de circuits de type MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) constituant la partie RF d'un récepteur fonctionnant dans la bande millimétrique (60 GHz). Ces circuits sont : le multiplicateur de fréquence et le mélangeur à réjection de fréquence image. Le travail de conception sera fait avec la technologie PH15 de la fonderie UMS sous le logiciel ADS (Advanced Design System).

Ce récepteur fera partie d'un système de communication sans fil de très haut débit.

Mots clés : Circuits MMIC, liaison millimétrique, récepteur RF.

Study of circuits for a communication system operating in mm-wave band around 60 GHz

Abstract

The wireless communication systems have been developed considerably over the last decade. Due to the saturation of the lower part of the microwave spectrum and the increasing demand of the broadband transmissions (video, multimedia content, etc..), the operating frequencies of the emerging communication systems for public or professional use are gradually shifted to the millimeter wave band around 60 GHz. Indeed, one of the characteristics of this band is the significant signal attenuation due to the absorption of oxygen. This allows the re-use of frequencies in very small sized cells and reduces the co-channel interferences.

In the Radiofrequency (RF) part of this kind of systems, one of the critical points is the signal generation with a stable frequency, low phase noise level and good power level. The purpose of this thesis is to design a set of MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) circuits constituting the RF part of a receiver operating in the millimeter band (60 GHz). These circuits are: the frequency multiplier and the image frequency rejection mixer. The design work will be done with the PH15 technology from UMS foundry using ADS (Advanced Design System) software.

This receiver will be part of a very high-speed broadband wireless communication system.

Keywords: MMIC circuits, millimeter wave link, RF receiver.

Liste des acronymes

Acronymes anglo-saxons

ADS	Advanced Design System
AlGaAs	Aluminium Gallium Arsenide
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
AV	Audio-Video
BiCMOS	Bipolar-CMOS
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
FET	Field-Effect Transistor
HD	High Definition
HEMT	High-Electron-Mobility Transistor
HIS	High Speed Interface
HPSK	Hybrid Phase Shift Keying
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
InGaAs	Indium Gallium Arsenide
IRM	Image Reject Mixer
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oscillator
LTCC	Low temperature co-fired ceramic
MAC	Media Access Control
MCM	Multi-Chip Module
MESFET	Metal–Semiconductor Field-effect Transistor
MIM	Metal-Insulator-Metal
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MODFET	Modulated-Doping Field Effect Transistor
NiCr	Nickel-Chromium
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PA	Power Amplifier
PAL	Protocol Adaptation Layer
PHEMT	Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
SAW	Surface Acoustic Wave

SC	Single Carrier
SDHT	Selectively-Doped Hetero-junction Transistor
SDR	Step Diode Recovery
SiP	System in Package
SNR	Signal-to-Noise Ratio
UMS	United Monolithic Semiconductors
VCO	Voltage Controlled Oscillator
WHDMI	Wireless High Definition Multimedia Interface
WiGig	Wireless Gigabit Alliance
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

Acronymes francophones

BF	Basse Fréquence
DSP	Densité Spectrale de Puissance
GaAs	Arséniure de gallium
FI	Fréquence Intermédiaire
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
RF	Radiofréquence
ULB	Ultra Large Bande

Liste des figures

Figure 1.1. Evolution des standards en fonction des débits.....	17
Figure 1.2. Atténuation due à l'oxygène atmosphérique et à la vapeur d'eau en fonction de la fréquence	20
Figure 1.3. Atténuation en fonction du taux de précipitations [I-9]	21
Figure 1.4. Réutilisation de fréquence dans la bande des 60 GHz	21
Figure 1.5. Comparaison entre une antenne à 6 GHz et une antenne à 60 GHz.....	22
Figure 1.6. Bandes de fréquences allouées à 60GHz [I-12]	23
Figure 1.7. Les quatre canaux définis dans le standard 802.15.3c [I-21]	25
Figure 1.8. Architecture WiGig permettant des communications à 3 bandes [I-25]	28
Figure 1.9. Couches d'adaptation du protocole (PALs) [I-25]	28
Figure 1.10. Exemples des systèmes WLANS 60 GHz dans l'environnement.....	30
Figure 1.11. Modèle d'usage numéro1: Transmission de vidéos non compressés.....	31
Figure 1.12. Modèle d'usage numéro 2: Wireless docking / cordless computing.....	31
Figure 1.13. Modèle d'usage numéro 3: Applications "sync and go" ou kiosque.....	32
Figure 1.14. Synoptique d'un système de communication sans fil	33
Figure 1.15. Structure d'émetteur superhétérodyne [I-29]	34
Figure 1.16. Structure d'émetteur homodyne [I-29]	35
Figure 1.17. Structure de récepteur superhétérodyne [I-29]	36
Figure 1.18. Architecture de récepteur à rejection d'image [I-29] :	37
Figure 1.19. Structure de récepteur à conversion directe "Zero-IF" [I-29]	38
Figure 1.20. Structure de récepteur à conversion directe "Low-IF" [I-29]	38
Figure 1.21. Architecture de l'émetteur et du récepteur.....	40
Figure 1.22. Photo du module émission / réception	41
Figure 1.23. Synoptique de l'architecture de l'émetteur/récepteur Berkeley – CMOS.....	41
Figure 1.24. Photo de la puce - Berkeley – CMOS	42
Figure 1.25. Architecture de l'émetteur (Tx) et du récepteur (Rx)	43
Figure 1.26. Module TX et RX en technologies GaAs et LTCC	43
Figure 1.27. Schéma 3D (approche SiP) de l'émetteur réalisé en technologie GaAs	44
Figure 1.28. Schéma 3D (approche SiP) de l'émetteur réalisé en technologie GaAs	44
Figure 1.29. Module Tx LTCC-SiP à 60 GHz	45
Figure 1.30. Vue en coupe d'un transistor MESFET sur GaAs	47
Figure 1.31. Schéma équivalent d'un transistor MESFET.....	47
Figure 1.32. Vue en coupe d'un transistor HEMT sur GaAs	49
Figure 1.33. Résistance sous forme d'un bloc de conducteur	51
Figure 1.34. Résistances pour circuits MMIC.....	52
Figure 1.35. Photographie d'une résistance par couche mince	54
Figure 1.36. Condensateur MIM à couche diélectrique	55
Figure 1.37. Capacité MIM	56
Figure 1.38. Photographie d'une capacité MIM d'un circuit MMIC	57
Figure 1.39. Représentation de différentes inductances	58

Figure 1.40. Photographie d'une inductance type (a) d'un circuit MMIC	58
Figure 1.41. Représentation d'un via	59
Figure 1.42. (a) schéma du pont à air, (b) photographie du pont à air	60
Figure 1.43. Schéma simplifié d'un tronçon de ligne d'impédance caractéristique Z_c	61
Figure 1.44. Ligne microstrip	62
Figure 1.45. Modèle en π	64
Figure 1.46. Modèle en T	65
Figure 1.47. Circuit de polarisation de base d'un transistor	65
Figure 1.48. Circuit de polarisation par résistances	66
Figure 1.49. Circuit de polarisation par circuits d'adaptation	66
Figure 1.50. Polarisation par charge active et son réseau de caractéristiques	67
Figure 1.51. Miroir de courant	68
Figure 1.52. Source de courant de Widlar	68
Figure 2.1. Courbes de génération d'harmoniques pour un élément non linéaire	78
Figure 2.2. Topologie de multiplicateur (a) en parallèle (b) en série	79
Figure 2.3. Doubleur de fréquence (a) en connexion série (b) en connexion parallèle	79
Figure 2.4. Diodes montées en connexions antiparallèle	80
Figure 2.5. Quintupleur de fréquence en connexion antiparallèle	80
Figure 2.6. (a) Schéma bloc de la topologie anti série - (b) Doubleur de fréquence avec un circuit hybride	81
Figure 2.7. Bloc de multiplicateur à pont de diodes	81
Figure 2.8. (a) Doubleur à pont de diodes - (b) Forme d'ondes de tension de sortie	82
Figure 2.9. Génération d'harmoniques dans le cas de $V_{gs} \approx V_p$ [II-6]	83
Figure 2.10. Génération d'harmoniques dans le cas de $V_{gs} \approx 0V$ [II-6]	84
Figure 2.11. Structure (a) d'un HEMT et (b) d'un PHEMT conventionnelle sur GaAs	86
Figure 2.12. Schéma équivalent grand signal d'un PHEMT	86
Figure 2.13. Circuit de simulation de la transconductance	89
Figure 2.14. Transconductance en fonction de la tension de polarisation V_{gs}	90
Figure 2.15. La forme d'onde du courant de drain du PHEMT lorsque $V_{gs} \approx -0,7V$	90
Figure 2.16. Spectre du courant de drain lorsque $V_{gs} \approx -0,7V$	91
Figure 2.17. La forme d'onde du courant de drain de PHEMT lorsque $V_{gs} \approx 0V$	91
Figure 2.18. Spectre du courant de drain lorsque $V_{gs} \approx 0V$. La fréquence d'entrée est 2 GHz	92
Figure 2.19. Spectre de puissance [II-14]	96
Figure 2.20. Principe de conversion du bruit dans les oscillateurs [II-14]	97
Figure 2.21. Doubleur de fréquence à bande étroite	99
Figure 2.22. Doubleur de fréquence large bande	99
Figure 2.23. Tripleur de fréquence	100
Figure 2.24. Doubleur de fréquence équilibré avec un coupleur hybride branch line	101
Figure 2.25. Coupleur hybride et ses circuits équivalents en éléments distribués et localisés	101
Figure 2.26. Doubleur de fréquence équilibré avec un balun actif	102
Figure 2.27. Tripleur de fréquence équilibré avec un coupleur hybride 180°	103
Figure 2.28. Coupleur hybride 180° et ses circuits équivalents en éléments distribués et localisés ...	103

Figure 2.29. Mode de fonctionnement de mélangeur Up-converter/Down-converter	104
Figure 2.30. Transposition de fréquence.....	105
Figure 2.31. Dispositif non-linéaire pour la fonction mélange.....	106
Figure 2.32. (a) Fonction mélange en émission (b) Amplitudes d'harmoniques en sortie.....	107
Figure 2.33. (a) Fonction mélange en réception (b) Amplitudes d'harmoniques en sortie	108
Figure 2.34. Point de compression 1 dB.....	109
Figure 2.35. Points d'interception d'ordre 2 et 3.....	110
Figure 2.36. Indices d'intermodulations conduisant dans la bande FI	111
Figure 2.37. Isolations entre les ports d'un modulateur	111
Figure 2.38. Principales réjections sur un spectre de sortie.....	112
Figure 2.39. Mélangeur sur grille : (a) schéma électrique- (b) cycle de pompage	114
Figure 2.40. Mélangeur sur drain : (a) schéma électrique- (b) cycle de pompage	114
Figure 2.41. Mélangeur sur source : (a) schéma électrique- (b) cycle de pompage	115
Figure 2.42. Deux PHEMTs en montage cascode.....	115
Figure 2.43. Schéma électrique d'un modulateur simplement équilibré.....	116
Figure 2.44. Schéma électrique d'un démodulateur simplement équilibré.....	117
Figure 2.45. Démodulateur à réjection d'image	119
Figure 2.46. Schéma électrique d'une cellule de Gilbert à base de transistors bipolaires attaquée en tension.....	120
Figure 3.1. Schéma bloc du multiplicateur de fréquence par 4 en réception.....	126
Figure 3.2. Emplacement de générateur d'harmoniques dans la chaîne de multiplication	127
Figure 3.3. Caractéristiques statiques du transistor PHEMT pour une largeur de grille de 70 μm	128
Figure 3.4. (a) Courant I_{ds} en fonction de la tension V_{gs} . (b) Transconductance G_m en fonction de la tension V_{gs} . $V_{ds}=2\text{V}$	129
Figure 3.5. Schéma électrique du générateur d'harmoniques	130
Figure 3.6. Puissance des harmoniques en fonction de V_{gs} : Harmonique 2 (O) ; Harmonique 3 (Δ) ; Harmonique 4 ($\square$). (a) $V_{ds}=2\text{V}$ / (b) $V_{ds}=3\text{V}$	130
Figure 3.7. (a) Facteur de stabilité et (b) module de Δ du transistor PHEMT pour le point de polarisation optimale $V_{gs}=2\text{V}$ et $V_{gs}=-0.7\text{V}$	131
Figure 3.8. (a) - Stabilité en entrée du PHEMT sur une bande de [10-20] GHz/ (b)- Stabilité en sortie du PHEMT sur une bande de [55-66] GHz, pour $V_{gs}=-0.7\text{V}$ et $V_{ds}=2\text{V}$	132
Figure 3.9. Layout du circuit générateur d'harmoniques	133
Figure 3.10. Puissance des harmoniques en fonction de V_{gs} : Harmonique 2 (O) ; Harmonique 3 (Δ) ; Harmonique 4 ($\square$). Pour $V_{ds}=2\text{V}$	133
Figure 3.11. Niveaux des puissances de sortie de la fréquence fondamentale et des harmoniques 2, 3 et 4.	134
Figure 3.12. Classifications des filtres idéaux.....	136
Figure 3.13. Filtre passe bas	137
Figure 3.14. Filtre passe haut	137
Figure 3.15. Emplacement du filtre proposé dans la chaîne de multiplication.....	139
Figure 3.16. Schéma électrique du filtre proposé.....	140
Figure 3.17. Paramètres S du filtre conçu	141
Figure 3.18. Circuit électrique du filtre conçu en technologie PH15	142

Figure 3.19. Paramètres S du filtre conçu en technologie PH15	142
Figure 3.20. Masque du filtre passe haut à deux pôles.....	143
Figure 3.21. Paramètres S de Layout du filtre.....	144
Figure 3.22. Influence de la dispersion technologique sur la réponse en fréquence du filtre étudié...	145
Figure 3.23. Niveaux de puissance des différentes harmoniques.....	146
Figure 3.24. Coefficient de réflexion de sortie S22 avant l'insertion du filtre.....	146
Figure 3.25. Coefficient de réflexion de sortie S22 après l'insertion du filtre	146
Figure 3.26. Emplacement de l'amplificateur buffer dans la chaîne de multiplication.....	148
Figure 3.27. (a)- Formes d'ondes de l'amplificateur de classe A. (b) - puissance de sortie et rendement en fonction de l'amplitude de la tension de sortie.	149
Figure 3.28. (a)- Formes d'ondes de l'amplificateur de classe B. (b)- puissance de sortie et rendement en fonction de l'amplitude de la tension de sortie.	150
Figure 3.29. Formes d'ondes de classe C	151
Figure 3. 30. Amplificateur commuté et forme d'ondes	151
Figure 3.31. Techniques de stabilisation.....	153
Figure 3.32. Point de compression à 1dB.....	155
Figure 3.33. Point d'interception d'ordre 3 (IP3).....	156
Figure 3.34. Circuit de l'amplificateur buffer	156
Figure 3.35. (a) Paramètres S. (b) Facteur de stabilité	157
Figure 3.36. Performances en puissance à 60 GHz de l'amplificateur buffer.....	158
Figure 3.37. Dessin du masque de l'amplificateur buffer	158
Figure 3.38. (a) Paramètres S. (b) Facteur de stabilité	159
Figure 3.39. Performances en puissance à 60 GHz de l'amplificateur buffer.....	160
Figure 3.40. Niveaux de puissance des différentes harmoniques. Fondamentale(o), Harmonique 2 (□), Harmonique 3 (Δ) et Harmonique 4 (x)	161
Figure 3.41. Niveaux de puissance de sortie de la fréquence fondamentale et des harmoniques 2, 3 et 4	161
Figure 3.42. Configuration grille commune pour adapter l'entrée du multiplicateur	162
Figure 3.44. Gain de conversion en fonction de la puissance d'entrée.....	163
Figure 3.43. Coefficient S11	163
Figure 3. 46. Niveaux de puissance des différentes harmoniques. Fondamentale(o), Harmonique 2 (□), Harmonique 3 (Δ) et Harmonique 4 (x)	163
Figure 3. 45. Niveaux de puissance de sortie des harmoniques 1, 2, 3 et 4	163
Figure 3.47. Layout de la chaîne de multiplication par 4 en technologie PH15 de la fonderie UMS .	166
Figure 3.48. Paramètres de réflexions en entrée et en sortie du multiplicateur de fréquence	167
Figure 3.49. Evolution du gain de conversion en fonction de la puissance d'entrée. Fréquence d'entrée est 15 GHz.....	168
Figure 3.51. Niveaux de puissance des différentes harmoniques. Fondamentale(o), Harmonique 2 (□), Harmonique 3 (Δ) et Harmonique 4 (x)	169
Figure 3.50. Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée. Fréquence d'entrée est 15 GHz	169
Figure 3.52. Evolution du gain de conversion en fonction de la fréquence entrée/sortie. Puissance d'entrée est 0 dBm.....	169
Figure 3.53. Puissance de sortie en fonction de la fréquence entrée/sortie. Puissance d'entrée est 0 dBm.....	170

Figure 3.55. Réjection en dB des signaux adjacents à la quatrième harmonique.....	170
Figure 3. 55. Réjection en dB des autres signaux indésirables.....	170
Figure 3.56. Puissance consommée par le multiplicateur de fréquence par 4 en fonction de la fréquence entrée/sortie	171
Figure 3.57. Efficacité du multiplicateur en fonction de la fréquence entrée/sortie.....	171
Figure 3. 58. Bruit de phase en bande latérale unique en entrée (rouge) et en sortie (bleu)	172
Figure 3.59. Influence de l'évolution technologique sur le gain de conversion. (a) 14GHz (b) 15 GHz (c) 16 GHz	173
Figure 4.1. Problème de fréquence image.....	177
Figure 4.2. Schéma bloc d'un mélangeur à réjection de fréquence d'image.....	178
Figure 4.3. Caractéristiques I/V du transistor PHEMT pour une largeur de grille de $2 \times 75 \mu\text{m}$	180
Figure 4.4. Facteur de stabilité du transistor PHEMT pour $V_{ds}=1\text{V}$ et $V_{gs}=-0.1\text{V}$ sur la bande [55-66] GHz	181
Figure 4.5. Facteur de stabilité du transistor PHEMT pour $V_{ds}=1\text{V}$ et $V_{gs}=-0.1\text{V}$ sur la bande [1-5] GHz	181
Figure 4.6. Mélangeur cascode à base du transistor PHEMT	181
Figure 4.7. Caractéristiques I/V du montage cascode pour différentes valeurs de V_{gs1} et V_{gs2}	182
Figure 4.8. Puissances FI disponibles en sortie du système cascode en fonction de V_{g2s} pour différentes valeurs de V_{gs1}	183
Figure 4.9. Paramètres de réflexions aux trois accès du système cascode sur la bande [1-70] GHz ..	184
Figure 4.10. Evolution de la puissance FI de sortie en fonction de la puissance OL injectée. $P_{RF}=-30$ dBm	185
Figure 4.11. Evolution de la puissance FI de sortie en fonction de la puissance RF injectée	185
Figure 4.12. Gain de conversion en fonction de la puissance RF	186
Figure 4.13. Structure de base d'un coupleur hybride 90°	187
Figure 4.14. Coupleur hybride en éléments localisés.....	190
Figure 4.15. Ligne de transmission quart d'onde (a) et son équivalence à taille réduite(b).....	191
Figure 4.16. Schéma du coupleur classique(a) et de taille réduite (b).....	191
Figure 4.17. Coupleur de Wilkinson	192
Figure 4.18. Performances du coupleur hybride 90° pour la fréquence 57.5GHz.....	193
Figure 4.19. Performances du coupleur hybride 90° pour la fréquence 2.5 GHz.....	194
Figure 4.20. Performances du diviseur de Wilkinson pour la fréquence 60 GHz	196
Figure 4.21. Evolution de la puissance FI_LSB en fonction de la tension V_{ds} pour plusieurs de V_{g2s}	197
Figure 4. 22. Spectre de sortie du mélangeur	198
Figure 4.24. Evolution de la puissance IRM en sortie du mélangeur en fonction de la tension V_{ds} .	198
Figure 4.23. Evolution de la puissance RF en sortie du mélangeur en fonction de la tension V_{ds}	198
Figure 4.25.Evolution du gain de conversion en fonction de la puissance OL injectée.....	199
Figure 4.26. Rejection de la fréquence image en fonction de la puissance OL. $P_{RF}= -30$ dBm.	200
Figure 4.27. Evolution de la puissance FI_LSB en fonction de la puissance RF injectée	201
Figure 4.28. Evolution de la puissance FI_LSB en fonction de la puissance RF injectée	201
Figure 4.29. Gain de conversion en fonction de la fréquence OL injectée	202
Figure 4.30. Réjection de fréquence image en fonction de la fréquence OL injectée.....	202

Figure 4.31. Figure 4.29. Gain de conversion en fonction de la fréquence RF injectée	203
Figure 4.32. Réjection de fréquence image en fonction de la fréquence RF injectée	203
Figure 4.33. Isolations en dB entre les entrées OL et RF	203
Figure 4.34. Paramètres d'isolation (S13) et de réjection (S31) en dB entre l'entrée RF et la sortie du mélangeur	204
Figure 4.35. Paramètres d'isolation (S23) et de réjection (S32) en dB entre l'entrée RF et la sortie du mélangeur	204

Liste des tableaux

Tableau 1.1. Atténuation en espace libre en fonction de la fréquence	19
Tableau 1.2. Spécifications techniques autorisées par les comités de réglementation autour du monde	24
Tableau 1.3. Spécifications techniques autorisées par les comités de réglementation autour du monde	26
Tableau 1.4. Principales spécifications techniques de la norme IEEE.802.15c	27
Tableau 1.5. Avantages et inconvénients des principales architectures d'émission.....	36
Tableau 1.6. Avantages et inconvénients des principales architectures de réception	39
Tableau 1.7. Ordre de grandeur des éléments du schéma équivalent.....	48
Tableau 1.8. Comparaison des transistors MESFET, HEMT et PHEMT sur GaAs et InP	50
Tableau 1.9. Exemples de valeurs de résistances	54
Tableau 1.10. Différents diélectriques pour capacités MIM	57
Tableau 2.1. Décomposition de signal de sortie de dispositif non-linéaire	106
Tableau 3.1. Performances de divers multiplicateurs de fréquence à 60 GHz	125
Tableau 3.2. Données typiques de la technologie PHEMT utilisée	128
Tableau 3.3. Caractéristiques de différentes fonctions de filtrage	138
Tableau 3.4. Caractéristiques des éléments issus de la technologie PH15 de la fonderie UMS	165
Tableau 3.5. Comparatif des performances de divers multiplicateurs de fréquence à 60 GHz.....	174
Tableau 4.1. Données typiques de la technologie PHEMT utilisée	179
Tableau 4.2. Puissances sur chaque accès du système cascode.....	186

Sommaire

LISTE DES ACRONYMES	4
LISTE DES FIGURES	6
LISTE DES TABLEAUX	12
SOMMAIRE	13
INTRODUCTION GENERALE	15
CHAPITRE 1. SYSTEMES DE COMMUNICATIONS EN BANDE MILLIMETRIQUE AUTOUR DE 60 GHz	17
1.1. INTRODUCTION.....	17
1.2. PROPRIETES ET PARTICULARITES DE LA BANDE MILLIMETRIQUE (~60 GHz).....	18
1.3. REGULATION DE LA BANDE DES 60 GHz	23
1.4. STANDARDISATION DANS LA BANDE DES 60 GHz	24
1.5. APPLICATIONS POTENTIELLES	28
1.6. SYSTEMES EMISSION-RECEPTION DANS LA BANDE DES 60 GHz	33
1.7. CONTEXTE DU TRAVAIL.....	45
1.8. TECHNOLOGIE PH15	46
1.9. CIRCUITS DE POLARISATION	65
1.10. CONCLUSION DU CHAPITRE 1	69
BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 1.....	70
CHAPITRE 2. NON-LINEARITES DES COMPOSANTS ACTIFS POUR LA MULTIPLICATION DE FREQUENCE ET LE MELANGE	73
2.1. INTRODUCTION.....	73
2.2. LINEARITE ET NON-LINEARITE.....	73
2.3. MULTIPLICATEURS DE FREQUENCE	74
2.4. MELANGEURS RF	104
2.5. CONCLUSION DU CHAPITRE 2	121
BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 2.....	122
CHAPITRE 3. ETUDE ET CONCEPTION D'UN QUADRUPLEUR DE FREQUENCE A 60 GHz.....	124
3.1. INTRODUCTION.....	124
3.2. GENERATEUR D'HARMONIQUES	127
3.3. FILTRE PASSE HAUT A DEUX POLES.....	135
3.4. AMPLIFICATEUR BUFFER A 60 GHz	147
3.5. CONCEPTION DU MULTIPLICATEUR DE FREQUENCE PAR 4	160
3.6. CONCLUSION	175
BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 3.....	176
CHAPITRE 4. ETUDE ET CONCEPTION D'UN MELANGEUR A REJECTION DE FREQUENCE IMAGE DANS LA BANDE MILLIMETRIQUE	177
4.1. INTRODUCTION.....	177
4.2. SCHEMA DE PRINCIPE D'UN MELANGEUR A REJECTION DE FREQUENCE IMAGE	177
4.3. ETUDE CARACTERISTIQUE DU COMPOSANT PHEMT « PH15NHF »	179
4.4. ANALYSE ET CONCEPTION D'UN MELANGEUR CASCODE.....	181
4.5. DIVISEURS DE PUISSANCE : COUPLEUR HYBRIDE 90°/ DIVISEUR DE WILKINSON	187
4.6. CONCEPTION DU MELANGEUR A REJECTION DE FREQUENCE IMAGE.....	197
4.7. CONCLUSION	205
BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 4.....	206

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	207
COMMUNICATIONS ET PUBLICATIONS	209
ANNEXES	211
ANNEXE A : SCHEMA ELECTRIQUE DU MULTIPLICATEUR DE FREQUENCE PAR 4	211
ANNEXE B : SCHEMA ELECTRIQUE DU MELANGEUR A REJECTION DE FREQUENCE IMAGE.....	212

Introduction générale

La communication sans fil dans les réseaux personnels (WPANs, Wireless Personal area Networks) a connu un grand intérêt depuis la dernière décennie car elle présente une simplification des infrastructures par rapport à la communication filaire, ainsi qu'une grande souplesse d'usage pour l'utilisateur.

Parmi les interfaces qui ont été proposées afin d'offrir un haut débit aux applications WPANs, sont la norme IEEE 802.11 (Wi-Fi) exploitant les bandes 2,4 ou 5 GHz sans licence et les normes Ultra-Large Bande (ULB), occupant la bande fréquentielle dite centimétrique allant de 3,1 à 10,6 GHz. Comme ces fréquences connaissent un énorme succès, elles ont tendance à devenir très saturées.

Pour surmonter le problème de saturation de la partie basse du spectre micro-onde, la montée en fréquence vers le spectre des ondes millimétriques présente une solution prometteuse, en particulier, la bande autour de 60 GHz. Cette bande est largement disponible à l'échelle mondiale mais elle n'est pas encore massivement utilisée. Elle offre des canaux de largeur de bande de 2,16 GHz avec des débits de transmission très élevés allant jusqu'à plusieurs Gb/s.

Grâce à l'évolution des performances et des technologies des composants fonctionnant dans la bande millimétrique autour de 60 GHz en termes d'intégration et de consommation, les fondeurs, ingénieurs et universitaires se sont intéressés de disposer de nouveaux dispositifs et systèmes pour des communications à très haut débit.

Ce projet de thèse a deux objectifs. Le premier objectif consiste à étudier et concevoir un multiplicateur de fréquence par 4 pour générer un signal autour de 60 GHz. Ce multiplicateur est un élément important dans un système de réception sans fil. Le circuit de multiplicateur est constitué de trois blocs : un générateur d'harmoniques, un filtre passe haut à deux pôles et un amplificateur buffer. Le deuxième objectif consiste à faire une première étude sur un mélangeur à réjection de fréquence image autour de 60 GHz. Cet ensemble de circuits a été conçu dans une technologie MMIC en utilisant le procédé PH15 de la fonderie UMS.

Ce manuscrit est constitué de quatre chapitres :

Le premier chapitre est composé de deux parties. La première partie propose une présentation générale sur la bande millimétrique autour de 60 GHz. Les caractéristiques, la normalisation et les applications potentielles de cette bande sont également présentées dans cette partie. La deuxième partie donnera une vue d'ensemble sur les différentes architectures d'émission-réception en bande millimétrique autour de 60 GHz. Cette deuxième partie s'intéresse également à la présentation du contexte du travail de ce projet de thèse.

Le deuxième chapitre débutera par un aperçu sur le concept de non-linéarité des circuits électroniques. Nous exposons ensuite l'état de l'art de plusieurs types de multiplicateurs de fréquence à base de diodes et de transistors à effet de champs. Par la suite, nous analysons le comportement non-linéaire de la transconductance du transistor PHEMT responsable de la génération d'harmoniques dans les multiplicateurs de fréquence actives. Cette analyse servira pour la conception d'un multiplicateur de fréquence par 4. Une étude détaillée sur le bruit de phase sera également présentée dans ce chapitre.

A la fin de ce chapitre nous présenterons les bases de la fonction de mélange utilisée par les mélangeurs, les principaux critères caractérisant les mélangeurs ainsi qu'une diversité de structures équilibrées de mélangeurs.

Le troisième chapitre décrit la structure du multiplicateur de fréquence par 4 pour générer un signal autour de 60 GHz. La chaîne de multiplication se compose de trois blocs qui seront conçus en utilisant le procédé PH15 de la fonderie UMS. Après avoir dessiné et finalisé le Layout du circuit multiplicateur, nous exposerons les résultats obtenus par simulation, ainsi que les performances de la chaîne de multiplication par 4.

Le quatrième chapitre est dédié à l'étude et conception d'un mélangeur à réjection de fréquence image en bande millimétrique. Toutes les phases de conception telles que la caractérisation du composant, la stabilité, la réponse d'un montage cascode utilisé comme mélangeur seront étudiées dans ce chapitre. La conception des différents diviseurs de puissance à savoir les coupleurs hybrides 90° et diviseur de Wilkinson seront également conçues dans ce chapitre. Des premiers résultats de simulation seront présentés au point de fonctionnement optimal du circuit.

Le manuscrit se termine par une conclusion générale suivie par des perspectives pour la suite de ce travail.

Chapitre 1. Systèmes de communications en bande millimétrique autour de 60 GHz

1.1. Introduction

De nos jours, les systèmes de communications à très hauts débits sont devenus très limités avec les technologies filaires. Cette limitation en très haut débit a donné naissance à des nouvelles solutions permettant d'assurer une liaison radio avec des débits dépassant quelques gigabits par seconde.

L'accroissement des besoins de transmissions à très hauts débits (vidéo, contenus multimédias, etc.), mais aussi la saturation de la partie basse du spectre micro-onde entre 1 GHz et 20 GHz, ont favorisé le développement de nouvelles applications radios en bande millimétrique aux alentours de 60 GHz [I-1]. Les problèmes d'interférences entre standards restent également une raison majeure du décalage vers la bande millimétrique (~60 GHz). A titre d'exemple, malgré que la norme ULB (Ultra Large Bande) 802.15.3a propose la plus grande vitesse de transfert sans fil avec un débit atteignant 500 Mbit/s pour des distances d'environ 3 à 4 mètres, elle ne permet pas de transmettre une vidéo non compressée, en haute définition (HD) [I-2]. Ceci prouve que les standards sans fil actuels ne sont pas adaptés aux nouveaux besoins exigés par la vidéo HD non compressée. C'est pourquoi l'exploration de nouveaux standards (Figure 1.1) permet d'accroître très sensiblement le débit, au-delà du Gb/s.

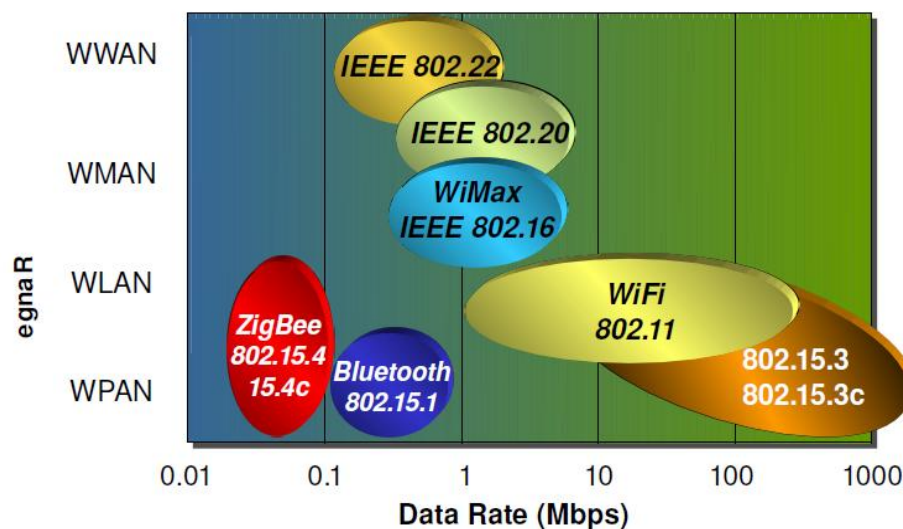


Figure 1.1. Evolution des standards en fonction des débits

Dans le même ordre, l'avancée remarquable des technologies des composants fonctionnant en bandes millimétriques, ainsi que l'amélioration des techniques de conception

de circuits en termes d'intégration et de consommation, ont poussé plusieurs chercheurs et industriels à s'orienter vers de nouveaux dispositifs et systèmes.

L'objectif de ce chapitre est de donner une vue d'ensemble sur les caractéristiques, la normalisation et la standardisation de la bande millimétrique autour de 60 GHz, ainsi que les applications potentielles dans cette bande. Ce chapitre 1 présente ensuite un état de l'art sur les architectures émission-réception ainsi que des principaux travaux sur les front-ends RF à 60 GHz réalisés en technologie GaAs et CMOS/BiCMOS. Ce chapitre sera également l'occasion de présenter le contexte du travail de cette thèse et de passer en revue la technologie utilisée dans nos travaux de conception de circuits.

1.2. Propriétés et particularités de la bande millimétrique (~60 GHz)

Il est défini par l'organisme U.I.T (Union Internationale des Télécommunications) que les fréquences millimétriques s'étendent de 30 GHz à 300 GHz sur le spectre des fréquences électromagnétiques. Ces fréquences sont également connues sous le nom d'EHF (Extrêmement Hautes Fréquences).

Nous allons à présent nous intéresser à la bande millimétrique (~60 GHz) et voir l'intérêt croissant des applications de communications sans fil à très haut débit [I-3] [I-4].

1.2.1 Pourquoi la bande millimétrique à 60 GHz ?

Le théorème de Shannon (équation 1.1) montre que le débit d'information maximal transmis par un canal, connu aussi par la capacité de transmission C , varie linéairement en fonction de sa largeur de bande Δf , et suit une loi logarithmique dépendante du rapport de la puissance du signal transmis sur la puissance du bruit en réception (SNR) [I-5] [I-6].

$$C = \Delta f \log_2(1 + \text{SNR}) \quad (1.1)$$

D'après cette équation, l'augmentation de la capacité du canal peut être réalisée par deux options possibles. Soit augmenter la largeur de la bande Δf ou exiger un SNR élevé. Pour les applications indoor à haut débit, la bande millimétrique (~60 GHz) devient une solution prometteuse, puisque les deux paramètres de la formule de Shannon servent à augmenter le débit vers plusieurs Gbit/s. Donc cette bande offre la possibilité d'utiliser des fréquences porteuses supérieures à celle d'une bande passante de largeur de 7 GHz, et d'augmenter la sécurité des informations transmises, puisque les ondes millimétriques ne peuvent pas traverser les murs. Alors cette bande est destinée aux applications à courte portée,

ce qui permet de minimiser les obstacles et les interférences ; et par conséquent on aboutit à l'augmentation du rapport signal sur bruit SNR ce qui permettra également d'augmenter la capacité du canal.

1.2.2 Atténuation en espace libre

L'atténuation du signal due à la propagation en espace libre est donnée par [I-7] :

$$\text{Pertes(dB)} = 32,44 + 20.\log(f_{\text{MHz}}) + 20.\log(d_{\text{km}}) \quad (1.2)$$

A partir de l'équation (1.2), nous pouvons constater que l'atténuation augmente quand la fréquence augmente. Le tableau (1.1) montre l'atténuation en espace libre pour une distance d de 10 m pour différentes fréquences. Pour la fréquence de 60 GHz, l'atténuation atteint 88 dB à 10 m. Cela implique que la bande millimétrique autour de 60 GHz convient davantage à des communications de très courte portée, sauf si on dispose de fortes puissances à l'émission.

Tableau 1.1. Atténuation en espace libre en fonction de la fréquence

Fréquence (GHz)	Longueur d'onde (mm)	Atténuation en espace libre (dB)
2,4	125	30
5	60	66
60	5	88

1.2.3 Atténuation par l'oxygène

En plus de l'atténuation en espace libre, la présence de gaz atmosphériques comme l'oxygène et la vapeur d'eau atténue aussi le signal. En effet les molécules d'oxygène ont une fréquence de résonance de 60 GHz. Donc l'énergie transmise, à 60 GHz, est très rapidement absorbée par l'oxygène contenu dans l'air. Ce pic d'absorption est visible sur la figure ci-dessous, il induit une atténuation d'environ 15 dB/km à 60 GHz.

Cette valeur d'atténuation de 15 dB/km s'étale sur une bande de 8 GHz autour de la fréquence centrale 60 GHz [I-8].

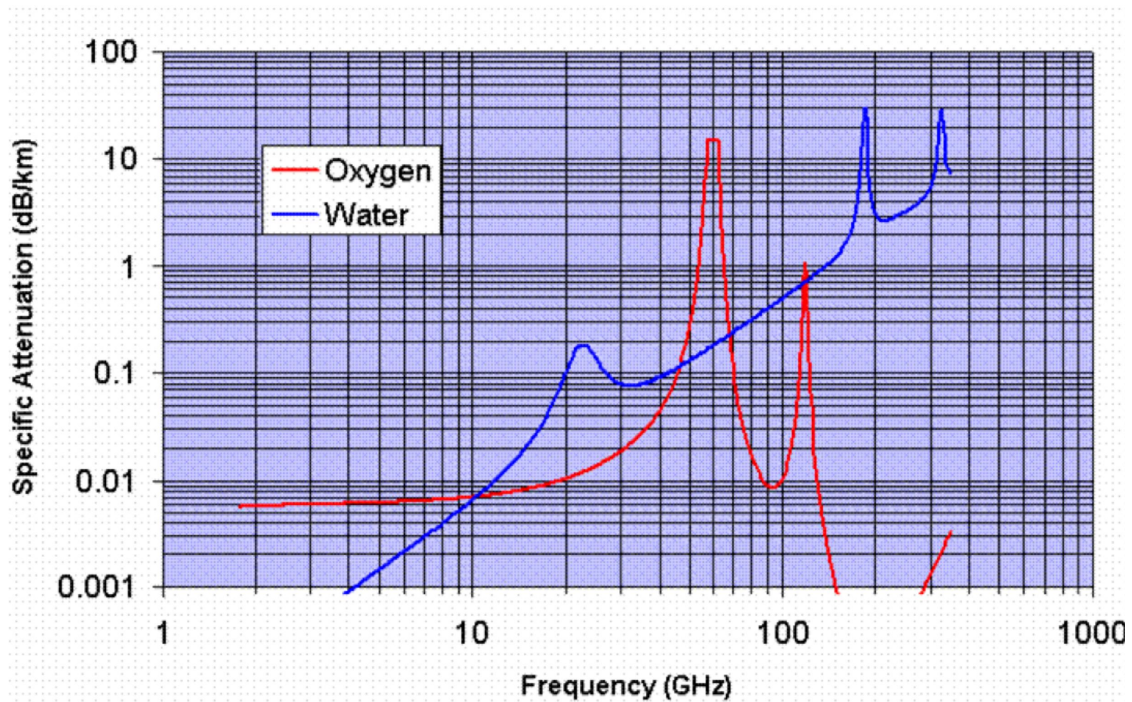


Figure 1.2. Atténuation due à l'oxygène atmosphérique et à la vapeur d'eau en fonction de la fréquence

1.2.4 Atténuation due à la pluie

L'une des limitations majeures de la distance maximale d'une liaison de communication sans fil à 60 GHz est l'atténuation due à la pluie. En effet, le taux de précipitation d'une région est un facteur plus limitant que l'absorption de l'oxygène. Les liaisons à 60 GHz doivent être réalisées de manière à dépasser les limitations dues aux chutes de pluie et seront donc différentes selon les régions. Dans des régions avec des taux de précipitations modérés, l'atténuation due à la pluie peut être deux fois supérieure à celle due à l'oxygène et elle peut être trois fois supérieure dans des régions à fort taux de précipitation [I-10].

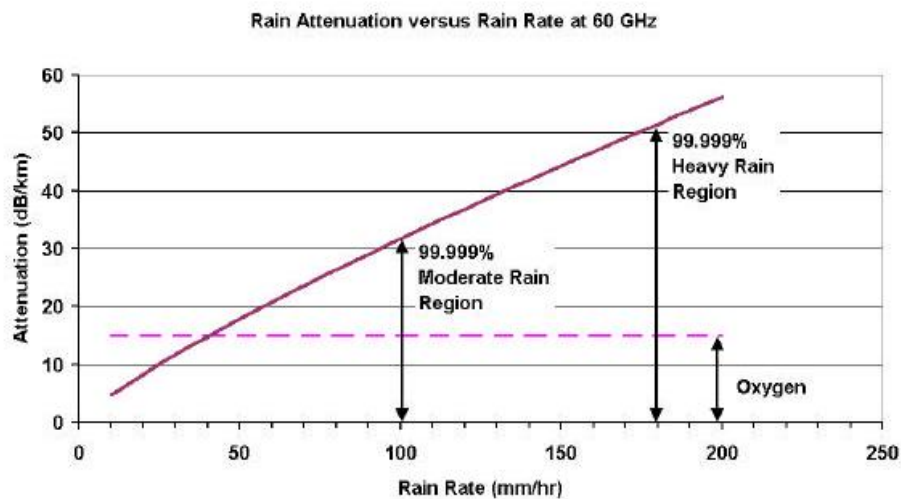


Figure 1.3. Atténuation en fonction du taux de précipitations [I-9]

1.2.5 Réutilisation de fréquence

Les différentes fortes atténuations atmosphériques subies par les liaisons à 60 GHz permettent de réutiliser la fréquence dans des régions voisines. Par conséquent, il est possible de déployer de nombreux terminaux fonctionnant à la même fréquence dans une configuration de grande densité et sans risque d'interférences entre eux [I-10].

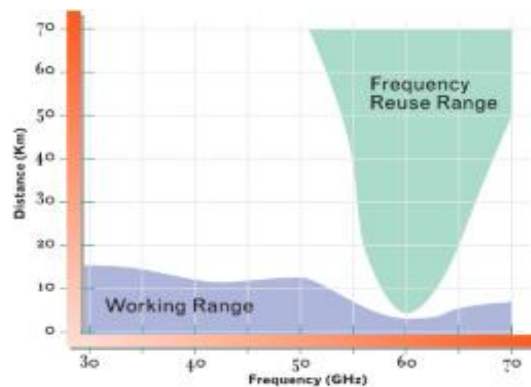


Figure 1.4. Réutilisation de fréquence dans la bande des 60 GHz

1.2.6 Dimension des antennes

L'exploitation de la bande des 60 GHz permet de se trouver dans la gamme millimétrique de longueur d'onde. Cette particularité permet d'atteindre un haut degré d'intégration et de réduction de taille pour tous les dispositifs tel que : les filtres, les composants passifs et les antennes.

Par exemple, pour obtenir une antenne ayant 40 dBi de gain et un faisceau d'une largeur de 1° , la taille de l'antenne à 60 GHz sera dix fois plus petite qu'à 6 GHz (Figure 1.5). Donc, des antennes très directives et compactes sont réalisables dans la bande (~ 60 GHz) [I-10].



Figure 1.5. Comparaison entre une antenne à 6 GHz et une antenne à 60 GHz

1.2.7 Sécurité

Le dernier avantage des liaisons à 60 GHz est la sécurité des données transmises. L'utilisation des liaisons à très haut débits de données non compressées mais codées à l'aide des faisceaux très étroits, rend très difficile l'interception de ces données.

1.2.8 Conclusion

En se basant sur tous les phénomènes liés à l'atténuation atmosphérique cités auparavant : pertes en espace libre, absorption par l'oxygène et atténuation due à la pluie, On peut conclure que cette bande trouve ses performances pour des liaisons à courte portée et des applications indoor large bande. Ces phénomènes peuvent conduire vers un bon isolement entre les émetteurs. Ils permettent ainsi de minimiser les problèmes d'interférences avec des réseaux voisins et de réflexions parasites par les obstacles de l'environnement. Ceci représente donc un avantage certain pour les réseaux de communications sécurisés [I-11].

1.3. Régulation de la bande des 60 GHz

La possibilité de réaliser des circuits aux fréquences millimétriques a conduit à l'ouverture de nouvelles bandes non licenciées et non utilisées autour de 60 GHz. Ces bandes millimétriques (~60 GHz) sont en cours de normalisation par l'U.I.T. et seront déployées différemment selon les zones géographiques (Figure 1.6)

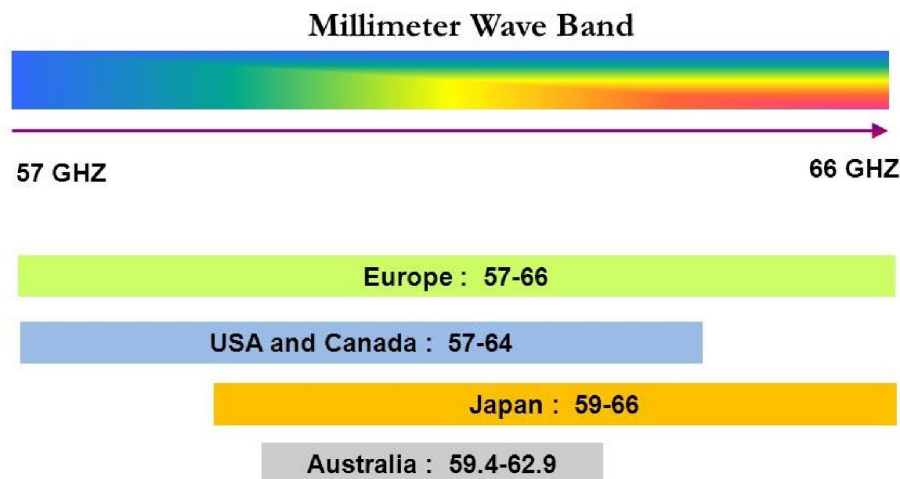


Figure 1.6. Bandes de fréquences allouées à 60 GHz [I-12]

Différents organismes internationaux dans différents pays comme : l'ETSI « Institut Européen des normes de Télécommunication », la CEPT « Conférence européenne des administrations des postes et télécommunications » en Europe, ont travaillé ensemble pour établir une charte d'utilisation et les bases de la future régulation de la bande de 60 GHz.

L'ETSI a décidé de régulariser la bande de fréquence de 60 GHz en mars 2009 [I-13]. Pour les applications mobiles, l'utilisation de la bande de 59-66 GHz a été permise sans décisions concrètes en ce qui concerne la réglementation. Dans son rapport T/R22-03 [I-14], la CEPT a attribué provisoirement, la bande allant de 54 GHz jusqu'à 66 GHz aux applications terrestres et aux systèmes de communications fixes.

Ensuite, l'allocation la bande de 64-66 GHz pour des applications « point à point » vient sous la décision de Comité des Communications Electroniques (ECC)[I-15][I-16]. Plus tard, l'ECC a régularisé la bande 60 GHz pour les réseaux personnels sans fil WPANs. Suite à une demande de l'ETSI, une bande de 9 GHz a été réservée pour les applications non-licenciées.

En Janvier 2001, aux Etats Unis et au Canada, la FCC « Commission Fédérale des Communications » [I-17] a alloué la bande 57-64 GHz qui correspond à un spectre de 7 GHz,

dans le but de commercialisation. Ceci a rendu l'utilisation de cette bande possible avec une densité de puissance moyenne de $9 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ et une densité de puissance maximale de $18 \mu\text{W}/\text{cm}^2$, pour une distance de 3m de l'émetteur, ce qui est équivalent d'une puissance isotopique « *PIRE* » de 40 dBm et 43 dBm respectivement.

Le Japon et la Corée du sud ont réservé respectivement la bande 59-66 GHz [I-18] et la bande 57-64 GHz pour les applications non licenciées [I-19].

Le tableau ci-dessous résume les bandes de fréquences et les caractéristiques techniques autorisées dans les différents pays.

Tableau 1.2. Spécifications techniques autorisées par les comités de réglementation autour du monde [20]

Régions	Bande de fréquence (GHz)	Puissance à l'émission Tx (dBm)	PIRE (dBm)	Gain max des antennes (dBi)
Europe	9 (57-66)	13	57	34
USA et Canada	7 (57-64)	10	43	33
Australie	3.5 (59.4-62.9)	10	51.7	41.8
Japon	7 (57-64)	10	58	47
Corée du sud	7 (57-64)	10	27	17

Notons que la PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) est calculée par l'équation (1.3) :

$$\text{PIRE}[\text{dBm}] = P_{\text{TX}}[\text{dBm}] + G_{\text{ant}}[\text{dBi}] \quad (1.3)$$

Avec

- P_{TX} : la puissance électrique appliquée à l'antenne
- G_{ant} : le gain de l'antenne

1.4. Standardisation dans la bande des 60 GHz

Grâce à la souplesse de la bande des 60 GHz pour la conception des systèmes radiofréquences, les contraintes de normes n'existent pas. Cette particularité est avantageuse pour la naissance de nouveaux standards qui vont assurer une interopérabilité entre les terminaux des différents constructeurs.

Les principales normes de communication à 60 GHz ainsi que leurs ressemblances et différences entre elles sont présentées dans ce qui suit :

La norme 802.15.3c [I-21] a été définie en 2005, elle a développé la couche contrôle de données (MAC) et la couche physique (PHY) pour les applications des réseaux personnels sans fil à 60 GHz. La couche MAC utilise des réseaux d'antennes à 60 GHz pour avoir un gain élevé. Elle inclut également deux différentes possibilités pour les algorithmes de formation des faisceaux (beamforming).

L'allocation du spectre diffère entre les pays. Cependant, cette norme définit dans sa couche physique, des canaux de communication qui présentent un bon compromis entre la régulation de spectre des différentes régions. La figure 1.6, montre comment chaque région utilise les canaux qui conviennent à sa régulation. Les fréquences porteuses de deux canaux adjacents sont séparées de 2,16 GHz. La figure 1.7 ainsi que le tableau 1.3 indiquent le masque spectral qu'il faut respecter pour un terminal conforme. La densité de puissance reste constante dans chaque canal de largeur égale à 1728 MHz.

Les principaux modes définis dans la norme 802.15.3c sont :

- Le mode à Porteuse Unique (SC : Single Carrier), optimisé pour une faible puissance et pour des architectures de moindre complexité.
- Le mode à Interface à Haute Vitesse (HSI), optimisé pour de faibles temps de réponse et pour un transfert bidirectionnel de données.
- Le mode Audio / vidéo (AV), optimisé pour le transfert de données non compressées, pour la vidéo à haute définition.

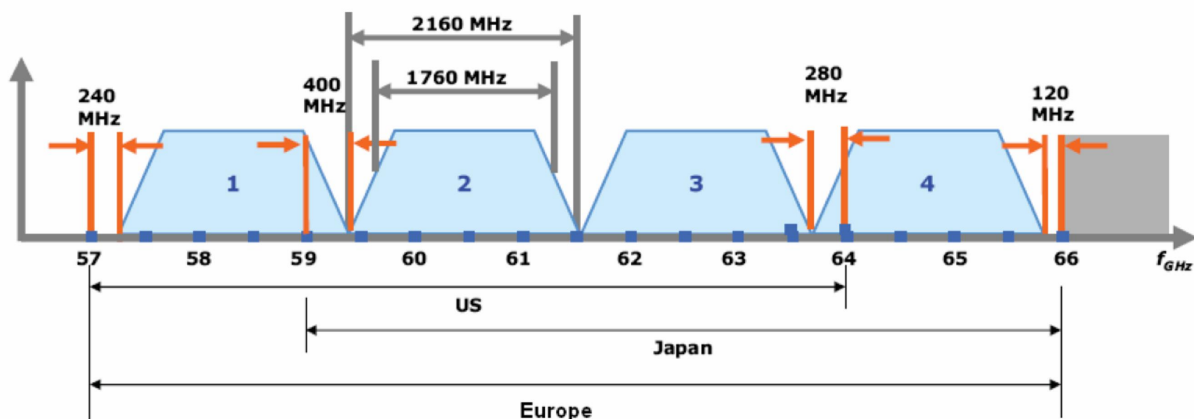


Figure 1.7. Les quatre canaux définis dans le standard 802.15.3c

Tableau 1.3. Spécifications techniques autorisées par les comités de réglementation autour du monde

Canal	Bande de fréquence Δf (GHz)	Fréquence centrale (GHz)	Occupation spectrale (GHz)	Capacité du canal (Gsymboles/s)
1	59,40 - 57,24	58,320	1,76	2,538
2	61,56 - 59,40	60,480	1,76	2,538
3	63,72 - 61,56	62,640	1,76	2,538
4	65,88-63,72	64,800	1,76	2,538

- Le mode à porteuse unique (nommé SC PHY), est une liaison qui transmet l'information grâce à une porteuse unique et prend en charge un large panel de modulation monoporteuse. Ce mode définit trois classes de communication. La première classe donne un débit supérieur à 1,5 Gbps pour les applications mobiles à bas coût et à faible consommation, la deuxième classe fournit un débit supérieur à 3 Gbps, enfin, la troisième classe assure un débit qui dépasse les 5 Gbps pour les applications à hautes performances.

-Le mode d'interface à haute vitesse (HSI PHY), sélectionne les modulations OFDM-QPSK, OFDM-16 QAM, ou OFDM-64 QAM, selon les débits désirés

-Le mode Audio Visual (A/V PHY) est conçu pour définir deux débits différents. Le haut débit A/V PHY de l'ordre de 3.8 Gbps, utilise les modulations OFDM-QPSK et OFDM-16 QAM pour la diffusion de données vidéo compressées et non compressées (TVHD). Le faible débit A/V PHY omnidirectionnel qui fournit un débit supérieur à 10 Mbps utilise les modulations OFDM-BPSK pour la signalisation.

En résumé, le tableau 1.4 regroupe les principales caractéristiques des trois modes de fonctionnement définis par la norme IEEE.802.15c.

Tableau 1.4. Principales spécifications techniques de la norme IEEE.802.15c

	SC	HSI	AV
Modulation	BPSK, (G)MSK, QPSK, 8PSK, 16 QAM, OOK, DAML.	QPSK, 16 QAM, 64 QAM	QPSK, 16 QAM, BPSK
Débit	25,3 Mb/s à 5,1 Gb/s	31,5 Mb/s à 5,67 Gb/s	0,95 Gb/s à 3,8 Gb/s
OFDM	Non	Oui	Oui
Beamforming	Oui	Oui	Oui

Un groupe de chercheurs et d'industriels ont permis l'élaboration d'autres standards qui peuvent posséder les mêmes propriétés de la norme 802.15.3c, en particulier les canaux de fréquences qui sont presque tous les mêmes. Tous ces standards implémentent la technique de formation de faisceaux (beamforming) dans leurs couches MAC.

Le standard Wireless HD [I-22] présente une haute qualité audio/vidéo non compressée. Le but de ce standard est la diffusion de contenu HD à 60 GHz avec un débit de 4Gbps pour des distances de l'ordre d'une dizaine de mètres. Deux types de modulations sont utilisés par ce standard, la modulation simple (Single Carrier) et la modulation multi porteuses OFDM.

La norme WiGig 1.0 (Wireless Gigabit Alliances) [I-23], cette norme définit un débit de transmission avec différents modes supérieurs à 7 Gbps. Le WiGig est environ 10 fois plus rapide que les réseaux Wifi basés sur la norme IEEE 802.11n. Une distance qui dépasse les 10 m est prévue avec l'utilisation d'antennes très directives ou la technique de formation de faisceaux (beamforming).

La norme 802.11ad [I-24], elle représente une extension de la norme IEEE 802.11.ac, et qui a pour objectif la modification des couches physiques et la liaison de données de la norme 802.11 dans le but d'intégrer les spécifications de la bande des 60 GHz afin d'avoir un débit élevé. Un terminal IEEE 802.11.ac/ad, bascule entre IEEE 802.11.ad et l'IEEE 802.11.ac opérant dans les bandes de fréquences : 2,4 GHz, 5 GHz et 60 GHz (Figure 1.8).

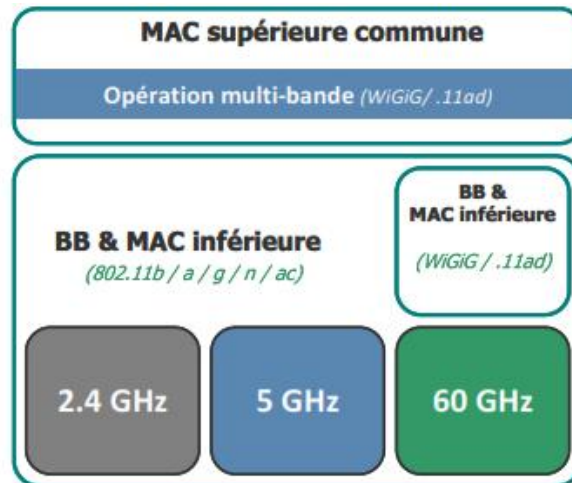


Figure 1.8. Architecture WiGig permettant des communications à 3 bandes [I-25]

Le standard ECMA-387 [I-26] a défini à la fois les spécifications pour les couches PHY/MAC et le protocole des couches d'adaptation (PAL) pour les applications WPAN à 60 GHz. Cette norme divise la bande de 7 GHz en 4 sous canaux de 2,16 GHz avec un débit de 6,35 Gbps pour chaque canal. Les modulations supportées par cette norme sont OFDM avec une QPSK ou 16 QAM.

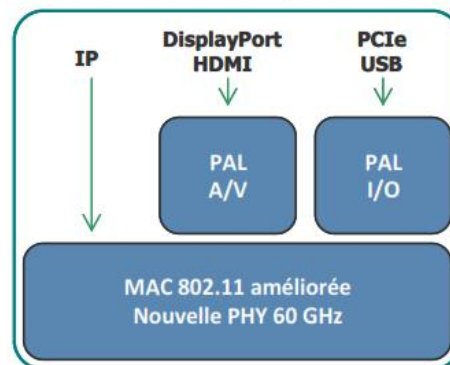


Figure 1.9. Couches d'adaptation du protocole (PALs) [I-25]

1.5. Applications potentielles

La grande évolution de la microélectronique a conduit à la possibilité d'augmenter la complexité des systèmes aux fréquences millimétriques. Par conséquent, de nouvelles applications potentielles sont envisageables, on peut diviser ces applications en deux domaines : militaire et civil.

1.5.1 Applications militaires

Les militaires se sont intéressés à la bande millimétrique pour les transmissions radios. Leur objectif est surtout la discrétion : les transmissions indétectables à courte portée sont réalisées à partir de la limitation de la propagation et le confinement par de petites antennes. Actuellement, les militaires ont deux grands types d'applications en cours : les télécommunications par satellite, et les liaisons courtes portées.

Dans le secteur militaire, l'une des applications souvent utilisée dans la bande millimétrique est la communication Point-à-Point et Point multipoint. Pour les applications Point à-Point, on trouve les transmissions satellitaires (aux fréquences 44 et 60 GHz) et terrestres (aux fréquences 55 et 60 GHz). La communication Point multipoint n'utilise que la transmission par satellite à la fréquence de 44 GHz.

Les études sur le champ de bataille numérisé, suite aux expériences de la guerre du Golfe ont d'abord fait apparaître le besoin d'identification ami-ennemi. Puis le besoin d'échanger localement les informations à haut débit et en temps réel pour les systèmes d'arme. De plus, le matériel devait être petit, les antennes peu encombrantes et le rayonnement discret. Toutes ces qualités sont réunies dans le domaine millimétrique pourvu qu'on ne demande pas trop de portée, à l'exception du satellite.

1.5.2 Applications civiles

Un effort important autour du développement des standards pour les communications à 60 GHz est accompli au niveau institutionnel et industriel, ceci est afin de répondre à des applications bien spécifiques. Parmi les applications civiles dans la bande des 60 GHz, on peut citer :

Wireless Local Area Network (WLAN) [I-27] ou 'réseaux locaux sans fil désigne la technologie permettant d'établir un réseau informatique sans fil (Figure 1.10). Au début, les WLANs étaient destinés à remplacer une infrastructure filaire limitée à une zone géographique très restreinte. Ces réseaux visent à couvrir une zone de quelques centaines de mètres maximum, comme un réseau local d'entreprise, une maison, ou un espace public. (Figure 1.10). Les systèmes WLAN ont des multiples avantages : confidentialité et sécurité des communications, réduction des interférences co-canaux entre pico-cellules adjacentes, faible encombrement des systèmes, etc.

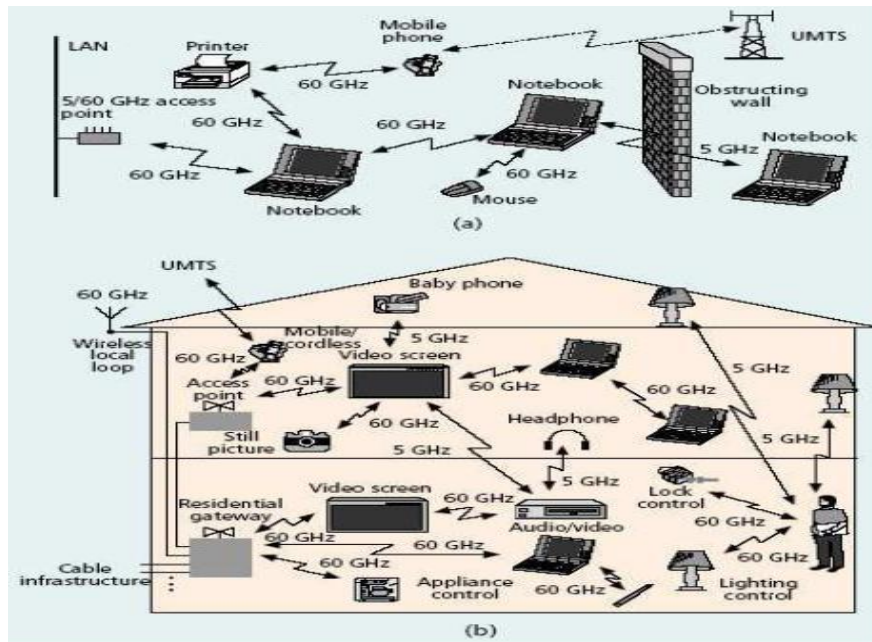


Figure 1.10. Exemples des systèmes WLANS 60 GHz dans l'environnement
(a) de travail - (b) domestique

Pour les systèmes WLANs, les standards IEEE 802.11 sont favorables pour les bandes de fréquence suivantes : (2,4-2,48) GHz, (5,15-5,35) GHz et (5,75-5,825) GHz. Concernant les fréquences autour de 40 GHz et 60 GHz, elles ont été considérées comme très prometteuses pour les réseaux WLANs de quatrième génération (4G).

Les réseaux personnels sans fil (WPAN : Wireless Personal Area Network) [I-27] sont des réseaux sans fil à usage personnel. Ils permettent de mettre en œuvre des applications indoor. Ces réseaux visent principalement à mettre à la disposition de l'utilisateur, la télévision à haute définition, l'Internet à très haut débit et le transfert de gros paquets de données par transmission sans fil. Ces réseaux personnels servent également à être utilisés dans des cas spécifiques. Par exemple pour permettre la communication entre les chirurgiens et autres membres de l'équipe pendant une opération chirurgicale. Les débits de communication sont plus élevés (de l'ordre de 2 Gbps) et les distances de communications plus courtes par rapport aux systèmes WLANs IEEE 802.11.

Le standard IEEE 802.15.3c est le premier standard destiné aux applications très haut débit et courte portée pour les réseaux personnels sans fil WPAN à 60 GHz. Il définit trois principaux modèles d'utilisation :

- UM1 : L'affichage sans fil haut débit sur tout type d'écran, ce modèle d'utilisation concerne par exemple des vidéos à haute définition sur un écran de télévision WHDMI (Wireless High Definition Multimedia Interface) pour des distances comprises entre 5 et 10 mètres (Figure 1.11).

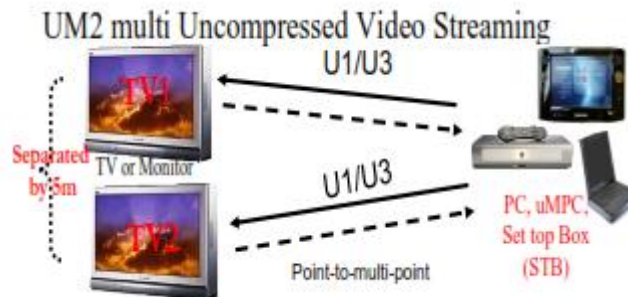


Figure 1.11. Modèle d'usage numéro1 : Transmission de vidéos non compressés

- UM2: Le "wireless docking / Cordless computing". Ce modèle d'utilisation permet de remplacer le besoin de câbles entre ordinateur et périphériques, par connecter un ordinateur portable et tous types de périphériques sans fil à une station de base (Figure 1.12)

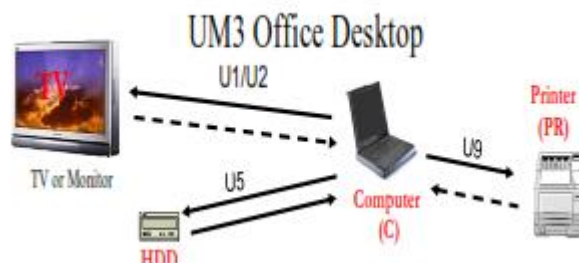


Figure 1.12. Modèle d'usage numéro 2: Wireless docking / cordless computing

- UM3 : Les applications de type "sync and go" ou kiosque, dans ce modèle d'utilisation, les données sont transférées rapidement d'un dispositif sans fil à un autre, d'un particulier à un autre pour des distances d'environ 1 mètre (Figure 1.13).

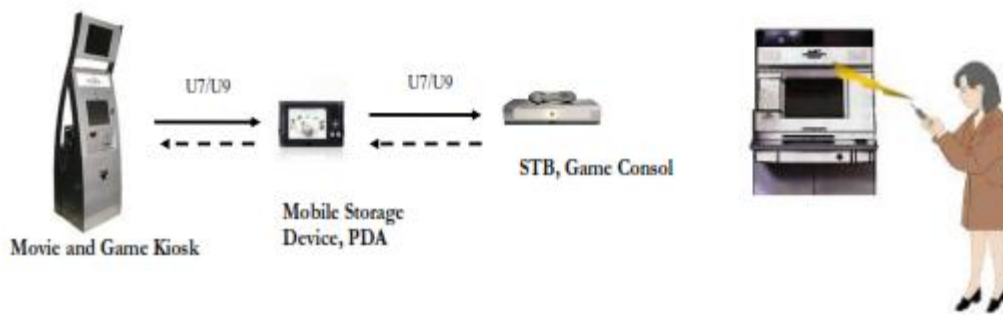


Figure 1.13. Modèle d'usage numéro 3: Applications "sync and go" ou kiosque

Les réseaux de capteurs, un réseau de capteurs désigne un ensemble de petits dispositifs autonomes sans fil, capables d'effectuer des mesures dans leur environnement. Ils peuvent être utilisés pour des applications très variées (localisation, trafic, suivi de marchandises...). L'exploitation de la bande des 60 GHz permet notamment de réduire la taille de l'antenne et sa directivité permet également de réduire les puissances d'émission.

Les communications véhiculaires, les communications véhiculaires à 60 GHz peuvent se diviser selon trois catégories [I-28] : les communications intra véhiculaires, les communications inter véhiculaires et les radars véhiculaires.

- Les communications intra véhiculaires peuvent, dans le cas d'une voiture, se rapprocher d'un réseau WPAN avec des communications entre périphériques comme un lecteur DVD placé à l'arrière, un lecteur MP3, un ordinateur portable...etc.
- Les communications inter véhiculaires sont également envisagées, mais difficiles à mettre en œuvre à cause de l'effet Doppler élevé.
- Les radars véhiculaires, par exemple les radars anticollisions, qui ont déjà fait l'objet de réalisations en millimétrique, mais plutôt dans la bande des 24 et 77 GHz.

Les applications civiles haut débit à 60 GHz représentent un marché potentiel important. La réglementation de la bande 60 GHz dans le monde a laissé beaucoup de liberté pour les chercheurs et les industriels pour intégrer des systèmes émission-réception dans la bande millimétrique à 60 GHz. Elle a également permis l'amélioration des méthodes et des techniques de conception selon les applications visées. La deuxième partie de ce chapitre sera dédiée à l'état de l'art de différentes architectures émission-réception, de quelques dispositifs RF pour les applications à 60 GHz en différentes technologies. Cette partie sera également l'occasion d'introduire le contexte de notre travail et de donner une vue d'ensemble sur la technologie que nous utiliserons dans nos travaux de conception des circuits.

1.6. Systèmes émission-réception dans la bande des 60 GHz

Un système de radiocommunication en général se compose d'un émetteur, d'un récepteur et d'un canal de transmission (Figure 1.14). Chacun de l'émetteur et du récepteur comporte une partie numérique et une partie analogique et leurs structures peuvent être plus ou moins complexes, selon les applications visées.

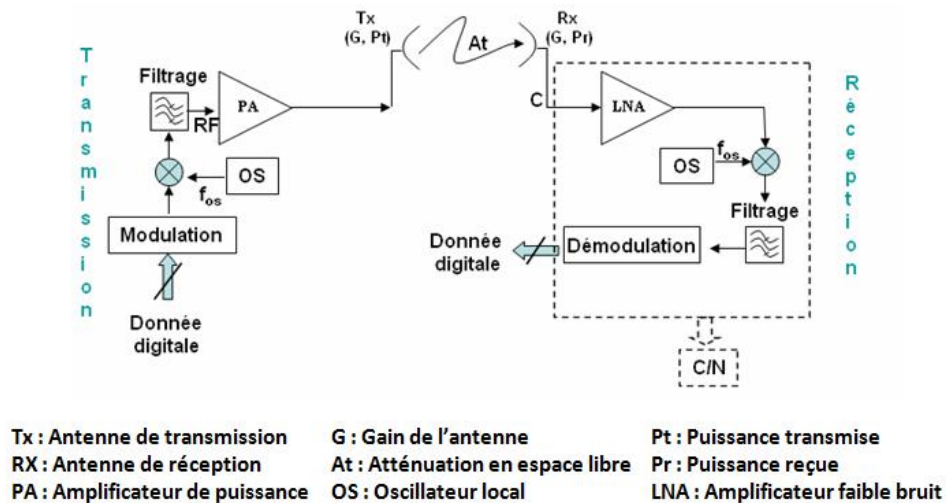


Figure 1.14. Synoptique d'un système de communication sans fil

Les architectures d'émetteur-récepteur dans la bande des 60 GHz représentent un axe très important pour les chercheurs et les industriels. L'évolution actuelle des standards exige plusieurs critères (coût, facilité d'intégration, ...etc) au niveau architectural de l'émetteur et du récepteur. Nous rappellerons donc brièvement les différentes architectures d'émission et de réception utilisables.

1.6.1 Différentes architectures d'émission

1.6.1.1 Emetteur superhétérodyne

La structure superhétérodyne est la structure la plus commune des architectures d'émetteurs. Sa structure est illustrée dans la figure 1.15 :

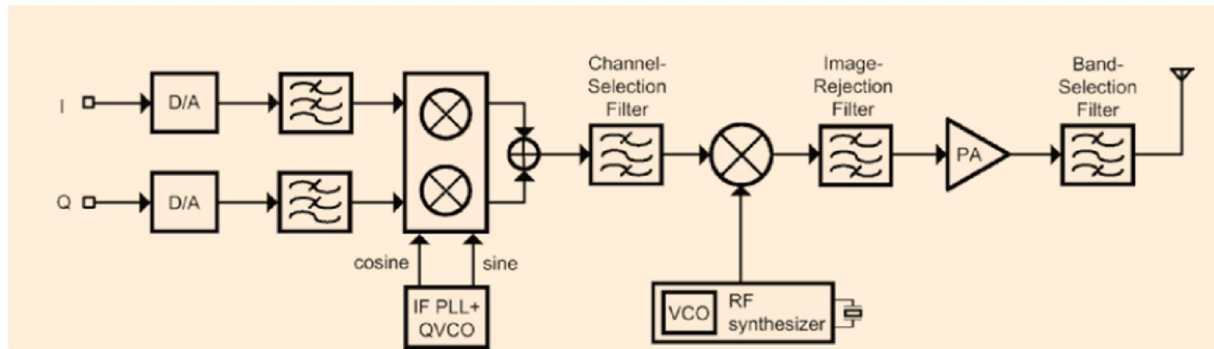


Figure 1.15. Structure d'émetteur superhétérodyne [I-29]

Les signaux I et Q correspondent respectivement aux parties réelle et imaginaire du signal à transmettre en bande de base. Après leur conversion numérique/analogique, les signaux I et Q sont filtrés et amplifiés pour être transposés à une fréquence intermédiaire f_{FI} grâce à deux mélangeurs en quadrature de phase. Après la transposition de fréquence, le signal résultant est ensuite filtré pour supprimer les harmoniques de f_{FI} . De nouveau le signal est transposé à la fréquence $f_{FI} + f_{RF}$ avec un dernier mélangeur. Une fréquence $f_{FI} - f_{RF}$ est générée avec la fréquence $f_{FI} + f_{RF}$ du dernier mélange, cette fréquence perturbatrice sera éliminée par un filtre passe bande. Enfin, le signal sera alors amplifié et filtré. Le dernier filtrage sert à réduire les émissions d'harmoniques parasites avant que le signal utile soit transmis vers l'antenne.

Cette architecture donne des bonnes performances, mais elle est plus complexe et plus volumineuse que les autres architectures. Elle nécessite un filtre à réjection d'images et un filtre passe-bande ayant un ordre élevé pour la suppression des harmoniques parasites.

1.6.1.2 Emetteur homodyne

L'architecture homodyne (Figure 1.15), appelée aussi à conversion directe ou Zero-IF (Zero- Intermediate Frequency) [I-29], ne se base pas sur la technique de la transposition de fréquence pour avoir une fréquence intermédiaire f_{FI} porteuse du signal en bande de base. En effet, le signal en bande de base est directement amené à une fréquence à laquelle il sera transmis.

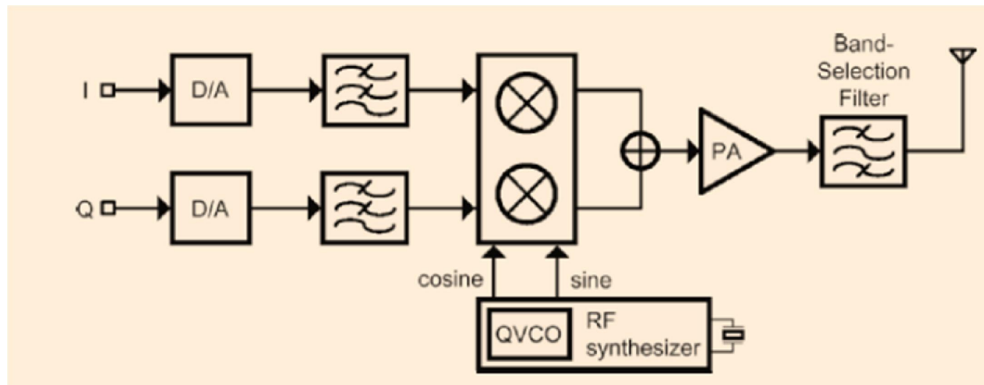


Figure 1.16. Structure d'émetteur homodyne [I-29]

Le modulateur I/Q recombine les signaux I et Q en un signal unique, qui sera porté directement à la fréquence porteuse f_{RF} à l'aide d'un seul étage de transposition en fréquence. En sortie du modulateur, un filtre passe bande est nécessaire pour supprimer les fréquences non désirées et qui sont dues aux intermodulations des harmoniques et du signal utile. L'amplificateur de puissance qui sert à amplifier le signal utile possède également des non-linéarités responsables des intermodulations qui affectent le signal à émettre. Ainsi, un filtre passe bande est placé en sortie pour atténuer les intermodulations afin qu'elles ne perturbent pas les bandes adjacentes

Cette architecture est plus compacte que celle de l'émetteur superhétérodyne. En effet elle n'exige pas un filtre passe bande, un deuxième étage de conversion de fréquence et un filtre externe pour la fréquence image. Ceci rend l'architecture homodyne plus compatible avec une modulation complexe I/Q comme la modulation HPSK, à condition que les deux voies I et Q soient en quadrature précise de phase et fonctionnant à la fréquence RF pour que la fréquence image soit bien rejetée.

Le regroupement des modulateurs I-Q permet de réduire le coût et la consommation générale. Cet avantage offre un plus grand niveau d'intégration et un meilleur traitement des données numériques. Cependant le problème majeur de cette architecture est que la proximité des éléments les uns des autres, peuvent apporter un phénomène de pulling [I-30] [I-31]. En effet, quand deux systèmes oscillants sont trop proches, ils ont tendance à s'accorder par couplage.

Le tableau ci-dessous résume les principaux avantages et inconvénients des deux architectures émetteurs présentées :

Tableau 1.5. Avantages et inconvénients des principales architectures d'émission

Architectures d'émetteur	Avantages	Inconvénients
Superhétérodyne	- Meilleure performance - Faible offset DC - Faible désaccord entre les voies I et Q - Moins de bruit et de parasites dans les bandes adjacentes	- Coût de fabrication élevé - Nécessite deux oscillateurs locaux - Consommation élevée - Intégration difficile à cause du nombre de filtres
Homodyne	- Faible Coût - Structure plus simple - Facilité d'intégration - Pas de filtre de réjection d'image	- Déséquilibre entre les voies I et Q - Effets de « injection locking » et « injection pulling » - Fuites de l'oscillateur local

1.6.2 Différentes architectures de réception

1.6.2.1 Récepteur superhétérodyne

La structure d'un récepteur superhétérodyne est présentée sur la figure 1.17. Cette architecture utilise le principe de la transposition de fréquence. La transposition vers la bande de base est effectuée en deux étapes. D'abord la bande RF est transposée vers une fréquence intermédiaire f_{FI} à l'aide du premier mélangeur et la transposition finale vers la bande de base est réalisée grâce au démodulateur I/Q.

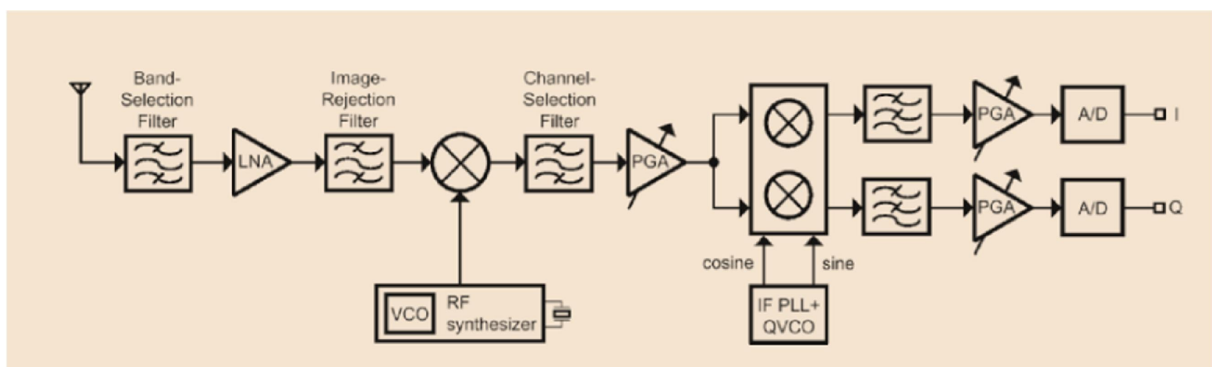


Figure 1.17. Structure de récepteur superhétérodyne [I-29]

Cette architecture offre une meilleure qualité de réception : le filtre de sélection du canal est réalisé en bande FI à fréquence fixe, ce qui offre une meilleure sélectivité. Cette architecture a aussi l'avantage d'être insensible à "l'offset DC" et au bruit en $1/f$ [I-32].

L'architecture superhétérodyne possède aussi des inconvénients majeurs, à savoir une grande complexité, une consommation élevée et une haute sensibilité aux fréquences images.

La grande exigence demandée au niveau des performances des filtres passe-bande rend généralement les filtres SAW (Surface Acoustic Wave) les plus compatibles, cependant, ces filtres sont des composants non intégrables. Ce récepteur reste difficile à réaliser entièrement en circuit intégré et nécessite beaucoup de composants passifs.

1.6.2.2 Récepteur à réjection d'image

Le principe du récepteur à réjection consiste en l'élimination des signaux à la fréquence image en utilisant deux signaux en quadrature de phase (déphasés de 90°). Il existe deux variantes de cette architecture : la structure Hartley, figure 1.18-a, et la structure Weaver, figure 1.18-b :

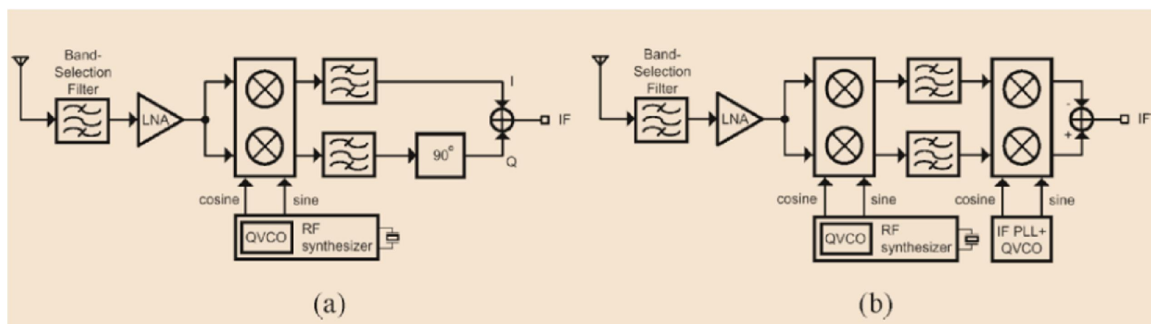


Figure 1.18. Architecture de récepteur à rejection d'image [I-29] :
(a) Architecture Hartley - (b) Architecture Weaver

La première structure permet d'obtenir une rejection d'image de l'ordre de 30 à 40 dB [I-29]. Quant à la deuxième structure, le circuit de déphasage de 90° à bande étroite (Figure 1.17-a) est remplacé par un mélangeur supplémentaire, qui conduit à deux signaux en parfaite quadrature et donne alors une meilleure réjection.

1.6.2.3 Récepteur à Conversion Directe "Zero-IF"

Le synoptique du récepteur à conversion directe est présenté sur la figure 1.19. Dans cette architecture le signal en bande RF est capté par l'antenne, puis il passe par un filtre passe-bande sélectif, ensuite amplifié par un amplificateur de faible bruit LNA (Low Noise Amplifier) avant d'être directement transposé vers la bande de base par le démodulateur I/Q.

Après la démodulation du signal utile, ce dernier subit deux traitements au moment de son passage par le filtre passe-bas.

Le premier sert à éviter les composantes multiples de la fréquence et le deuxième s'occupe d'éviter le repliement du spectre lors de la conversion analogique-numérique.

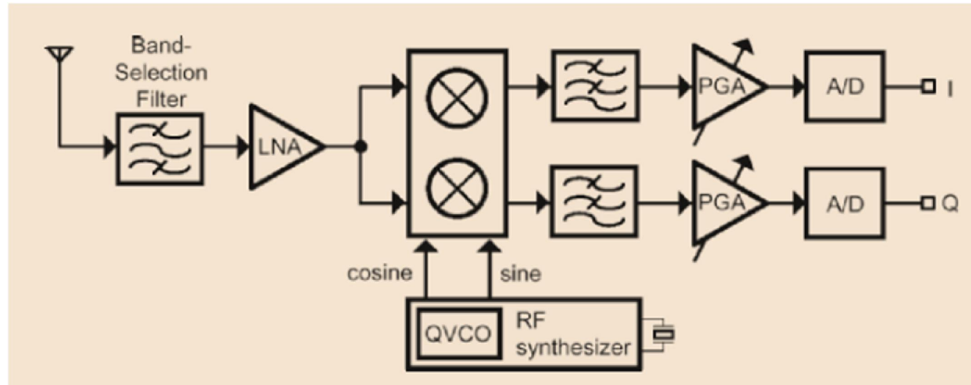


Figure 1.19. Structure de récepteur à conversion directe "Zero-IF" [I-29]

1.6.2.4 Récepteur à conversion Directe "Low-IF"

Dans cette architecture plusieurs variantes de conversion coexistent (Figure 1.20). Selon la permutation des différents blocs, ces variantes se diffèrent par la façon utilisée pour réduire l'amplitude du signal à la fréquence image, signal auquel cette architecture est aussi sensible.

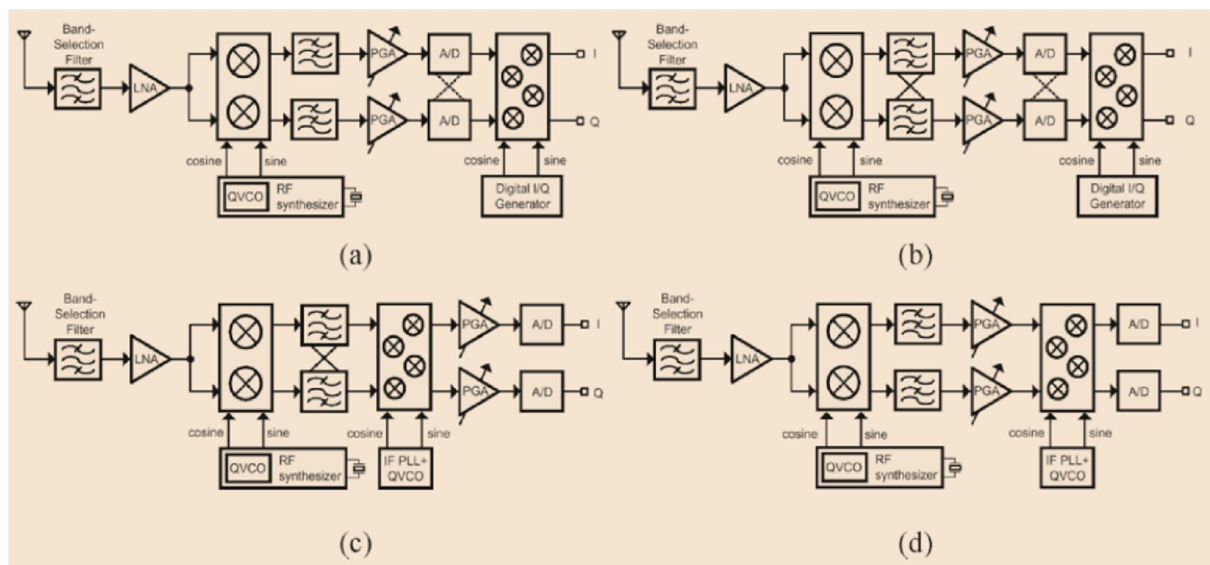


Figure 1.20. Structure de récepteur à conversion directe "Low-IF" [I-29]

Ces variantes sont ainsi moins sensibles au bruit en $1/f$ et à "l'offset DC". Elles sont beaucoup présentes dans les récepteurs à bande étroite comme le "Bluetooth" et le "Home RF".

Le tableau ci-dessous résume les principaux avantages et inconvénients des architectures récepteurs présentées :

Tableau 1.6. Avantages et inconvénients des principales architectures de réception

Architectures de récepteur	Avantages	Inconvénients
Superhétérodyne	- Sélectivité élevée - Haute sensibilité - Faible offset DC - Faible bruit en $1/f$ - Diminution du déséquilibre I/Q	- Grande complexité - Consommation élevée - Très sensibles aux fréquences images - Exigences élevées au niveau de filtrage
Réjection d'image	- Faible Coût - Facilité d'intégration - Faible offset DC - Faible bruit en $1/f$	- Equilibre parfait entre les voies I et Q
"Zero-IF"	- Structure plus simple - Meilleure intégration - Consommation réduite - Faible coût - Pas de filtre de réjection d'image	- Exigences élevées au niveau de la linéarité de l'oscillateur et de LNA - Offset DC - Bruit en $1/f$ élevé - I et Q doivent être en parfaite quadrature
"Low-IF"	- Architecture plus simple - Facilité d'intégration - Faible coût - Faible offset DC - Faible bruit en $1/f$	- Nécessité d'un filtre à réjection d'image - Nécessité de deux conversions en quadrature

1.6.3 Exemples des front-ends RF millimétriques à 60 GHz

Plusieurs industriels et laboratoires de recherche ont mené des travaux remarquables sur les front-ends millimétriques en différentes technologies. La montée en fréquence des transistors (f_t) permet aujourd'hui la conception de front-ends millimétriques avec des

meilleures performances. Les avancées technologiques également ont contribué à l'intégration de systèmes millimétriques à 60 GHz. Nous présentons ici quelques exemples sur les front-ends RF millimétriques en différentes technologies les plus répandues pour des applications à 60 GHz.

1.6.3.1 Front end RF en technologie CMOS/BiCMOS

Les technologies CMOS/BiCMOS garantissent aujourd'hui de bonnes performances pour les éléments actifs des parties analogiques et radiofréquences. Par contre, pour réaliser des systèmes mixtes intégrés, les technologies doivent disposer d'interconnexions de bonne qualité (faible résistivité et faibles capacités parasites), faute de quoi les pertes seront très élevées.

En 2011, Siligaris et al [I-33] ont présenté dans leurs travaux de recherche, un module d'émission/réception complet à 60 GHz en technologie CMOS 65 nm, dédié aux applications de streaming vidéo HD. La puce Tx/Rx a une taille de $13,5 \times 8,5 \text{ mm}^2$. Elle est compatible avec le standard 803.15.3c, elle couvre 4 canaux établis dans le standard 803.15.3c et supporte une modulation de type 16 QAM et OFDM. La figure 1.21 montre l'architecture de la puce Tx/Rx.

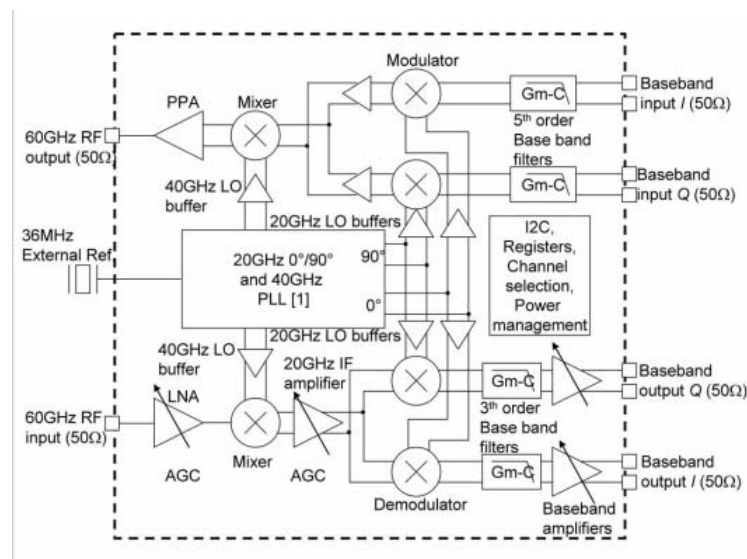


Figure 1.21. Architecture de l'émetteur et du récepteur

L'émetteur (Tx) est composé de filtres passe-bande différentiels, d'un modulateur quadratique, d'un mélangeur et d'un pré-amplificateur. Quant à la partie réception (RX) est composée d'un amplificateur faible bruit, d'un mélangeur, d'un démodulateur quadratique, de filtres passe bande et d'un amplificateur passe-bande. L'amplificateur de puissance au niveau

de la chaîne d'émission a été réalisé sur une autre puce avec la même technologie. Concernant la PLL, elle est commune aux deux parties Tx et Rx.

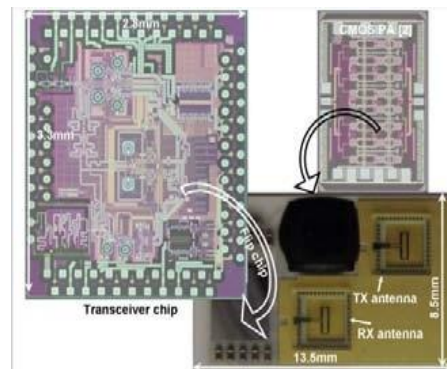


Figure 1.22. Photo du module émission / réception

Une photo du module émission / réception est présentée dans la figure 1.22. Ce module co-intègre la puce TX/RX et l'amplificateur de puissance (PA) par la technologie flip-chip. Les antennes d'émission et de réception sont identiques et elles ont été réalisées sur du quartz. L'émetteur délivre une puissance d'environ 16 dBm pour une consommation de 454 mW pour le RX et de 1,357 W pour le TX. Le niveau d'intégration de ce module est très élevé, ainsi que les performances sont très encourageantes à 60 GHz.

Un autre exemple vient de l'université de Berkeley, il a développé un module émetteur/récepteur à 60 GHz en technologie CMOS 90 nm [I-34]. La figure 1.23 montre le synoptique de l'architecture de la puce Tx/Rx. L'émetteur contient un amplificateur de puissance à trois étages et un mélangeur. Le récepteur comporte un amplificateur faible bruit à deux étages, un coupleur et un mélangeur. Les parties Tx et Rx sont pilotées à partir d'un VCO (Voltage Controlled Oscillator) contrôlé avec une PLL.

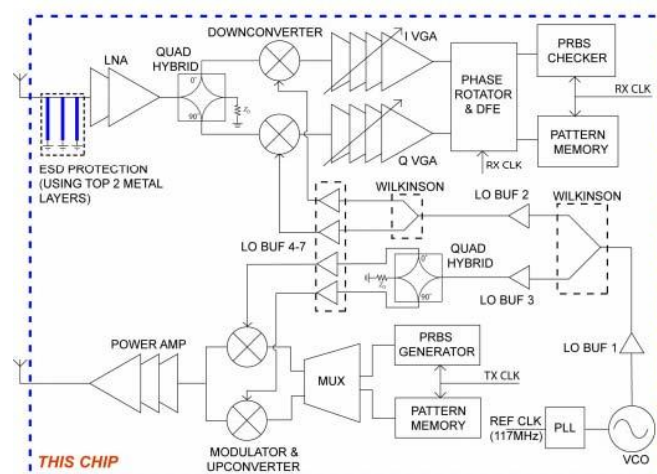


Figure 1.23. Synoptique de l'architecture de l'émetteur/récepteur Berkeley – CMOS

La puce présentée sur la figure 1.24 a une taille de $2,5 \times 2,75 \text{ mm}^2$ et une consommation de 170 mW pour le Tx et 138 mW pour le Rx.

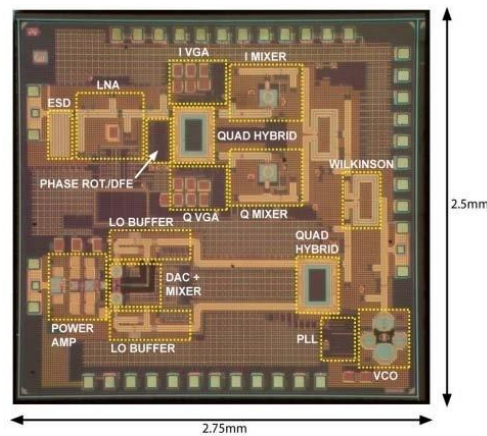


Figure 1.24. Photo de la puce - Berkeley – CMOS

Une première mesure de débit a été réalisée suivant deux tests. Le premier test sert à relier le TX et le RX par un câble de longueur 3 m, ce test aboutit à un débit de 6 Gb/s. Un second test a été réalisé cette fois par une liaison sans fil avec des antennes cornets présentant un gain de 25 dBi. Un débit de 3 Gb/s a été obtenu pour une distance d'un mètre.

1.6.3.2 Front end RF en technologie GaAs

La technologie GaAs est une technologie multicouche qui permet d'associer et d'intégrer des fonctions hyperfréquences (antennes, filtres, amplificateurs...) sur une surface plane faite de plusieurs couches diélectriques dans lesquelles des motifs conducteurs et des éléments passifs sont déposés par divers procédés. Cette technologie est plus encombrante par rapport aux technologies microélectroniques, mais elle assure une haute intégration des modules Tx/Rx.

Un exemple d'un front end en technologie GaAs vient de NEC [I-35] qui a réalisé un module 60 GHz pour la transmission sans fil d'un signal audio/vidéo haute définition. Les émetteurs et récepteurs sont composés de puces MMICs en technologie $0,15 \mu\text{m}$ AlGaAs/InGaAs (filière PHEMT $0,15 \mu\text{m}$ GaAs) et de filtres planaires.

Ce module assure la transmission d'une vidéo de haute définition non-compressée de format 1080i/720p avec un débit de 1,047 Gb/s pour une distance d'environ 7 mètres. L'émetteur délivre une puissance de 10 dBm à 60,8 GHz. Ce module est assez gourmand en

énergie avec une consommation de 750 mW pour l'émetteur et une consommation de 800 mW pour le récepteur.

La figure 1.25 montre l'architecture de l'émetteur et du récepteur. L'émetteur comporte un oscillateur, un doubleur de fréquence, un modulateur d'amplitude, un filtre passe bande et un amplificateur de puissance (PA). Le récepteur est composé d'un amplificateur faible bruit (LNA), d'un filtre passe-bande, d'un démodulateur et d'un amplificateur. L'émetteur LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic) a une taille de 27,2 x 9,5 mm² et le récepteur affiche une dimension de 22,0 x 9,5 mm²

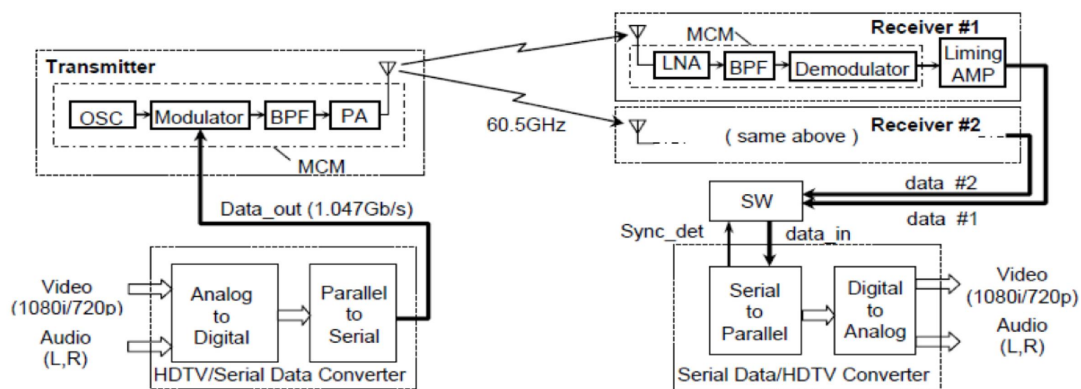


Figure 1.25. Architecture de l'émetteur (Tx) et du récepteur (Rx)

Les puces MMICs et les filtres planaires sont montés par une technologie de type flip-chip (Figure.1.25) dans des modules multi-puces MCM (multichip module) en technologie LTCC dans le but de minimiser les pertes d'interconnexion.

Le choix des technologies (LTCC et GaAs) et l'hybridation de ce module ne présentent pas une solution bas coût mais le niveau d'intégration de ce module est relativement élevé même si l'antenne n'est pas directement intégrée au module et n'est reconfigurable.

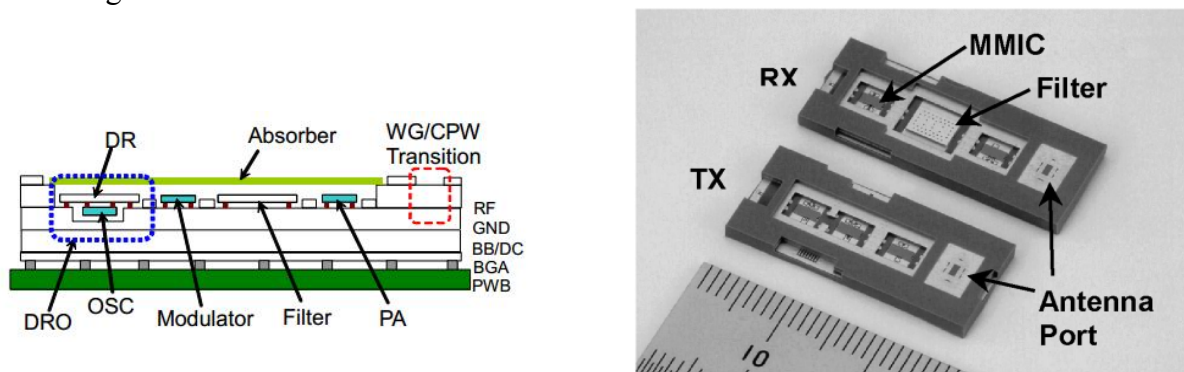


Figure 1.26. Module TX et RX en technologies GaAs et LTCC

Y. LEE et al [I-36] ont utilisé le LTCC multicouches pour réaliser un émetteur à 60 GHz en technologie GaAs PHEMT 0,15 μm avec une approche de type SiP (System In Package) (Voir Figure 1.27).

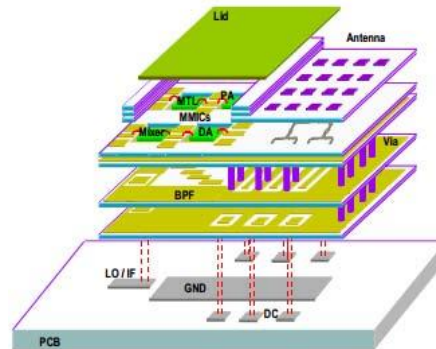


Figure 1.27. Schéma 3D (approche SiP) de l'émetteur réalisé en technologie GaAs

La figure 1.28 montre le synoptique de l'émetteur à 60 GHz proposé par Y. LEE. Les blocs de cet émetteur sont réalisés en différentes technologies : un filtre passe bande en technologie stripline, un réseau d'antennes patchs en technologie microstrip et de cinq MMICs en technologie GaAs 0,15 μm . Le signal LO est délivré par une source externe qui n'est pas intégrée au module.

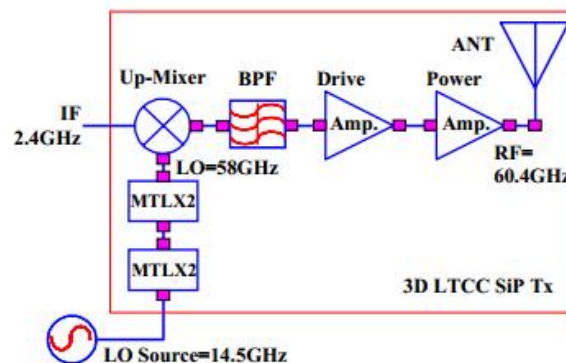


Figure 1.28. Schéma 3D (approche SiP) de l'émetteur réalisé en technologie GaAs

La figure 1.29 montre le module Tx LTCC-SiP à 60 GHz. Ce module inclut quatre blocs MMICs, un filtre et une antenne sur un total de 9 couches LTCC. Chaque couche a une hauteur de 100 μm de constante diélectrique relative $\epsilon_r = 7$ à 60 GHz. La liaison d'une couche à l'autre se fait par des trous vias. Les MMICs sont regroupés sur la même couche et connectés par bondings.

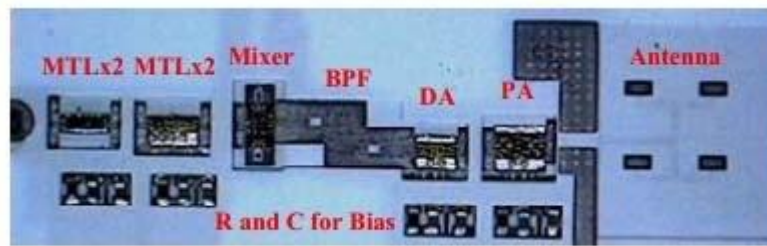


Figure 1.29. Module Tx LTCC-SiP à 60 GHz

La taille totale de ce module est $36 \times 12 \times 0.9 \text{ mm}^3$. Sa puissance de sortie est de 9 dBm et un gain de conversion de 11,2 dB à 60,4 GHz. Le niveau d'intégration ainsi que les performances sont très encourageants.

D'après les différentes architectures et les exemples des fronts end à 60 GHz présentés, surtout la structure émission-réception superhétérodyne, la notion de la fréquence intermédiaire est toujours incluse pour assurer la transposition de fréquence du signal utile. Cette opération se fait à partir d'un signal RF et d'un oscillateur local, souvent utilisé conjointement avec un multiplicateur de fréquence dans le but d'avoir un signal plus stable et pur. La fonction mélange ainsi que les deux entrées RF et OL font partie du récepteur RF d'un système de communication sans fil de très haut débit à 60 GHz dont les deux parties concernant le mélangeur et la génération de signal OL feront le point d'intérêt de ce projet de thèse.

1.7. Contexte du travail

Principalement en raison de l'encombrement de la partie basse du spectre micro-onde et les besoins croissants en transmissions haut débit, la montée en fréquence vers le spectre des fréquences millimétriques à 60 GHz reste une solution envisageable pour les systèmes radio offrant de meilleures performances en très haut débit. Ces systèmes radio dans le but de répondre à ce besoin de haut débit, doivent donc intégrer une source capable de délivrer un signal dans la gamme des longueurs d'ondes millimétriques à 60 GHz.

Dans la partie radiofréquence de ce genre de systèmes, l'un des points critiques est d'avoir une source capable de générer un signal avec une fréquence stable, un faible niveau de bruit de phase et un bon niveau de puissance. Or, la génération directe d'une onde millimétrique à 60 GHz ne permet d'obtenir que des sources ayant une stabilité et une pureté moyennes. Les oscillateurs locaux utilisés conjointement avec des multiplicateurs de

fréquence, constituent actuellement la technique la plus répandue pour répondre aux exigences de qualité requise. C'est dans un tel contexte que se situe une partie majeure présentée dans ce manuscrit. L'objectif de projet de thèse consiste à étudier et concevoir deux circuits fondamentaux de type MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) qui feront partie d'un récepteur fonctionnant dans la bande millimétrique à 60 GHz. Ainsi, ces deux circuits sont les suivants : le premier circuit est un quadrupleur de fréquence (multiplication de fréquence par 4). Ce circuit est un élément primordial dans la partie de génération de fréquences à 60 GHz dans le récepteur RF à 60 GHz. Le second circuit est un mélangeur à 60 GHz qui va assurer la fonction de transposition de fréquence. Ces circuits ont été conçus en technologie MMIC en arséniure de gallium à base de transistors HEMT pseudomorphique à 0,15 μm de longueur de grille de la fonderie UMS sous le logiciel ADS (Advanced Design System).

Dans ce qui suit, nous allons décrire d'abord les caractéristiques d'un transistor HEMT et d'un PHEMT (PH15_UMS), puis nous présenterons les différents composants passifs de la technologie PH15-UMS ainsi que les circuits de polarisation dont nous aurons besoin dans nos travaux.

1.8. Technologie PH15

Lors de la conception de nos différents circuits : quadrupleur de fréquence et le mélangeur, nous avons utilisé des composants à base de transistors PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistors) sur substrat GaAs qui sont issus de la technologie PH15 du fondeur UMS (United Monolithic Semiconductor). Nous allons présenter les différents composants de cette technologie et des circuits MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) en général.

1.8.1 Rappel sur les transistors à effet de champs

Les transistors MESFET (Metal Epitaxy Semiconductor Field Effect Transistor) ou transistors à effet de champ à grille Schottky, sont les dispositifs actifs les plus utilisés dans des circuits micro-ondes. Ces transistors constituent le cœur de ces circuits. En fait, jusqu'à la fin des années 1980, presque tous les circuits intégrés microondes utilisaient la technologie GaAs MESFET. Il existe bien d'autres structures de transistors à effet de champ : HEMT,

PHEMT, MODFET, SDHT, ...etc. Ces structures sont beaucoup plus complexes, elles permettent un accroissement des performances (augmentation des gains, diminution du bruit, ...), ou bien introduisent de nouvelles fonctionnalités. Ainsi, les transistors HEMT (acronyme de l'anglais High-Electron Mobility Transistors, ou transistors à haute mobilité d'électron) et les transistors PHEMT (HEMT pseudomorphe), remplacent rapidement la technologie conventionnelle de MESFET dans des applications hyperfréquences civiles ou militaires de plus en plus nombreuses.

Toutefois, les principes de base de fonctionnement de tous ces transistors sont très semblables à ceux du MESFET. La structure de base d'un MESFET est représentée schématiquement par la figure 1.30 :

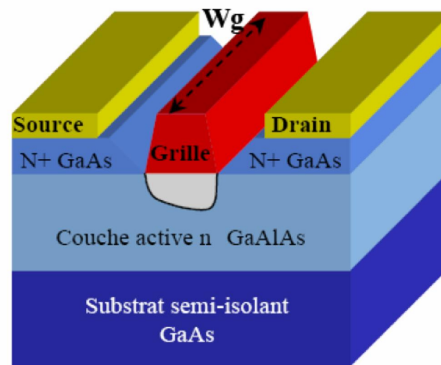


Figure 1.30. Vue en coupe d'un transistor MESFET sur GaAs

Le substrat sur lequel le transistor est fabriqué est une couche semi-isolante (forte résistivité). Cette couche constitue un isolement entre composants. Le canal (couche active) est une couche mince, elle est modérément dopée n pour donner une couche de conduction. Cette couche a pour fonction de permettre l'écoulement du courant entre le drain et la source. Enfin, il y a une couche fortement dopée (n +) de chaque côté de la grille pour faciliter la fabrication des contacts ohmiques (source et drain) qui doivent être faiblement résistifs.

La figure 1.31 représente le schéma électrique équivalent petit signal d'un transistor MESFET [I-37] :

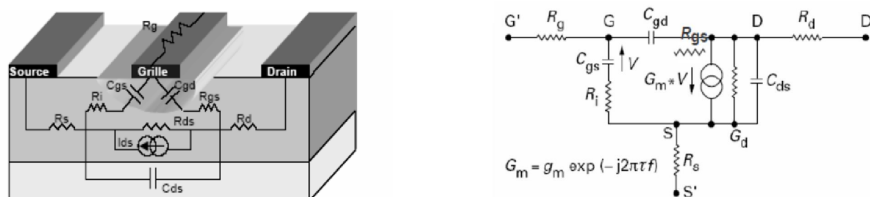


Figure 1.31. Schéma équivalent d'un transistor MESFET

Le tableau suivant donne une idée des valeurs des éléments du schéma équivalent petit signal d'un transistor à six doigts de grille 6x40 μm :

Tableau 1.7. Ordre de grandeur des éléments du schéma équivalent petit signal pour un transistor FET [I-37]

C_{gs} (fF)	≈ 80 à 240
C_{gd} (fF)	≈ 40 à 150
C_{ds} (fF)	≈ 40 à 80
R_{gs} (Ω)	≈ 200
R_i+R_g	Quelques Ohms

Ce sont les valeurs typiques des éléments intrinsèques du circuit équivalent des FETS à 10 GHz pour 0,15 μm de longueur de grille et 240 μm de largeur.

Les paramètres qui permettent d'évaluer un transistor micro-ondes sont :

- La fréquence maximum d'oscillation, f_{max} . Pour un gain maximal, il existe une fréquence pour laquelle ce gain a une valeur unité. Cette fréquence est appelée fréquence maximale d'oscillation ou f_{max} . Il s'agit donc d'une fréquence au-delà de laquelle il n'est plus possible de réaliser un oscillateur avec ce transistor en utilisant un circuit de contre-réaction sans perte.
- La fréquence f_c est la fréquence pour laquelle le gain en courant (sortie en court-circuit) est égal à 1. Pour les transistors bipolaires, cette fréquence est appelée fréquence de transition.

Si l'approximation, courte longueur de grille est faite, f_c peut être liée à la durée de passage des électrons dans le canal t , par l'expression :

$$f_c = \frac{1}{t} = \frac{V_{\text{sat}}}{L} \quad (1.4)$$

Où V_{sat} représente la mobilité ou la vitesse de saturation des porteurs dans le canal. Sa valeur est approximativement 6×10^{10} $\mu\text{m/s}$ pour la technologie GaAs et pour des niveaux de dopage usuels utilisés pour la création du canal en technologie GaAs. La longueur de grille doit être

inférieure à 1 μm pour que la valeur f_c soit supérieure à 10 GHz.

L'expression de f_{max} peut être rapprochée par :

$$f_{\text{max}} = \frac{f_c}{2} \sqrt{\frac{R_{\text{ds}}}{R_G}} \quad (1.5)$$

Où R_G est la résistance de la grille et R_{DS} celle entre le drain et la source. Des deux expressions ci-dessus pour f_c puis f_{max} , il est évident que la longueur de grille doit être rendue aussi faible que possible.

A titre indicatif, on donne sur la figure 1.32 un exemple de structure pour des transistors HEMT. La différence principale entre le HEMT et le MESFET est la présence d'une hétérojonction. Dans la structure HEMT, un espaceur assure la séparation entre les donneurs ionisés et les électrons libres, ces derniers sont maintenus dans le semi-conducteur non dopé pour augmenter la mobilité. Une autre différence entre le MESFET et le HEMT se situe au niveau du principe même du contrôle du courant dans le canal. Alors que dans le cas du MESFET, l'électrode de la grille contrôle la section du canal disponible pour la conduction, tandis que dans le cas du HEMT (figure 1.31), elle contrôle la densité d'électrons libres situés à l'interface entre l'espaceur et la zone de GaAs non dopée (zone tampon) constituant le canal du transistor [I-37].

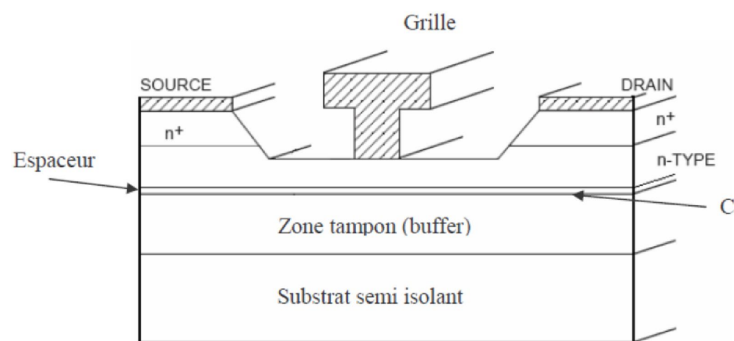


Figure 1. 32. Vue en coupe d'un transistor HEMT sur GaAs

Le tableau 1.9, récapitule les principaux avantages de chaque structure mentionnée ci-dessus.

Tableau 1.8. Comparaison des transistors MESFET, HEMT et PHEMT sur GaAs et InP

Critère	Substrat GaAs		Substrat InP	Application pour ce critère
	MESFET	PHEMT	PHEMT	
f_t	Bon	Bon	Excellent	
f_{max}	Bon	Très bon	Très bon	
Produit gain bande	Moyen	Bon	Bon	Amplificateur large bande
Facteur de bruit	Moyen	Bon	Très bon	Amplificateur faible bruit
Bruit 1/f	Mauvais	Moyen	-	Oscillateur
Coût	Raisonnable	Elevé	Très élevé	

1.8.2 Présentation des composants passifs

Dans le paragraphe précédent nous avons décrit les caractéristiques d'un transistor HEMT et d'un PHEMT (PH15_UMS). Comme le transistor est "la brique de base" des circuits. Pour une technologie donnée, les caractéristiques de celui-ci ont un fort impact sur les performances d'un circuit. Les éléments passifs jouent aussi un rôle important pour un certain nombre de caractéristiques électriques des circuits MMIC telles que la largeur de la bande passante, la fréquence centrale, ...etc.

Dans le processus de conception de circuits MMIC, il n'existe pas de phase de routage, contrairement à la conception d'ASICs en basse fréquence. La façon d'interconnecter à l'aide de lignes les éléments actifs et passifs, a un impact direct sur les performances du circuit que l'on cherche à réaliser. En fait, chaque ligne de connexion est un composant passif qui doit être introduit dans la simulation.

De plus, les éléments passifs sont employés pour les systèmes de polarisation ainsi que dans les réseaux d'adaptation d'impédance et enfin, les éléments passifs interviennent dans la conception des plots d'entrée et de sortie des dispositifs MMIC. On distingue plusieurs éléments passifs :

- Les lignes de transmission
- Les résistances
- Les inductances
- Les condensateurs
- Les "air bridge"
- Les "via hole" (trous métallisés)

Un élément passif est communément considéré comme "assez grand", et donc distribué, lorsque ses dimensions sont de l'ordre ou supérieur à $\lambda / 10$, où λ est la longueur

d'onde du signal d'entrée. A contrario, un élément passif est dit localisé lorsque ses dimensions sont inférieures à $\lambda / 10$.

De même, les éléments localisés ne sont pas purement inductifs, résistifs ou capacitifs, mais ils ont les trois aspects à la fois. Ceci est dû aux effets parasites présents lors de la réalisation. Ainsi, en raison de ces effets parasites, les éléments localisés résonneront à une certaine fréquence. Durant les étapes de conception d'un circuit hyperfréquence, les concepteurs doivent absolument tenir compte de ces effets. Si on ne tient pas compte de cette complexité, il est fortement improbable d'obtenir les performances désirées.

Les logiciels de CAO qui sont employés dans la conception des MMIC peuvent intégrer des bibliothèques de fabricant de circuit. Celles-ci contiennent des modèles détaillés des éléments passifs disponibles dans la technologie du fabricant (fondeur).

1.8.2.1 Résistances

Dans les circuits MMIC, les résistances sont utilisées principalement pour la contre réaction des circuits, la polarisation, la stabilisation de transistors, ainsi que la réalisation des terminaisons.

1.8.2.1.1 Rappel sur les résistances en conception MMIC

D'une manière tout à fait générale, la valeur d'une résistance R d'un bloc de conducteur (Figure 1.33) est donnée par la formule suivante [I-37] :

$$R = \frac{\rho L}{A} \quad (1.6)$$

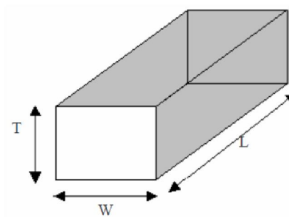


Figure 1.33. Résistance sous forme d'un bloc de conducteur

Où :

- ρ est une constante appelée résistivité, elle est spécifique au conducteur utilisé
- $A = W * T$ est la section de la résistance
- T est l'épaisseur de la résistance
- W est la largeur de la résistance
- L est la longueur

Mais elle devient très complexe car d'une part le profil de dopage n'est pas constant et d'autre part, quand le matériau est déposé en couche mince, il varie considérablement en fonction de l'épaisseur de la couche. Il est donc préférable d'utiliser la notion de résistance par carré.

Pour les résistances utilisées dans les circuits MMIC, deux phénomènes interviennent :

- Pour les zones actives, le profil de dopage est complexe.
- Pour les dépôts résistifs (NiCr, TaN, ...etc.), il apparaît un phénomène de couche mince. Lorsque l'épaisseur du dépôt devient faible, la résistivité du matériau change considérablement en fonction de l'épaisseur et la formule ci-dessus n'est plus du tout applicable.

Les seuls paramètres que l'on puisse faire varier sont W et L . On définit donc la notion de résistance par carré comme étant, la résistance entre les côtés opposés d'un carré de surface quelconque constitué soit par le dépôt métallique soit par la couche active. Une autre grandeur importante est le coefficient de température.

Il y a deux moyens d'intégrer des résistances dans les circuits MMIC :

1. Par dépôt de couches minces (Figure 1.34-a) des alliages ou composés chimiques plus ou moins résistifs et dont l'épaisseur est fixée pour une technologie donnée. La longueur (L) du dépôt métallique dépend de la valeur de résistance que l'on souhaite réaliser.
2. Par tronçon de couches actives (Figure 1.34-b).

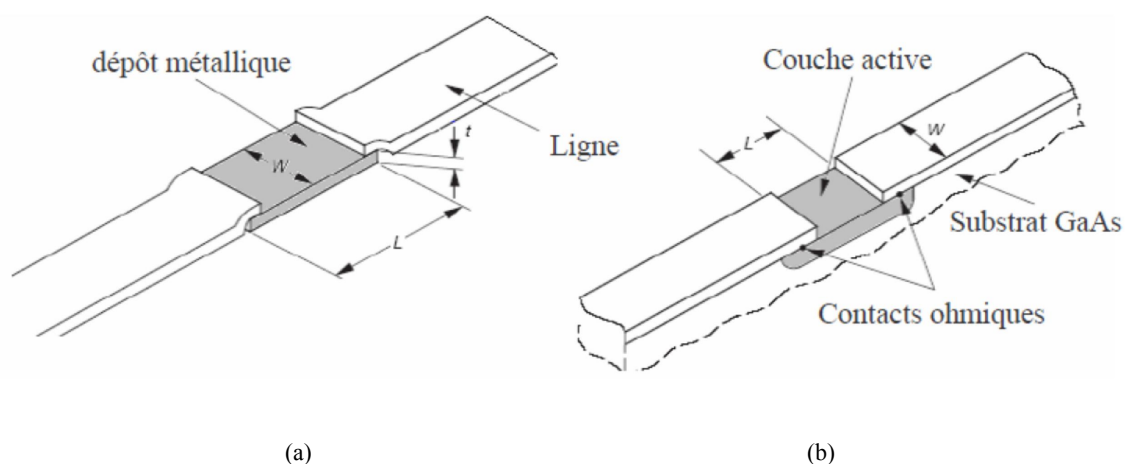


Figure 1.34. Résistances pour circuits MMIC

- Résistance par tronçon de couche active

La réalisation des résistances à couche active repose sur l'utilisation d'un canal d'un transistor (dans la technologie PH15, il s'agit d'un transistor FET) et des contacts ohmiques qui sont déjà disponibles dans le processus de conception de circuit MMIC. La valeur de la résistance ainsi obtenue dépend naturellement de la résistance des contacts ohmiques. Toutefois, elle dépend principalement de la résistivité du canal du transistor. En faisant varier la valeur de dopage du canal du transistor, on obtient une résistance de valeur plus ou moins grande. Ceci constitue le principal avantage de ce type de résistance, on n'a pas besoin de procédures technologiques spécifiques pour les réaliser. Toutefois, la valeur de la résistance est déterminée par le choix de la couche pour avoir un bon transistor.

Les résistances par tronçon actif ont plusieurs problèmes potentiels parmi lesquels : le courant de saturation du canal du transistor et un coefficient de température élevé. De plus, au-dessus d'un champ électrique critique, le courant dans le substrat (GaAs) saturera et le dispositif deviendra non linéaire.

En pratique, ce n'est pas une limitation grave puisque la longueur de la résistance est habituellement suffisante pour empêcher le champ électrique d'atteindre sa valeur critique. Néanmoins, un problème plus sérieux vient de la valeur élevée du coefficient de température (+ 1000 ppm/°C).

- Résistance par couche mince

Elles sont habituellement fabriquées en TaN ou en NiCr, bien que des alliages de Cr, de Ti, de Ta, de Ta₂N, et d'AuGeNi aient été également employés. Les avantages des résistances en couche mince sont : Un bas coefficient de température, une grande précision et de faibles effets parasites. Le principal inconvénient de ce type de résistances est d'ordre technologique. La réalisation de couche mince nécessite des étapes supplémentaires dans la fabrication des circuits MMIC. Celles-ci sont délicates à effectuer et entraînent des difficultés technologiques supplémentaires (type électro-migration, ... etc.). Les résistances de faibles valeurs faites à partir des matériaux de grande résistivité ont peu d'effets parasites, mais elles ont une charge thermique plus élevée à absorber.

Quand les résistances doivent absorber de grandes quantités de puissance, elles peuvent atteindre des températures élevées sur le MMIC et limiter par conséquent la fiabilité

de ce dernier. C'est à cause de ces considérations, qu'un courant continu maximum est autorisé dans les résistances. Dans la technologie UMS, ce courant est de 0.4 mA par μm de largeur de résistance.

Le tableau 1.10 donne un exemple de valeurs de résistances et des coefficients de température pour une technologie particulière. Dans un premier temps, le choix du type de résistance se fera surtout en fonction de la valeur des résistances à réaliser.

Il faut toujours s'assurer que le choix du type de la résistance et ses dimensions, doit être conforme avec le courant qui doit traverser cette dernière.

Un exemple d'une résistance par couche mince est donné par la figure 1.35 :

Tableau 1.9. Exemples de valeurs de résistances

Type de résistance	Résistance/carré (Ω)	Coefficient de température (ppm/ $^{\circ}\text{C}$)
TaN	30	-275
WSiTiN	1000	-1500
Couche active	190	+1000

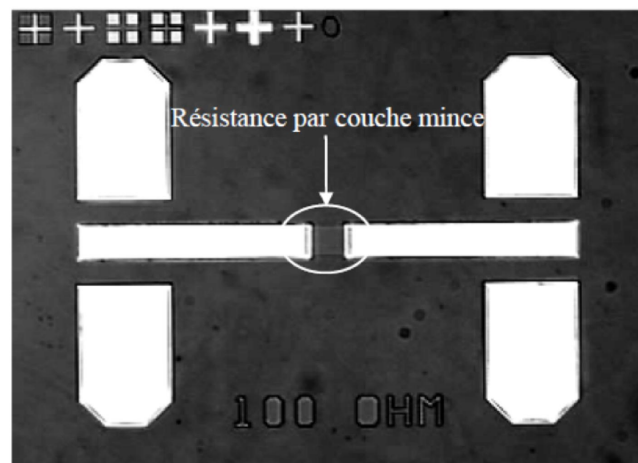


Figure 1.35. Photographie d'une résistance par couche mince

1.8.2.2 Capacités

Comme pour les résistances, il y a plusieurs méthodes pour réaliser une capacité en technologie MMIC parmi lesquelles [I-37] :

1. Par dépôts successifs du type métal-isolateur-métal (MIM)
2. En utilisant des lignes
3. Inter-digités
4. En utilisant une jonction de semi-conducteur soit celle d'un transistor, soit celle d'une diode Schottky

Dans les circuits intégrés analogiques, la réalisation de capacités est souvent le facteur limitant. Ces capacités sont de type MIM (Métal-Isolant-Métal). Pour augmenter la densité de capacité par unité de surface, il est tentant de diminuer l'épaisseur du diélectrique. Mais la couche devient plus fragile et le moindre défaut dans le diélectrique aura pour conséquence le non fonctionnement du circuit.

1.8.2.1.2 Rappel sur les capacités en conception MMIC

Sur la figure 1.36, nous avons représenté un condensateur en couche mince. Celui-ci se compose de deux plaques en métal séparées par un matériau isolant (diélectrique).

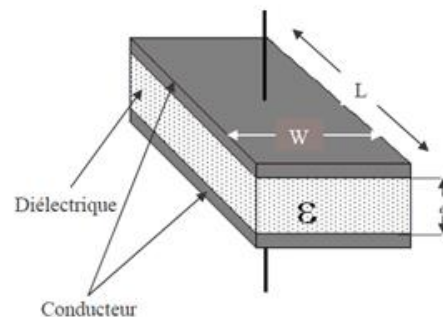


Figure 1.36. Condensateur MIM à couche diélectrique

La capacité (C) de ce condensateur est donnée par la formule :

$$C = \frac{\epsilon \epsilon_0 S}{e} \quad (1.7)$$

Avec :

ϵ_0 : La permittivité diélectrique du vide

ϵ : La permittivité relative

e : L'épaisseur du diélectrique

S : La surface de recouvrement des plaques métalliques, $S=W.L$

Il faut noter que la valeur de la capacité de ce condensateur est proportionnelle à la surface et à la nature de l'isolant (ϵ).

Dans cette section, il ne sera abordé que les capacités de type MIM. Le deuxième type de capacité sera traité dans le paragraphe sur les lignes. Enfin, les deux derniers types de capacité ne seront pas abordés.

Les capacités du type MIM sont les capacités les plus utilisées dans la conception de circuits MMIC. Cette structure a l'avantage de présenter des densités de capacité de l'ordre de 275 pF/mm^2 (dans la technologie PH15, nous disposons des densités de 250 ou de 330 pF/mm^2).

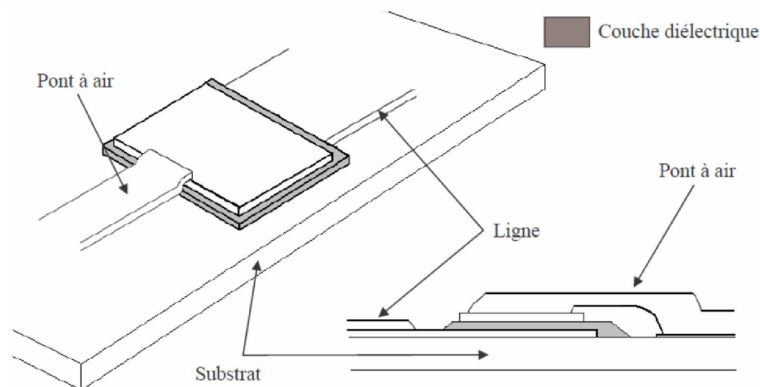


Figure 1.37. Capacité MIM

A titre comparatif pour une structure interdigitée, la capacité par unité de surface est de l'ordre de 2 pF/mm^2 . Sur la figure 1.37, nous avons indiqué la configuration de la capacité MIM la plus utilisée, celle comportant un pont à air ("air bridge").

Dans ce condensateur en couche mince, typiquement, le matériel diélectrique recouvre la première couche en métal et la couche supérieure en métal a une plus petite surface que la couche inférieure en métal. L'utilisation d'un pont à air pour cette configuration sert à réduire au minimum les risques de claquage et de fuite.

Le paragraphe précédent met en évidence que la valeur d'une capacité dépend du choix du diélectrique et des dimensions de la capacité. Le concepteur est tributaire de la technologie qu'il utilise pour le choix du diélectrique. On donne dans le tableau 1.11, les

grandeurs caractéristiques des principaux diélectriques utilisés dans la conception des circuits MMIC.

Tableau 1.10. Différents diélectriques pour capacités MIM

Matériaux	Permittivité relative (F/m)	Champ de claquage $E_{max}(V/\mu m)$	Densité de capacité pour un V_{max} de 50 V (pF/mm^2)
SiO ₂	5	300	265
Si ₃ N ₄	6.5	250	290
Al ₂ O ₃	8.8	250	390
Ta ₂ O ₅	25	200	885
TiO ₂	55	50	490

La valeur de la capacité dépend de ses dimensions W et L . L'épaisseur (e) de la capacité étant fixée par la technologie et par ce fait toutes les capacités d'un circuit sont prévues pour supporter une tension continue donnée par exemple 50 V. Dans la technologie PH15, certaines règles de dessin concernant les dimensions d'une capacité doivent être respectées. Ainsi, on doit toujours avoir : $W > 20 \mu m$ et $0,5 * W < L < 2 * W$.

La figure 1.38 montre les formes d'une vraie capacité MIM.

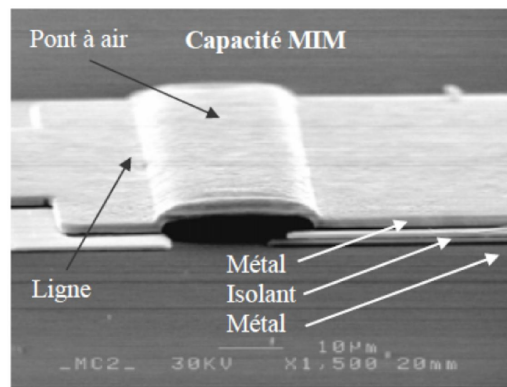


Figure 1.38. Photographie d'une capacité MIM d'un circuit MMIC

1.8.2.3 Inductances

Les inductances sont les éléments nécessaires dans les circuits MMIC où elles sont utilisées comme éléments d'accord et comme "selfs de choc" pour les circuits de polarisation. Les inductances sont parmi les éléments passifs les plus faciles à fabriquer. Pour réaliser une inductance, il existe deux moyens [I-37] :

- Un tronçon de ligne

- Une inductance spirale carrée ou ronde.

Les premiers types d'inductances distribuées sont réalisés par une section de ligne de transmission d'impédance élevée. Ces inductances sont limitées aux valeurs d'inductance en dessous de 1 nH à 10 GHz du fait qu'au-delà de cette valeur, il apparaît un comportement distribué qui n'a plus rien à voir en raison des pertes élevées liées aux grandes longueurs de la ligne de transmission (cf. paragraphe suivant).

Des inductances spirales peuvent être utilisées pour fournir une inductance jusqu'à une vingtaine de nH. Mais ces dernières comportent aussi des éléments parasites, qui limitent la fréquence maximum de fonctionnement.

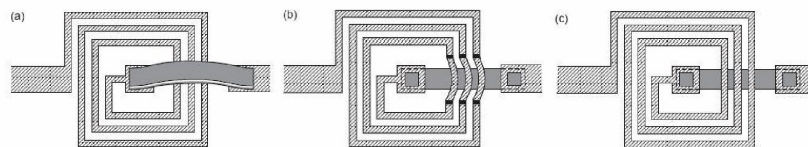


Figure 1.39. Représentation de différentes inductances

Une inductance spirale typique est montrée sur la figure 1.39. Toute inductance est la somme de la self-inductance de la ligne à grande impédance de transmission et de l'inductance mutuelle créée par le couplage électromagnétique entre les lignes enroulées côte à côte.

Un pont à air comme le montre la figure 1.40 est exigé pour assurer un contact entre le centre de l'inductance et la borne de sortie de l'inductance spirale.

Bien qu'il soit facile de fabriquer des inductances spirales, le modèle théorique de ce composant passif est l'un des plus difficiles à formuler. Ceci en raison des mutuelles entre les lignes.

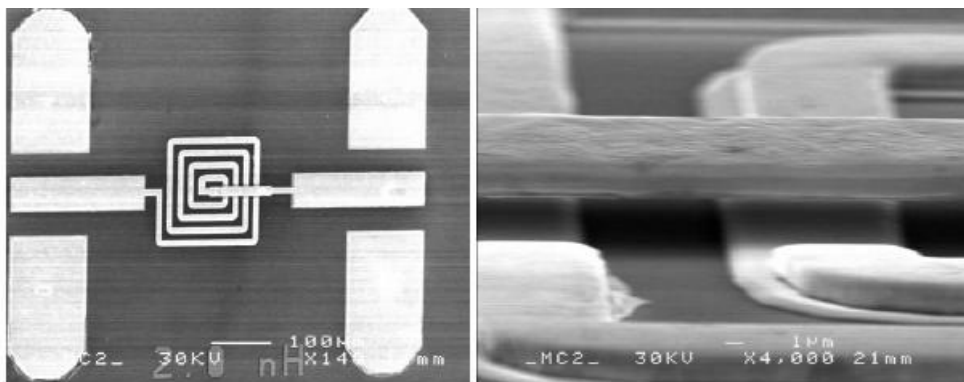


Figure 1.40. Photographie d'une inductance type (a) d'un circuit MMIC

Par conséquent, il faut savoir que les modèles, issus de toutes les bibliothèques, ont été obtenus par des caractérisations expérimentales, sauf pour les inductances rectangulaires.

Dans la conception d'une inductance, le concepteur fixe la valeur de la largeur de ligne, la valeur de l'inductance et l'angle entre les accès entrée-sortie (0 ou 90°) qu'il souhaite. Les logiciels de CAO fournissent automatiquement les autres dimensions (nombre de tour) de l'inductance.

1.8.2.4 Trou métallisé (*Via Holes*)

Le trou métallisé est un élément important en technologie MMIC. Il est utile pour les connexions entre la face supérieure d'une puce (celle où sont élaborés les composants) et la face inférieure (plan de masse). Ainsi, toute connexion à la masse de la borne d'un élément, se fait obligatoirement via un trou métallisé en technologie microruban. De plus, ces structures servent, indirectement, de radiateur pour évacuer la chaleur à dissiper. La phase délicate de cette étape consiste à aligner correctement les trous qui seront creusés à partir de la face arrière avec les circuits de la face avant. L'arséniure de gallium étant transparent pour les grandes longueurs d'onde lumineuses, les repères d'alignement de la face avant sont alignés avec les repères du masque placés en face arrière à l'aide d'un éclairage par une lampe infrarouge [I-37]. La réalisation d'un trou métallisé se fait à partir du plan de masse par attaque chimique. Les parois sont métallisées par un premier dépôt métallique omnidirectionnel et les trous sont remplis par croissance électrolytique. En règle générale, pour ces deux dernières étapes le métal utilisé est de l'or (Au).

Comme indiqué sur la figure 1.41, un via permet ainsi de relier des éléments présents en face supérieure vers la masse.

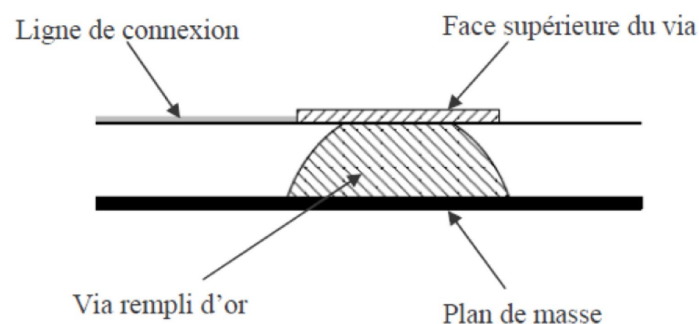


Figure 1.41. Représentation d'un via

Plusieurs problèmes de fiabilité résultent de la conception des trous métallisés. Tout d'abord, si les trous sont complètement remplis d'or, ils peuvent causer des fissures dans le substrat (GaAs). Ceci est dû aux disparités de dilatation thermique entre Au et le GaAs. Cependant, ils doivent contenir assez d'or pour fournir un chemin thermique acceptable. Puisque les trous sont souvent employés pour les contacts de source des transistors à effet de champ, une augmentation de résistance thermique peut avoir comme conséquence une augmentation de la température de jonction et une dégradation dans la fiabilité du dispositif. De plus, la position des trous métallisés peut introduire des problèmes sur le fonctionnement d'un circuit (courants de masse). Lorsqu'on place un via, il faut s'assurer que celui-ci ne posera pas de problème. Pour cela, il faut faire quelques simulations électriques en faisant varier l'inductance parasite dans le schéma électrique équivalent du trou métallisé.

1.8.2.5 Pont à Air (air bridge)

Un composant particulier des technologies de circuits monolithiques micro-ondes est le pont à air. Comme nous l'avons vu, des ponts à air sont exigés pour certains composants passifs. De plus, lorsque la complexité des circuits devient importante, il est difficile d'éviter les croisements des lignes. En outre, des ponts à air sont souvent incorporés dans les transistors possédant plusieurs doigts de grille. La figure 1.42- (a) schématise un pont à air, et la figure 1.42- (b) représente sa photographie. Il est important de noter que le tablier du pont à air ne peut pas enjamber une ligne de grande largeur. Il existe donc une limitation $W \leq 20 \mu\text{m}$. La distance (d) et la distance ($2d + W$) sont fixées par les règles de dessin propres à la technologie utilisée.

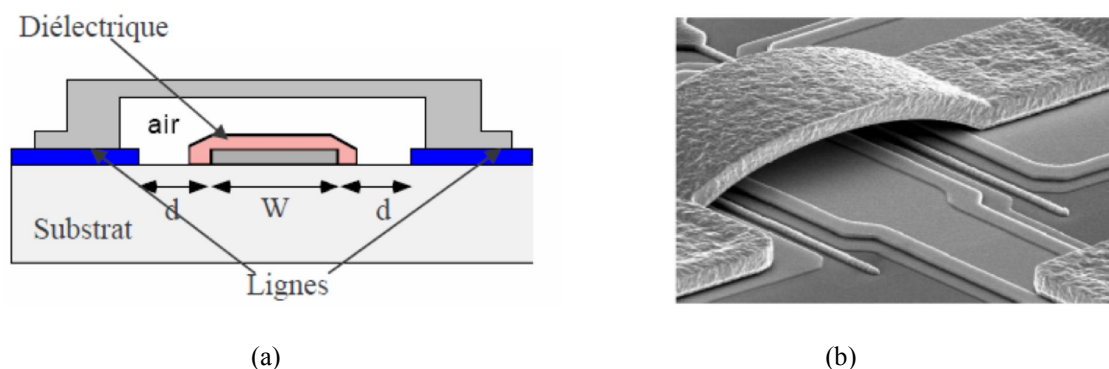


Figure 1.42. (a) schéma du pont à air, (b) photographie du pont à air

1.8.2.6 Ligne à microruban

Dans cette section, on abordera les lignes de transmission et plus particulièrement les lignes à microruban [I-37]. Les lignes seront supposées en mode quasi-TEM (Transverse Electromagnétique) c'est à dire que les champs électrique et magnétique sont perpendiculaires à l'axe de la ligne selon lequel s'effectue la propagation. En pratique cette approximation se révèle suffisante jusqu'au début des fréquences millimétriques.

1.8.2.1.3 Rappel

Une ligne peut être parfaitement définie par les deux paramètres suivants :

- Son impédance caractéristique Z_c
- Sa constante de propagation γ

Lorsque l'on travaille avec un semiconducteur semi-isolant diélectrique du type GaAs ou InP, on peut raisonnablement négliger les pertes des lignes. Dans ces conditions, on a :

L'impédance caractéristique $Z_c \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$

La constante de propagation $\gamma \approx \omega\sqrt{LC}$

Où L et C représentent respectivement l'inductance et la capacité linéiques.

Maintenant, on s'intéresse à l'impédance présentée par un tronçon de ligne, d'impédance caractéristique Z_c et fermé sur une impédance Z_R , comme représente sur la figure 1.43:

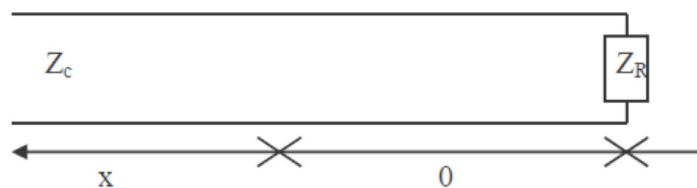


Figure 1.43. Schéma simplifié d'un tronçon de ligne d'impédance caractéristique Z_c

Il est possible de démontrer que l'impédance présentée par un tel tronçon à une distance x de Z_R vaut :

$$Z(x) = Z_c \frac{Z_R + jZ_c \operatorname{tg}(\gamma x)}{Z_c + jZ_R \operatorname{tg}(\gamma x)} \quad (1.8)$$

On peut faire l'approximation suivante : $\tan(\gamma x) \approx \gamma x$ à 10% pour $x < \lambda/12$. Dans ces conditions, l'expression ci-dessus devient :

1^{er} cas figure :

On a une ligne à "forte" impédance caractéristique, $Z_c \gg Z_R/\gamma x$ alors $Z(x) = jZ_c\gamma x$

2nd cas figure :

On a une ligne à "faible" impédance caractéristique, $Z_c \ll Z_R\gamma x$ alors $Z(x) = \frac{Z_c}{j\gamma x}$

Ainsi dans le premier cas de figure, le comportement de la ligne sera inductif. Tandis que dans le second cas, il sera capacitif.

1.8.2.1.4 Modèle d'une ligne microruban

Une ligne microruban est constituée d'un ruban conducteur placé en face avant tandis que l'autre face constitue un plan de masse (Figure 1.44).

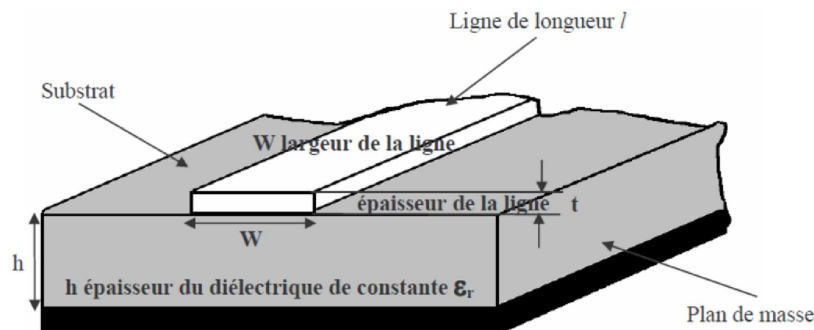


Figure 1.44. Ligne microstrip

L'impédance caractéristique de ce type de ligne dépend de ses dimensions et de la nature du substrat. On trouve dans la littérature plusieurs équations semi-empiriques complexes permettant de calculer l'impédance caractéristique à partir des données géométriques (cf. figure ci-dessus) ou inversement de déterminer les dimensions permettant d'obtenir une ligne d'impédance donnée [I-37].

Pour le détail des calculs et pour plus d'informations concernant tout type de ligne, on pourra se référer à cette référence. Dans la configuration de la figure 1.43, les équations

suivantes permettent de calculer l'impédance caractéristique d'une ligne à micro ruban à partir de ses dimensions. Pour une meilleure précision on utilise ici encore deux équations différentes selon la valeur de W/h :

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0,25 \frac{W}{h}\right) \quad \text{pour } \frac{W}{h} \leq 1 \quad (1.9)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left\{ \frac{W}{h} + 1,393 = 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right\}^{-1} \quad \text{pour } \frac{W}{h} \geq 1 \quad (1.10)$$

Avec $\eta = 120\pi\Omega$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F\left(\frac{W}{h}\right) \quad (1.11)$$

$$F\left(\frac{W}{h}\right) = \begin{cases} (1 + 12 W/h)^{-1/2} + (0,041 - W/h)^2 & \text{pour } \frac{W}{h} \leq 1 \\ (1 + 12 h/W)^{-1/2} & \text{pour } \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (1.12)$$

Il existe un second jeu d'équations qui permet de calculer le rapport W/h correspondant à une impédance caractéristique donnée.

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \times e^A}{e^{2A} - 1} \quad \text{pour } A > 1,52 \quad (1.13)$$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2 \times B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2 \times \epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (1.14)$$

Avec

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right\} \text{ et } B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.15)$$

1.8.2.1.5 Réalisation d'inductance et de capacité à l'aide de ligne microstrip

On a dit jusqu'à présent qu'un tronçon de ligne peut se comporter comme une inductance ou une capacité. A condition d'utiliser des tronçons de faible longueur ($\frac{\lambda_g}{10}$), il est possible de réaliser des éléments passifs quasi-stationnaires (totalement indépendants de la

fréquence).

- **Réalisation d'inductance**

Des sections droites de ligne micro ruban sont employées pour des valeurs d'inductance basse typiquement 0,1 nH à 10 GHz (environ 1 nH/mm de longueur). Ces inductances sont généralement utilisées pour les circuits à haute densité. La présence d'un plan de masse affecte également la valeur d'inductance, qui diminue d'autant plus que le plan de masse est près de la ligne.

Cette diminution peut être prise en considération au moyen de facteur de correction (K_g). Avec cette correction, l'inductance efficace L peut être écrite comme : $L = L_0 K_g$ où L_0 est la valeur de l'inductance sans la présence du plan de masse.

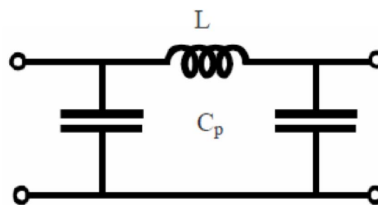


Figure 1.45. Modèle en π

$$L(\text{nH}) = 2 \times 10^{-4} \left[\ln \left(\frac{1}{w+1} \right) + 1,193 + 0,2235 \times \frac{w+t}{l} \right] K_g \quad (1.16)$$

Avec

$$K_g = 0,57 - 0,145 \times \ln \left(\frac{w}{h} \right) \quad \text{pour } \frac{w}{h} > 0,05 \quad (1.17)$$

On montre que pour des lignes micro ruban d'impédance relativement forte (de l'ordre de 80Ω), les capacités C_p peuvent être négligées, on obtient donc une inductance à faible capacité parasite (Figure 1.45).

- **Réalisation de capacité**

En passant d'un modèle de cellule de ligne en " π " à un modèle en "T". On remarque que l'on ne pourra réaliser que des capacités parallèles. Si on veut réaliser une capacité série, il faut obligatoirement utiliser soit une capacité localisée (MIM) soit une capacité interdigitée. Pour réaliser un condensateur, on utilisera la formule :

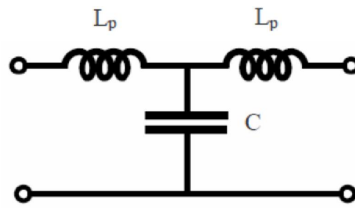


Figure 1.46. Modèle en T

$$C(\text{pF}) = \frac{56,22\epsilon_r}{\ln\left(1 + \frac{6,28}{W/h} \left[1 + 0,27 \tanh^2\left(\frac{1,4}{W/h}\right)\right]\right)} \quad (1.18)$$

On montre que pour des lignes à micro ruban de faible impédance (de l'ordre de 10Ω), les inductances L_p peuvent être négligées, on obtient ainsi une capacité à faible inductance parasite (Figure 1.46).

Remarque

La complexité de ces formules les rend quasi inexploitable à la main, mais une fois rentrées dans un logiciel de simulation tel que MATLAB ou MATEMATICA voire même dans un tableur EXCEL, elles constituent un outil très précieux.

1.9. Circuits de polarisation

Une description des différents circuits utilisés pour polariser les transistors est présentée dans cette partie. Nous allons également présenter les méthodes de polarisation basées sur : des selfs de choc, des résistances, des circuits d'adaptation, des charges actives, mais aussi des sources de courant. Ces circuits de polarisation sont mis au profit de la conception des différents circuits de nos travaux.

1.9.1 Schéma de base de la polarisation

Le schéma de base de la polarisation d'un transistor FET monté en source commune est présenté dans la figure 1.47 [I-38] :

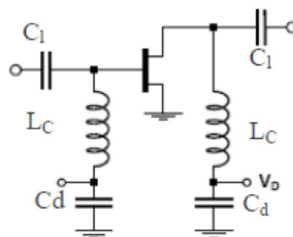


Figure 1.47. Circuit de polarisation de base d'un transistor

Les inductances L_C connectées sur la grille et le drain sont appelées des selfs de choc. Leur rôle est de présenter au signal alternatif une impédance suffisamment élevée pour ne pas le perturber. Quant aux capacités de découplage C_d , elles court-circuitent à la masse les fuites du signal alternatif. Les capacités de liaison C_l , leur rôle est d'assurer une meilleure isolation entre les différentes tensions continues appliquées aux transistors suivants ou précédents.

1.9.2 Polarisation par des résistances

Cette méthode de polarisation consiste à remplacer les inductances de choc L_C de la figure 1.47 par des résistances R . Cette technique est convenable pour polariser les grilles des transistors FET, car le courant inverse de la jonction métal semi-conducteur des FET est très faible et la chute de tension est donc négligeable [I-38]. La figure 1.48 illustre cette méthode :

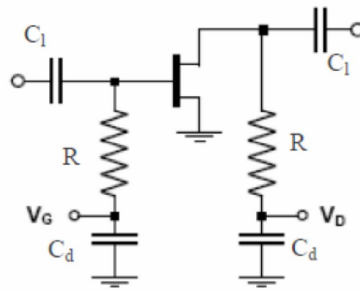


Figure 1.48. Circuit de polarisation par résistances

1.9.3 Polarisation par des circuits d'adaptation

Une autre technique de polarisation des transistors consiste à utiliser les circuits d'adaptation en entrée et en sortie avec une légère modification qui consiste à ajouter des capacités de découplage C_d . Dans le schéma de la figure 1.49, les circuits (C_1, L_1) et (C_2, L_2) , constituent le circuit d'adaptation en entrée et en sortie respectivement [I-38].

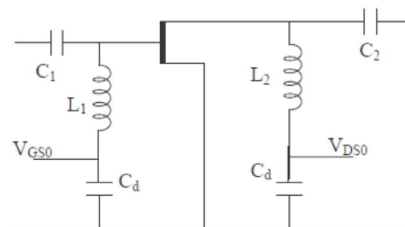


Figure 1.49. Circuit de polarisation par circuits d'adaptation

Ainsi la polarisation continue pourra être appliquée à travers les deux circuits d'adaptation.

1.9.4 Polarisation par charge active

La figure 1.50-(a) présente le schéma de la méthode de polarisation par charge active qui nécessite un transistor monté en source de courant. Le principe de fonctionnement de cette méthode consiste à polariser le T_2 à $V_{GS0} = 0$ V, Donc si la polarisation du transistor T_1 est $V_{GS0} = 0$ V, la conductance présentée au transistor T_1 en alternatif par le transistor T_2 est G_{DS} , alors que la conductance vue en continu (G_0) est très élevée.

La figure 1.50-(b) illustre la caractéristique I/V de polarisation par charge active ainsi que le positionnement de point de fonctionnement de cette méthode.

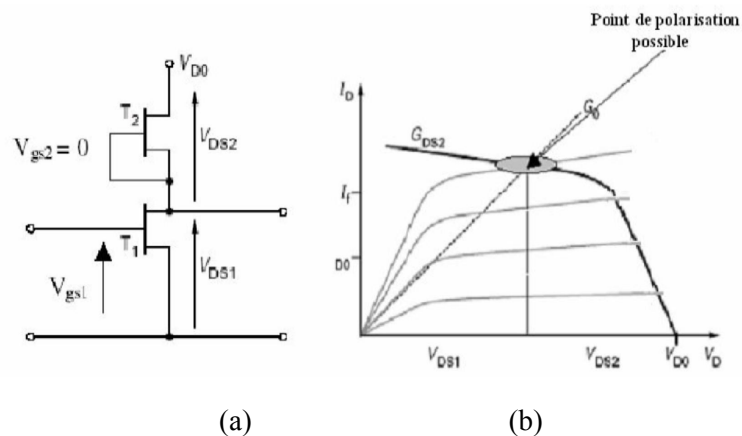


Figure 1.50. Polarisation par charge active et son réseau de caractéristiques

1.9.5 Source de courant

Les sources de courant à base des transistors sont souvent utilisées dans les circuits intégrés monolithiques. Ces sources offrent un grand avantage par rapport à la méthode de polarisation classique. Ainsi, elles assurent une meilleure stabilité du point de polarisation, mais aussi d'obtenir un courant drain constant lorsque la tension V_{ds} varie.

1.9.5.1 Miroir de courant

Le circuit dit "miroir de courant" est la configuration typique des sources de courant. Il est conçu surtout pour maintenir le courant du drain à une valeur constante. Ce circuit est illustré sur le schéma de la figure 1.51 [I-38].

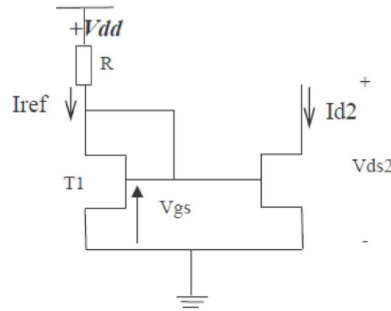


Figure 1.51. Miroir de courant

C'est une structure simple qui est constituée de deux transistors et une résistance. Si les potentiels grille-source sont identiques, alors les courants de drain des deux transistors sont égaux. Ce courant s'écrit sous la forme suivante :

$$Id2 = Iref = \frac{Vdd - Vgs}{R} \quad (1.16)$$

Il faut signaler que cette configuration permet d'obtenir des intensités de courant de l'ordre d'une dizaine de milliampères.

1.9.5.2 Source de courant de Widlar.

Le schéma de la figure 1.51 illustre la source de courant de Widlar qui est souvent utilisée pour obtenir une source de faible intensité.

La résistance R_s doit être choisie de telle sorte la tension V_{gs1} soit inférieure à V_{gs2} et par conséquent, I_{D1} soit plus petit que I_{D2} [I-39].

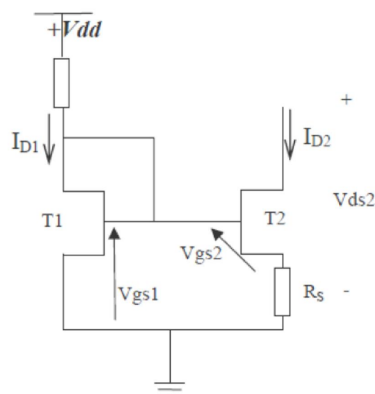


Figure 1.52. Source de courant de Widlar

Cette structure convient pour obtenir des intensités de courant de l'ordre de quelques milliampères.

Il existe d'autres sources de courant inspirées du montage de base du miroir de courant, sont aussi utilisées dans les circuits intégrés monolithiques. Comme par exemple : la source de courant à gain ou la source de Wilson.

1.10. Conclusion du chapitre 1

Au cours de ce premier chapitre, nous avons présenté dans un premier temps, les particularités, la réglementation et les applications potentielles dans la bande des 60 GHz. Cela nous a permis de constater que cette bande de fréquences permettait d'atteindre un débit de plusieurs Gb/s et qu'elle était destinée à la réalisation de communications sur des courtes distances.

Dans un second temps, un état de l'art a été fait sur les différentes architectures émission-réception, ainsi que quelques exemples front-end RF à 60 GHz réalisés avec des composants en technologie GaAs et en technologie CMOS/BiCMOS.

La dernière partie de ce chapitre a été l'occasion de présenter le contexte du travail de ce projet de thèse ainsi que de passer en revue les différents composants actifs et passifs de la technologie PH15 du fondeur UMS qui est notre technologie de travail. Cette dernière partie a été aussi l'occasion de présenter les circuits de polarisation que nous allons utiliser dans nos travaux.

Le chapitre suivant détaillera la notion de la non-linéarité dans les composants actifs ainsi que son exploitation dans la fonction de multiplication de fréquence et de mélange.

Bibliographie Chapitre 1

- [I-1] P. Smulders, “Exploiting the 60 GHz band for local wireless multimedia access: prospects and future directions,” *Communications Magazine*, IEEE DOI - 10.1109/35.978061, vol. 40, no. 1, pp. 140–147, 2002.
- [I-2] Seyedi and D. Birru, “On the design of a multi-gigabit short-rang communication system in the 60 GHz band,” in IEEE, 4th Consumer Communications and Networking Conference, January.2007, pages.1-6.
- [I-3] T. Baykas, C.-S. Sum, Z. Lan, J. Wang, M. Rahman, H. Harada, and S. Kato, “IEEE 802.15.3c : the first IEEE wireless standard for data rates over 1 gb/s,” IEEE, *Communications Magazine*, vol. 49, no. 7, pages. 114 -121, July 2011.
- [I-4] KC. Huang, Z. Wang. Millimeter wave communication systems. Wiley IEEE press, March 2011.
- [I-5] O-Cheng Huang, J.E. David. "Millimeter wave antennas for gigabit wireless communications", John Wiley and Sons, Singapore, 2008.
- [I-6] M. N. Ali., H. Hossein. "Integrated circuits and systems: mm-Wave silicon technology 60 GHz and beyond", Springer-Verlag, New York, 2008.
- [I-7] D. Grenier, Notes de cours : Antenne et propagation radio. Québec : Laval University, January 2012.
- [I-8] T. Sarrazin, “Conception et réalisation d’antennes reconfigurables à base de MEMS en intégration hétérogène 3D pour systèmes de communication millimétriques.” thèse de doctorat à l’institut d’Électronique et de Télécommunications de Rennes ISTIC – UFR Informatique Électronique, Avril 2013.
- [I-9] R. Abdaoui, “Architectures multi-bandes en mode impulsionnel et circuits, pour des applications nomades très haut débit autour de 60 GHz“, Thèse de Doctorat de l’Université Paris-Est, décembre 2012.
- [I-10] G. Alwis, M. Delahoy, “The 60 GHz Wireless Network Infrastructures”, White paper, Febuary 2011.
- [I-11] B. Bosco, S. Franson, R. Emrick, S. Rockwell, J. Holmes, "A 60 GHz transceiver with multi-gigabit data rate capability ", Proceedings of the IEEE Radio and Wireless Conference, pages135-138, 19-22 Sept. 2004.
- [I-12] N. Guo, R. C. Qiu, S. S. Mo, and K. Takahashi, “60-GHz millimeter-wave radio: principle, technology, and new results,” EURASIP J. Wirel. Commun. Netw, vol. 2007, no. 1, pp. 48–48, Jan. 2007.
- [I-13] ETSI EN 302 567, “Broad-band Radio Access Networks (BRAN); 60 GHz Multiple- Gigabit WAS/RLAN Systems”, Harmonized EN covering the essential requirements of article 3.2 of the R&TTE Directive, Mars 2009.
- [I-14] CEPT Recommendation T/R 22-03 (1990) “Provisional Recommended Use of the Frequency Range 54.25-66 GHz by Terrestrial Fixed and Mobile Systems”.

- [I-15] ERC/REC: “Radio frequency channel arrangement for Fixed Service systems operating in the band 57.0 - 59.0 GHz which do not require frequency planning”, 2004.
- [I-16] ECC/REC/(05)02: “Use of the 64-66 GHz frequency band for Fixed Service”, Juin 2005.
- [I-17] Federal Communications Commission, Code of Federal Regulations, “Part 15—radio frequency devices section 15.255: operation within the band 57.0–64.0 GHz,” USA: FCC, Janvier, 2001.
- [I-18] Ministère des affaires intérieures et de la communication au Japon : http://www.soumu.go.jp/main_sosiki/joho_tsusin/eng/Releases/Telecommunications/110803_b.html
- [I-19] Ministry of Communication Information of Korea (2006) «Frequency Allocation Comment of 60 GHz Band », April 2006.
- [I-20] Guo Nan, Qiu Robert C., Shaomin S.Mo, Takahashi Kazuaki. "60-GHz Millimeter-Wave Radio: Principle, Technology, and New Results", EURASIP, Journal on Wireless Communications and Networking, vol 2007, n° 1, pp. 48-48, 2007.
- [I-21] IEEE standard for information technology - telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks - specific requirements. part 15.3: Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for high rate wireless personal area networks (WPANs) amendment 2: Millimeter wave-based alternative physical layer extension. IEEE Std 802.15.3c-2009 (Amendment to IEEE Std 802.15.3-2003), page 187, 12 2009.
- [I-22] G.P. John. "Digital Communications", McGraw-Hill (4th Ed.), New York, 2000. Wireless HD Specifications Version 1.0a. URL <http://www.wirelesshd.org>.
- [I-23] Marketing requirements document,” WiGig, Version 1.0 2011. “WiGig and IEEE 802.11ad For Multi-Gigabyte-Per-Second WPAN and WLAN”<https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1211/1211.7356.pdf>
- [I-24] IEEE 802.11ad– Wireless LAN at 60 GHz- IEEE 802.11ad explained. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5990-9697EN.pdf>.
- [I-25] P. Smulders, “Exploiting the 60 GHz band for local wireless multimedia access: prospects and future directions,” IEEE, Communications Magazine, vol. 40, no. 1, pp. 140–147, 2002.
- [I-26] Standard ECMA-387. ECMA international, 1st edition, December 2008. URL <http://www.ecma-international.org>.
- [I-27] R. Daniels and R. Heath, “60 GHz wireless communications: emerging requirements and design recommendations,” Vehicular Technology Magazine, IEEE DOI - 10.1109/MVT.2008.915320, vol. 2, no. 3, pp. 41–50, 2007.
- [I-28] M. Zhadobov, “ Etude des effets des ondes millimétriques au niveau cellulaire : cas des membranes biologiques artificielles et de l’expression génétique” thèse de doctorat à l’université de Rennes I. Traitement du Signal et Télécommunications, Novembre 2006.
- [I-29] Pui-in Mak, Seng-Side U, Rui P. Martins, Analog-baseband architectures and circuits for multistandard and lowvoltage wireless transceivers. Springer publisher.
- [I-30] B. Razavi, “A Study of Injection Locking and Pulling in Oscillators”, Journal of Solid-State Circuits, n°39, September 2004.

- [I-31] R. Adler, “A Study of Locking Phenomena in Oscillators”. Proceedings of the IEEE, Volume 61, Issue 10, October 2004.
- [I-32] B. Razavi, “RF Microelectronics”, Prentice Hall (1997), ISBN: 978-0138875718.
- [I-33] A. Siligaris, O. Richard, B. Martineau, C. Mounet, F. Chaix, R. Ferragut, C. Dehos, J. Lanteri, L. Dussopt, S. Yamamoto, R. Pilard, P. Busson, A. Cathelin, D. Belot, and P. Vincent, “A 65nm cmos fully integrated transceiver module for 60 GHz wireless HD applications,” in Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), IEEE International, feb. 2011, pp. 162–164.
- [I-34] C. Marcu, D. Chowdhury, C. Thakkar, L.-K. Kong, M. Tabesh, J.-D. Park, Y. Wang, B. Afshar, A. Gupta, A. Arbabian, S. Gambini, R. Zamani, A. Niknejad, and E. Alon, “A 90nm CMOS low-power 60 GHz transceiver with integrated baseband circuitry,” in Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers, IEEE International, feb. 2009, pp. 314–315.
- [I-35] K. Maruhashi, S. Kishimoto, M. Ito, K. Ohata, Y. Hamada, T. Morimoto, and H. Shimawaki, “Wireless uncompressed-HDTV-signal transmission system utilizing compact 60-GHzband transmitter and receiver,” in IEEE MTT-S International on Microwave Symposium Digest, june 2005.
- [I-36] Y. C. Lee, W. il Chang, and C. S. Park, “Monolithic LTCC Sip transmitter for 60 GHz wireless communication terminals,” in IEEE MTT-S International on Microwave Symposium Digest, june 2005, pp. 1015–1018.
- [I-37] S. Mazer, “ Étude de circuits pour la liaison ultra large bande type MB-OOK” thèse de Doctorat, l’Université de Marne-la-Vallée . Électronique, Traitement de signal, 2006.
- [I-38] C. Rumelhard, Article paru dans Technique de l’Ingénieur, Fascicule E 1426, 2004.
- [I-39] P. R. Gray, R. G. Meyer, “Analysis and Design of Analog Integrated Circuit”, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc. 1993.

Chapitre 2. Non-linéarités des composants actifs pour la multiplication de fréquence et le mélange

2.1. Introduction

Dans tout système de communication radio, une grande partie des circuits électroniques est consacrée à deux fonctions primordiales : la génération de fréquences et la transposition de fréquence. Ces deux fonctions forment un module clé dont l'importance est majeure sur les performances d'un système de communication. Théoriquement tout élément non linéaire peut réaliser ces deux fonctions, cependant seulement certains éléments peuvent satisfaire les exigences du processus de leur fonctionnement.

Ce deuxième chapitre s'intéresse à l'introduction du concept de la linéarité et la non-linéarité dans les circuits RF. Il présente ainsi un état de l'art des multiplicateurs de fréquence, une étude sur le bruit de phase et quelques exemples sur les multiplicateurs de fréquences actifs. Par la suite, nous terminons ce chapitre par une vue d'ensemble sur les mélangeurs à base de transistor PHEMT, leurs grandeurs caractéristiques ainsi que leurs différentes topologies.

2.2. Linéarité et non-linéarité

Tout circuit électronique est non linéaire : l'hypothèse de la linéarité d'un circuit n'est en pratique qu'une approximation. Par exemple, certains circuits, tels que des amplificateurs petit signal, ne sont que très faiblement non linéaires, cependant, ils sont utilisés dans des systèmes comme s'ils étaient linéaires. Dans ces circuits, les non-linéarités des composants sont responsables de phénomènes qui dégradent les performances du système. D'autres circuits, tels que les multiplicateurs de fréquence et les mélangeurs exploitent ces non-linéarités, et ne seraient pas réalisables si ces non-linéarités n'existaient pas. Dans ces cas, il est souvent préférable de maximiser l'effet des non-linéarités, et de minimiser l'effet de la linéarité indésirable [II-1].

Dans un système linéaire si $\mathbf{y}_1$ et $\mathbf{y}_2$ sont les réponses aux excitations $\mathbf{x}_1$ et $\mathbf{x}_2$, la réponse à l'excitation $a\mathbf{x}_1 + b\mathbf{x}_2$ est : $a\mathbf{y}_1 + b\mathbf{y}_2$ (théorème de superposition), où a et b sont des constantes. Dans le cas où ces excitations sont représentées par des signaux sinusoïdaux de fréquences différentes, la réponse ne peut inclure que les fréquences présentes à l'entrée du

système linéaire. Ainsi un composant linéaire invariant dans le temps ne peut générer de nouvelles fréquences. Quant au composant non-linéaire variant dans le temps génère un large nombre de fréquences, et convient donc pour les fonctions multiplication de fréquences et mélange.

La non-linéarité d'un circuit peut être faible ou forte. On qualifie de "faiblement non-linéaires", les circuits dont la caractéristique non-linéaire (courant/tension) peut être développée en série entière. Le niveau d'excitation doit être relativement faible. On suppose aussi que les non-linéarités et les excitations sont suffisamment faibles pour ne pas déplacer le point de polarisation en continu.

Des composants "faiblement non-linéaire" sont les transistors sous faible excitation et quasiment tous les composants passifs.

Des exemples de composants "fortement non-linéaire" sont les transistors sous forte excitation, les diodes Schottky et quasiment tous les éléments actifs fortement excités.

L'utilisation des composants "fortement non-linéaire" dépend de la fonction visée : Il est nécessaire d'utiliser ces composants pour faire la multiplication de fréquence afin de maximiser la génération des harmoniques. L'utilisation de ces composants est donc primordiale pour réaliser le mélange, Cependant il en suit une augmentation du nombre de réponse parasites ainsi que leurs niveaux de puissances en sortie des mélangeurs. Nous verrons par la suite l'impact de l'intensité de non-linéarité des composants pour réaliser ces deux fonctions.

2.3. Multiplicateurs de fréquence

La multiplication de fréquence est basée sur la génération d'une harmonique de rang n par un système non linéaire excité par un signal à une fréquence fondamentale f_0 . Souvent, un signal hyperfréquence stable et moins bruité est requis. Or, la génération directe d'un signal, à l'aide de diodes ou de transistors, ne permet d'obtenir que des sources ayant une stabilité et une pureté moyennes. Les oscillateurs à quartz et à boucle à verrouillage de phase, utilisés conjointement avec des multiplicateurs de fréquence, constituent actuellement la technique la plus répandue pour répondre aux exigences des qualités requises. La génération d'harmoniques s'effectue en exploitant les caractéristiques non-linéaires de composants actifs comme les diodes (varactors, Schottky) ou les transistors.

2.3.1 Multiplicateurs de fréquence passifs.

2.3.1.1 Introduction

Il existe deux approches conventionnelles afin de réaliser un multiplicateur de fréquence : génération d'harmoniques en exploitant la caractéristique non-linéaire de la réactance ou en exploitant la caractéristique non-linéaire de la conductance.

La première approche concerne les diodes à effet réactif où la réactance non linéaire est responsable de la génération d'harmoniques. Ainsi, on distingue deux types de multiplicateurs de fréquences à réactance non linéaire :

- Les multiplicateurs de fréquences à capacité non linéaire $C(V)$ [II-2]. Les plus connus sont les multiplicateurs à diode varactor et à SDR, utilisant la variation instantanée de la capacité de la jonction sous l'effet du signal alternatif d'entrée.
- Les multiplicateurs de fréquences à inductance non linéaire $L(I)$ [II-3] et qui sont à base d'un semi-conducteur en régime d'avalanche.

En général, les diodes réactives sont à bande étroite, elles ont une bonne efficacité de conversion et présentent de faible bruit.

L'autre approche se rapporte aux diodes à effet résistif où la caractéristique non linéaire de la conductance est responsable de la génération d'harmoniques. Les diodes Schottky sont les plus connues dans cette catégorie. Elles sont considérées comme des multiplicateurs de faible ordre. Les diodes résistives sont souvent moins efficaces que les diodes réactives mais elles sont à large bande.

2.3.1.2 Grandeurs caractéristiques

Les diodes à effet résistif ou réactif dans les multiplicateurs de fréquence micro-ondes sont essentiellement des éléments qui provoquent des pertes de conversion. La relation des pertes de conversion utilisée pour caractériser un multiplicateur de fréquences est définie comme le rapport entre la puissance disponible à la source sur la puissance de l'harmonique délivrée à la charge. En général, les pertes de conversion sont exprimées en dB par la formule suivante :

$$L_n = 10. \text{Log} \left[\frac{P_s}{P_n} \right] \quad \text{en dB} \quad (2.1)$$

L'efficacité de conversion est définie comme étant le rapport entre la puissance délivrée à la charge sur la puissance disponible à la source.

$$\eta = \frac{P_s}{P_n} \quad \text{en \%} \quad (2.2)$$

Où P_s : Puissance disponible à la source.

P_n : Puissance de l'harmonique délivrée à la charge

Dans le cas, d'un multiplicateur de fréquence à résistance non linéaire, l'efficacité de conversion s'exprime par :

$$\eta = \frac{P_s}{P_n} \approx \frac{1}{n^2} \quad (2.3)$$

Où n représente le rang de multiplication à l'harmonique désirée.

La multiplication de fréquence réalisée par une non-linéarité résistive ne permet pas d'obtenir de bonnes efficacités de conversion, mais un comportement plus large bande. L'efficacité de conversion diminue de 25% à 11% lorsque l'on passe d'une application en doubleur à une application en tripleur de fréquence. Cependant, des publications ont montré que l'on peut dépasser cette limitation si l'on utilise une non-linéarité résistive négative. Néanmoins, cette amélioration reste tout de même relativement réduite.

Par contre, La multiplication de fréquence réalisée par une non-linéarité réactive, peut offrir de hautes efficacités de conversion comme le prévoit la théorie, où une efficacité maximale de 100% peut être atteinte. Toutefois, ces composants présentent des résistances séries significatives qui ont pour conséquence de réduire fortement l'efficacité de conversion. De plus, les systèmes utilisant ce type de composant ont des bandes passantes plus étroites. En effet, les multiplicateurs à base de diodes varactors nécessitent une adaptation d'impédance pour annuler la composante réactive de la puissance.

2.3.1.3 Génération de fréquences

Le principe de génération des harmoniques en utilisant les diodes dépend de l'élément non linéaire (résistif ou réactif) placé dans le circuit [II-1]. Pour une non-linéarité résistive, le courant est en fonction de la tension du petit signal $v(t)$ et de la tension DC injectée V_0 .

$$I(V_0 + v) = f(V_0) + g_1v + g_2v^2 + g_3v^3 + \dots \quad (2.4)$$

L'expansion en série de Taylor de la caractéristique G/V donne :

$$G(V_0 + v) = \zeta_0 + \zeta_1v + \zeta_2v^2 + \zeta_3v^3 + \dots \quad (2.5)$$

En comparant terme à terme les deux équations ci-dessus on peut déduire l'impédance de l'élément à chaque fréquence. On trouve :

$$\begin{aligned} g_1 &= \zeta_0 \\ g_2 &= \zeta_1/2 \\ g_3 &= \zeta_2/3 \\ &\dots \dots \\ g_n &= \zeta_{n-1}/n \end{aligned} \quad (2.6)$$

Le même développement est fait pour un élément réactif mais cette fois-ci, la charge qui dépend de la tension appliquée :

$$Q_c = f_Q(V) \quad (2.7)$$

En développant en série de Taylor la fonction en (2.7), on trouve :

$$Q(V_0 + v) = f_Q(V_0) + C_1v + C_2v^2 + C_3v^3 + \dots \quad (2.8)$$

Où V_0 est la tension DC injectée et $v(t)$ la tension du petit signal

L'expansion de la caractéristique C/V donne :

$$C(V_0 + v) = \gamma_0 + \gamma_1v + \gamma_2v^2 + \gamma_3v^3 + \dots \quad (2.9)$$

En comparant terme à terme les deux équations ci-dessus on peut déduire l'impédance de l'élément à chaque fréquence. On trouve :

$$C_n = \gamma_{n-1}/n \quad (2.10)$$

Les courbes de la figure 2.1 montrent la génération de signaux aux harmoniques pour un élément capacitif (varactor) et résistif respectivement.

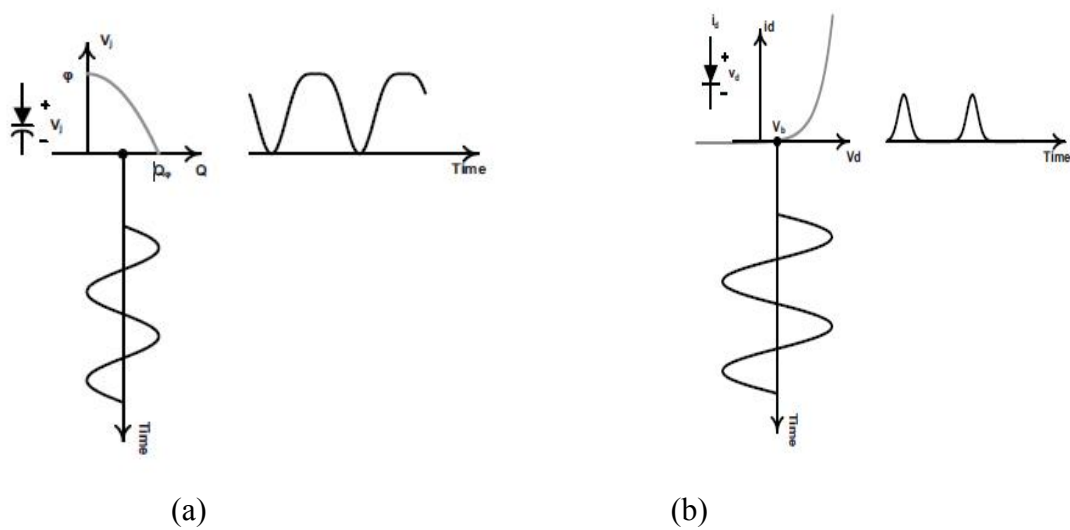


Figure 2.1. Courbes de génération d'harmoniques pour un élément non linéaire
(a) réactif (varactor) (b) résistif

D'après la figure ci-dessus, en appliquant un signal sinusoïdal à l'entrée d'un élément non linéaire réactif (Figure .1 (a)) la forme d'onde résultante est légèrement distordue, par contre, en sortie d'élément résistif, il apparaît uniquement les alternances positives du signal d'entrée.

2.3.1.4 Différentes topologies

Différentes topologies sont utilisées selon les performances visées et l'ordre de multiplication envisagé. Pour une multiplication de fréquence par 2, les diodes résistives seront plus pratiques. Par contre, pour un ordre de multiplication plus grand, il est préférable d'utiliser des diodes à non linéarité capacitive, afin d'avoir des pertes de conversion moins importantes et une efficacité de conversion supérieure. À titre d'exemple, voici dans ce qui suit, quelques topologies de circuits de multiplicateurs [II-4] :

2.3.1.4.1. Multiplicateur à topologie parallèle et série

Cette topologie consiste à placer l'élément non linéaire en parallèle ou en série avec les autres composants du circuit. Pour les éléments résistifs, la diode est souvent placée en série à cause de son comportement tandis que pour les éléments capacitifs, la topologie parallèle est la plus souvent utilisée.

Dans la figure 2.2 ((a) et (b)), le composant non linéaire est connecté à travers des circuits d'adaptation entre l'entrée et la source, la sortie et la charge. Les valeurs des éléments

de circuits d'adaptation dépendent de l'impédance que présente le dispositif non linéaire à la fréquence d'entrée et aux fréquences de sortie.

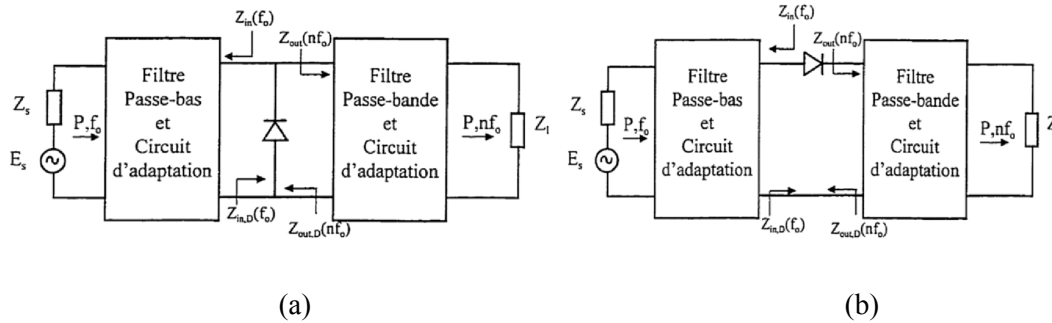


Figure 2.2. Topologie de multiplicateur (a) en parallèle (b) en série

Dans le cas d'un doubleur de fréquence (Figure 2.3-(a)), le circuit d'adaptation d'entrée est adapté à l'impédance du dispositif à f_0 , et celui de sortie est adapté à l'impédance du dispositif à $2f_0$.

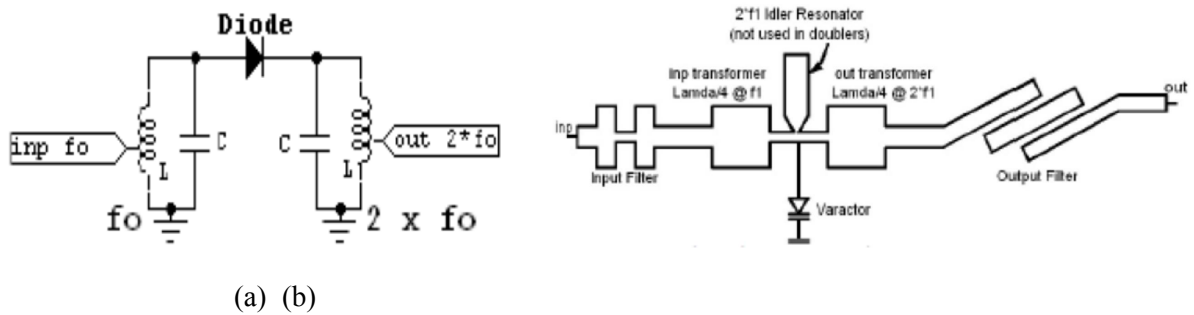


Figure 2.3. Doubleur de fréquence (a) en connexion série (b) en connexion parallèle

Les charges à présenter à la diode doivent être contrôlées pour maximiser la génération de puissance à la fréquence désirée. Dans le cas d'un multiplicateur d'ordre élevé ($n > 2$), la présence de circuits résonants est important aux fréquences intermédiaires.

Ces circuits résonants appelés *Idlers* (figure 2.3-(b)) présentent des court-circuits ou circuits ouverts aux harmoniques du dispositif non linéaire selon l'ordre de multiplication.

2.3.1.4.2. Multiplicateur à topologie antiparallèle et anti série

Dans cette topologie, les éléments non linéaires sont souvent placés en antiparallèle ou en anti-série dans le but d'éliminer certaines harmoniques. Les interconnexions antiparallèles et anti-séries sont utilisées pour avoir une grande largeur de bande. Les circuits les plus connus et les plus utilisés à cette fin sont appelées : interconnexions *push-push*.

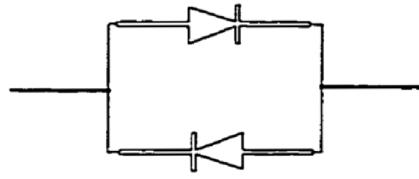


Figure 2.4. Diodes montées en connexions antiparallèle

La particularité de topologie antiparallèle est qu'elle est utilisée seulement pour la génération d'harmoniques impaires.

La figure 2.5 représente un exemple d'un quintupleur de fréquence en connexion antiparallèle.

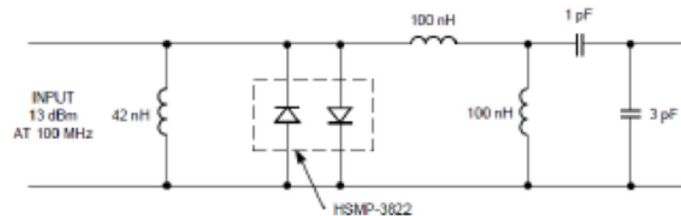


Figure 2.5. Quintupleur de fréquence en connexion antiparallèle

Ce multiplicateur x5 a une fréquence d'entrée de 100 MHz et une puissance d'entrée de +13 dBm. A la sortie, il atteint une puissance de -6 dBm à la fréquence 500 MHz. L'entrée est adaptée par une inductance Shunt, et à la sortie d'autres composants ont été ajoutés pour rejeter les signaux indésirables.

Pour la topologie anti-série utilisée en basse fréquence, deux sources déphasées de 180° alimentent la diode. Les diodes sont placées en série avec le transformateur et ne conduisent pas simultanément. Elles sont déphasées de 180° car quand la première diode conduit, la deuxième bloque le signal. Cette topologie représentée dans la figure 2.6(a) permet d'éliminer les harmoniques d'ordre impair et de générer les harmoniques d'ordre pair. Dans le cas de fréquences millimétriques, un circuit hybride 180° prend la place du transformateur (Figure 2.6 (b)).

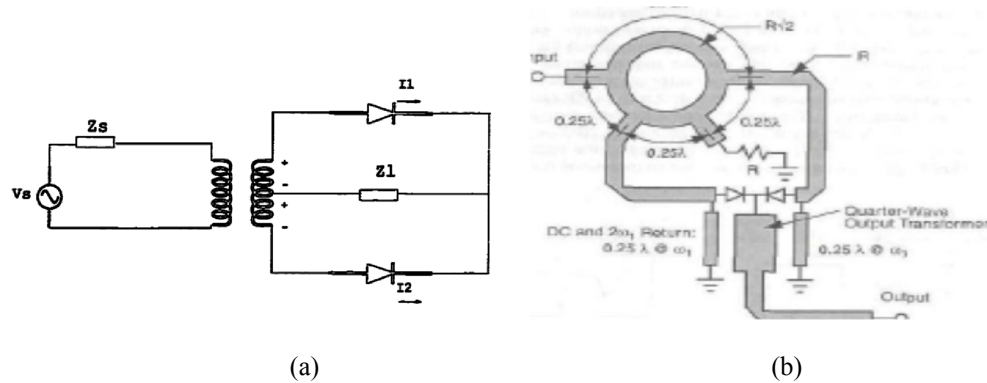


Figure 2.6. (a) Schéma bloc de la topologie anti série - (b) Doubleur de fréquence avec un circuit hybride

2.3.1.4.3. Multiplicateur à pont de diodes

Comme la topologie anti-série, la topologie à pont de diode permet de générer un ordre pair d'harmoniques. Ce circuit est essentiellement utilisé dans les circuits de mélangeurs. Dans la première alternance du signal, la branche AC et DB sont en polarisation directe. Au même moment, les branches BC et DA sont en polarisation inverse. La situation est inversée dans la seconde alternance du signal.

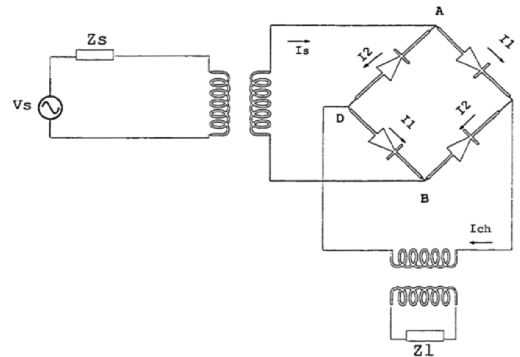


Figure 2.7. Bloc de multiplicateur à pont de diodes

La figure 2.8 représente un doubleur de fréquence à pont de diode. Les formes d'onde de tension et de courant sont identiques à celles d'un redresseur double alternance. La tension est constituée d'un train d'impulsions de demi-sinusoïde qui contient que les composantes d'harmoniques paires.

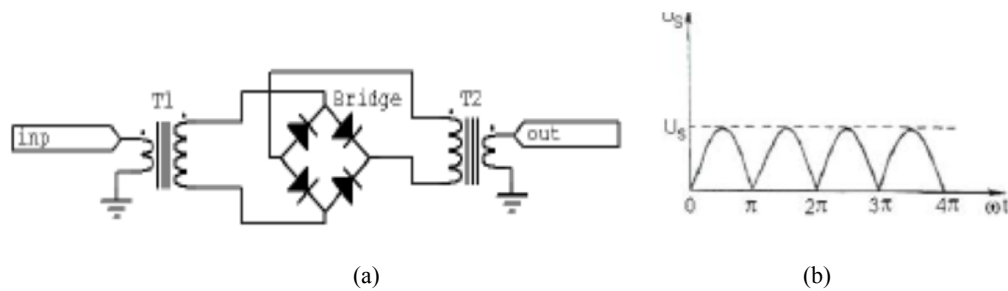


Figure 2.8. (a) Doubleur à pont de diodes - (b) Forme d'ondes de tension de sortie

Les multiplicateurs de fréquence à base de diodes présentent certains avantages : les multiplicateurs à diodes résistives (Schottky) offrent une large bande et une faible efficacité. Pour les multiplicateurs à diodes réactives (SRD, varactors), sont efficaces mais ont une faible bande. Cette limitation au niveau de performances de multiplicateurs passifs sera dépassée par l'utilisation des multiplicateurs actifs (à base de transistors) qui présentent une bonne large bande et un gain de conversion au lieu des pertes de conversion. Nous pouvons également remarquer par la suite que les transistors offrent d'autres avantages par rapport aux diodes.

2.3.2 Multiplicateurs de fréquence actifs

Outre les pertes de conversion présentées par les multiplicateurs de fréquence à base de diodes, le choix de leur utilisation dans le cas d'une intégration monolithique (MMIC) n'est plus convenable. Or, l'intégration complète de toutes les fonctions, y compris la multiplication de fréquence, est une condition indispensable pour diminuer significativement les coûts de réalisation qui constituent un frein pour les applications à usage grand public.

Des travaux ont été menés ces dernières années sur l'utilisation de transistors pour réaliser la multiplication de fréquence. L'emploi de ces composants actifs conduit à l'obtention de circuits intégrés ayant un gain au lieu de pertes de conversion. L'étude et la réalisation de multiplicateurs de fréquences de rang élevé et présentant un bon gain de conversion constituent donc un sujet de recherche d'actualité.

2.3.2.1 Régions de polarisation

Dans les paragraphes précédents, nous avons démontré que la non-linéarité peut être obtenue à l'aide de systèmes passifs ou actifs. Dans ce qui suit, notre étude porte sur les multiplicateurs actifs à transistors MESFET et leurs dérivés.

Il est évident que le choix de la polarisation de grille joue un rôle important dans la détermination des harmoniques du signal de sortie et donc du rendement de multiplication. Ainsi, il est intéressant d'étudier les propriétés en multiplication du composant actif en fonction de la polarisation continue V_{gs} appliquée entre la grille et la source. On définit alors

les conditions et les régions de fonctionnement les plus intéressantes, à savoir la polarisation autour de la région de pincement et la polarisation à $V_{gs} \approx 0V$ [II-5].

- **Région de pincement (multiplicateur de classe B)** : supposons que la tension continue de polarisation grille-source V_{gs} est autour de la tension de pincement, si on applique un signal sinusoïdal sur la grille, l'évolution temporelle du courant drain-source $I_{ds}(t)$ aura, comme nous l'avons représenté dans la figure 2.9, la forme d'une demi-onde sinusoïdale.

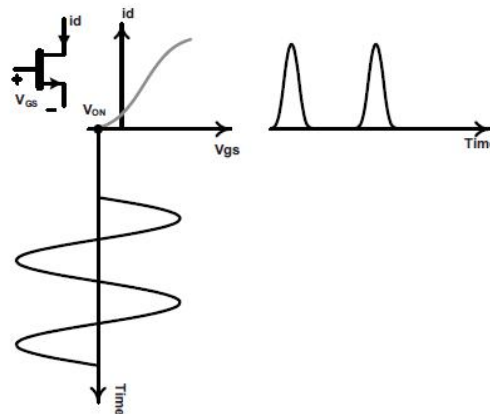


Figure 2.9. Génération d'harmoniques dans le cas de $V_{gs} \approx V_p$ [II-6]

Dans cette condition de fonctionnement, la non-linéarité de la transconductance est le générateur majeur d'harmoniques. Donc le point de polarisation approprié pour un multiplicateur de fréquence de classe B est au voisinage de pincement où le générateur d'harmonique génère une demi-onde sinusoïdale du courant $I_{ds}(t)$ riche en harmoniques paires.

- **Région où $V_{gs} \approx 0V$ (multiplicateur de classe A)** : Dans cette région, la polarisation grille-source V_{gs} est autour de la tension nulle. Une distorsion symétrique du courant drain-source $I_{ds}(t)$ se produit lors de son évolution temporelle. Cette distorsion symétrique peut être assimilée à une onde carrée comme il est indiqué dans la figure 2.10.

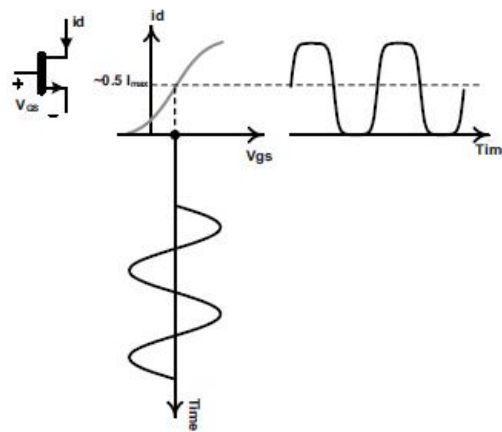


Figure 2.10. Génération d'harmoniques dans le cas de $V_{gs} \approx 0V$ [II-6]

Dans ce mode de fonctionnement, le comportement non-linéaire de la transconductance est le responsable primordial sur la génération d'harmoniques. Donc le point de polarisation approprié pour un multiplicateur de fréquence de classe A est aux alentours de $V_{gs} \approx 0V$, où le générateur d'harmonique génère une onde carrée du courant $I_{ds}(t)$ riche en harmoniques impaires.

Les multiplicateurs de fréquences actifs peuvent fonctionner en différentes classes, mais les deux classes que nous avons citées s'avèrent les plus importantes. D'après plusieurs publications, la forme pratique pour un multiplicateur de fréquence actif est le fonctionnement en classe B. Cette classe de fonctionnement permet au multiplicateur d'être très stable, d'avoir un bon gain de conversion, et une meilleure efficacité ainsi qu'un bon niveau de puissance de sortie.

Le deuxième point de polarisation important (après la classe B) c'est avec une tension de grille autour de zéro ($V_{gs} \approx 0V$), qui fait partie de la classe A. Ce point de polarisation donne les mêmes performances que la classe B, si la tension de la grille allant de 0 au pincement et si une faible impédance est connectée au drain.

Le mode de fonctionnement dans les deux classes fait apparaître le comportement non-linéaire de la transconductance, qui est l'élément clé pour la fonction de génération de fréquences. Dans ce qui suit, nous allons détailler ce comportement non-linéaire en se basant sur le transistor commercial PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) de la fonderie UMS et qui fait partie de la famille de MESFET. Ceci en démontrant par l'analyse et les simulations la relation entre la transconductance et la génération d'harmoniques. Cette

démonstration que nous allons faire sera un point de départ pour concevoir un quadrupleur de fréquence qui sera le point d'intérêt de ce projet de thèse.

2.3.2.2 Non-linéarité de la transconductance

Dans le paragraphe précédent nous avons cité les deux classes importantes pour la génération d'harmoniques. Dans ces deux classes, la notion de la transconductance et son comportement non-linéaire responsable à la génération des signaux sera toujours présente. Dans cette partie, nous allons détailler théoriquement le comportement non-linéaire de la transconductance et justifier cette dépendance par la simulation.

Le transistor avec lequel nous allons travailler est de type PHEMT, ses caractéristiques et son modèle non-linéaire seront présentés dans la partie suivante.

2.3.2.1.1. Caractéristiques du transistor PHEMT « Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor »

La structure du PHEMT est basée sur celle du HEMT, cette dernière, son principe général est d'utiliser comme canal conducteur un transistor à effet de champ et un gaz bidimensionnel d'électrons dans le matériau peu dopé.

La structure de base d'un HEMT conventionnel AlGaAs/GaAs est présentée dans la figure 2.11(a). Elle est constituée d'une couche tampon, du canal formé par un matériau à faible bande interdite (ici *GaAs*) non intentionnellement dopé, de l'espaceur AlGaAs dont l'effet est d'améliorer les caractéristiques de transport du canal, de la couche AlGaAs dopée *N* qui fournit les électrons libres au canal, et de la couche GaAs dopée *N+* qui permet de réaliser les contacts ohmiques du drain et de la source.

Suite à la structure conventionnelle AlGaAs/GaAs, l'hétérostructure AlGaAs/InGaAs apparaît (Figure 2.11(b)) grâce à la présence d'Indium dans le canal qui a une mobilité supérieure à celle du GaAs. L'ajout d'Indium permet d'améliorer les performances en augmentant la discontinuité de la bande de conduction, ce qui entraîne un meilleur confinement des électrons. Ainsi, les transistors PHEMT offrent des excellentes performances RF qui rendent cette technologie plus attractive pour les applications micro-ondes.

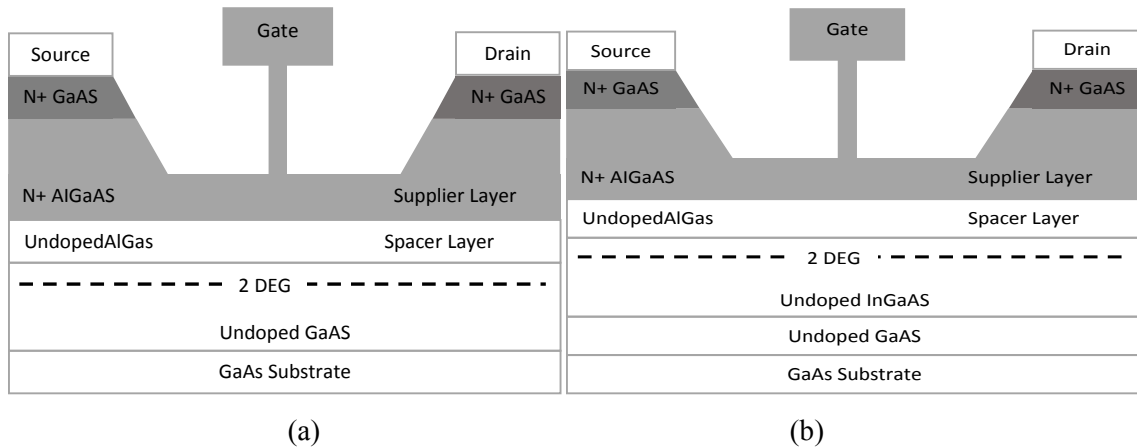


Figure 2.11. Structure (a) d'un HEMT et (b) d'un PHEMT conventionnelle sur GaAs

De nouvelles approches sont publiées chaque année afin de déterminer un modèle capable de prédire précisément les performances des PHEMT en fonctionnement non-linéaire. Il est possible de rencontrer de nombreux modèles dans la littérature plus au moins efficaces, des plus simples aux plus complexes. Ils sont généralement déterminés à partir d'équations analytiques décrivant le fonctionnement du PHEMT comme les capacités non-linéaires en fonction des tensions ou le courant de drain en fonction de nombreux paramètres à déterminer par les mesures. Un exemple du modèle de transistor PHEMT non-linéaire est présenté par la figure 2.12. Il décrit un modèle de PHEMT approprié à l'analyse des multiplicateurs de fréquence [II-7].

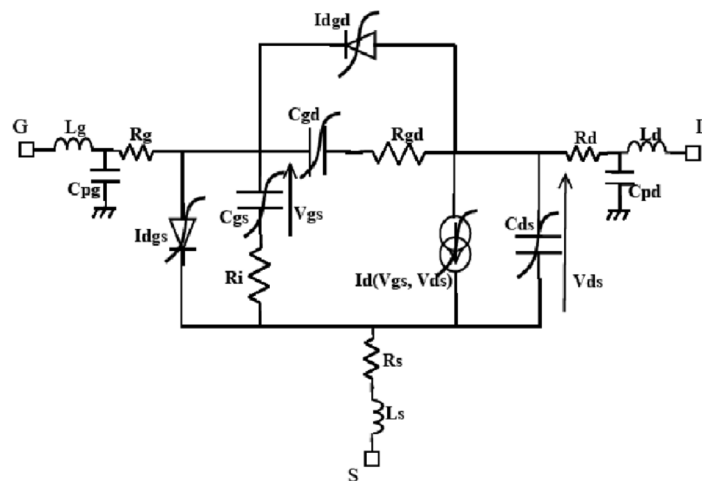


Figure 2.12. Schéma équivalent grand signal d'un PHEMT

2.3.2.1.2. Analyse de comportement non-linéaire de la transconductance d'un PHEMT

Dans les dispositifs actifs, les fortes non-linéarités dans les caractéristiques de courant de sortie sont généralement responsables à la génération d'harmoniques [II-8]. Il existe trois non-linéarités qui peuvent être utilisées pour générer des harmoniques. La première est l'utilisation de la non-linéarité de capacités C_{gs} et C_{GD} qui sont moins efficaces pour la génération d'harmoniques et ont toujours une contribution limitée à la multiplication de fréquences. Une autre forte non-linéarité est due à la caractéristique de transfert $V_{gs} - I_{ds}$. La troisième provient de la polarisation du transistor à la tension de pincement ou à 0 V, qui est la plus utilisée grâce à la distorsion importante introduite et la grande fiabilité de fonctionnement.

Dans cette partie, nous présentons le comportement non linéaire de la transconductance en se basant sur la dernière non-linéarité mentionnée précédemment, et nous démontrons sa dépendance avec la génération d'harmoniques.

- **1^{er} cas : $V_{gs} \approx V_p$**

Le courant $I_{ds}(t)$ dépend de la tension V_{gs} pour une tension V_{ds} donnée. Lorsque la tension V_{gs} appliquée au transistor est proche de sa tension de pincement, dans ce mode en général, le courant $I_{ds}(t)$ est très faible voire nul.

Cela implique que la transconductance dans ce cas est presque nulle. Son expression s'écrit :

$$g_m \approx 0 \Leftrightarrow V_{gs} \approx V_p \quad (2.11)$$

Lorsqu'on applique un signal sinusoïdal à l'entrée et on polarise la grille autour de la tension de pincement, dans ce mode, le courant dans le canal existe seulement pendant la moitié du cycle, et il peut être approximé par une demi-onde sinusoïdale. Selon la représentation de Fourier, cette forme d'onde contient des harmoniques paires de la fréquence fondamentale.

- **2^{ème} cas : $V_{gs} \approx 0$ V**

Dans la zone linéaire, le courant I_{ds} du transistor PHEMT peut être écrit sous la forme [II-9]:

$$I_{ds} = q n_{2D} W \mu \frac{V_{ds}}{S} \quad (2.12)$$

Où :

n_{2D} : Concentration du canal (cm^{-2})

μ : Mobilité du gaz bidimensionnel

W : Largeur de canal

V_{ds} : Tension appliquée

S : Séparation de contact source-drain

Ce courant dans la zone de saturation s'écrit sous la forme [II-6]:

$$I_{dss} = q n_{2D} V_{eff} \quad (2.13)$$

Où V_{eff} est la vitesse effective dans le canal.

La charge totale sous la grille peut être utilisée pour extraire l'expression de transconductance g_m [II-9] :

$$W L q n_{2D} = W L \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{h} V_{gs} \quad (2.14)$$

Où :

L : Longueur de la grille

$\epsilon_0 \epsilon_r$: Permittivité effective de donneurs *AlGaAs* et de couches de l'espaceur

h : Epaisseur combinée de donneurs *AlGaAs* et de couches de l'espaceur

À partir des équations (2.13) et (2.14), l'expression de la transconductance s'écrit comme suit :

$$g_m = \frac{\partial I_{dss}}{\partial V_{gs}} \quad (2.15)$$

$$g_m = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r W}{h} V_{eff} \quad (2.16)$$

Lorsque le transistor est polarisé à la tension V_{gs} autour de 0 V, la transconductance atteint un niveau maximal. La forme d'onde du courant de drain est symétriquement distordue et il est semblable à une onde carrée. Par conséquent, ce mode de fonctionnement est adéquat pour la génération d'harmoniques impaires. Nous pouvons déduire de cette analyse que la génération d'harmoniques dépend de la forme de la transconductance.

$$g_m \approx 0 \quad V_{gs} \approx V_p \quad \text{Harmoniques paires} \quad (2.17)$$

$$g_m \approx \frac{\epsilon_0 \epsilon_r W}{h} V_{eff} \quad V_{gs} \approx 0 \quad \text{Harmoniques impaires} \quad (2.18)$$

Afin de vérifier la dépendance entre la forme de la transconductance et la génération d'harmoniques, des simulations ont été effectuées en utilisant le procédé PH15 de la fonderie UMS. Ce procédé technologique est basé sur le transistor PHEMT et il est caractérisé par une largeur de grille de 70 μm et une longueur de 0,15 μm . Les résultats de simulation ont été obtenus à l'aide de logiciel ADS.

La figure 2.13 représente le circuit de simulation de la transconductance sur le logiciel ADS.

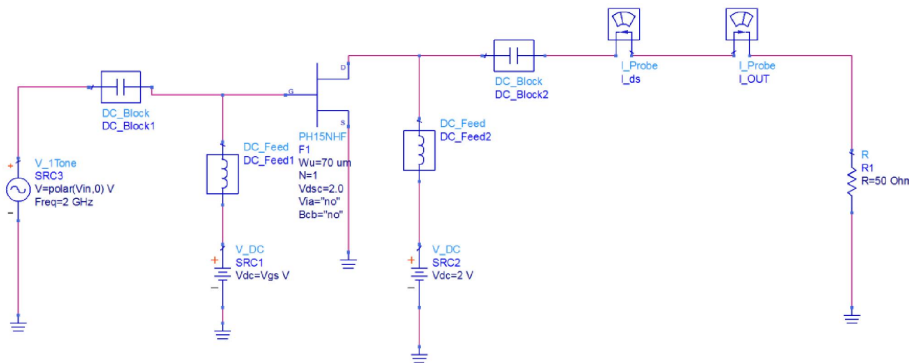


Figure 2.13. Circuit de simulation de la transconductance

La figure 2.14 représente la transconductance en fonction de la tension de polarisation V_{gs} à V_{ds} égale à 2 V et une fréquence d'entrée de 2 GHz.

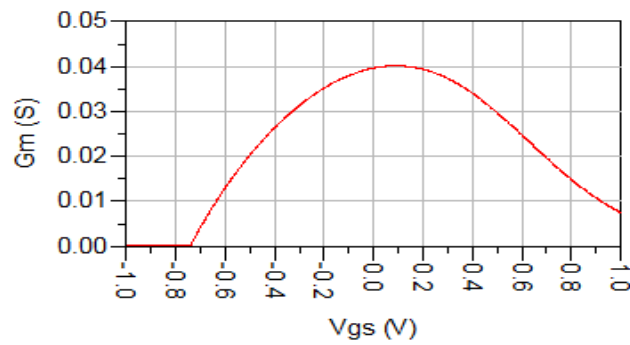


Figure 2.14. Transconductance en fonction de la tension de polarisation V_{gs} .

D'après la figure ci-dessus, nous pouvons constater que lorsque la tension V_{gs} est égale à la tension de pincement du transistor PHEMT qui est autour de $-0,7$ V, la transconductance est presque nulle. Nous pouvons aussi remarquer que lorsque la tension V_{gs} se trouve autour de 0 V, la transconductance atteint sa valeur maximale. Les résultats de simulation vérifient les équations (2.17) et (2.18).

La figure 2.15 illustre la forme d'onde du courant de drain lorsque le transistor PHEMT est polarisé autour de la tension de pincement. La tension d'entrée a une amplitude de $1,25$ V.

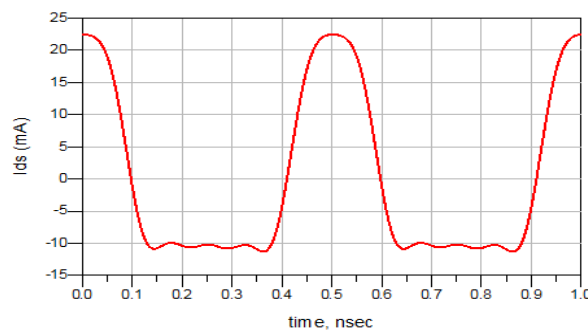


Figure 2.15. La forme d'onde du courant de drain du PHEMT lorsque $V_{gs} \approx -0,7$ V.

De la figure ci-dessus, il est clair que la forme d'onde du courant de drain est similaire à une demi-onde sinusoïdale. Sa représentation dans le domaine fréquentiel est représentée sur la figure 2.16:

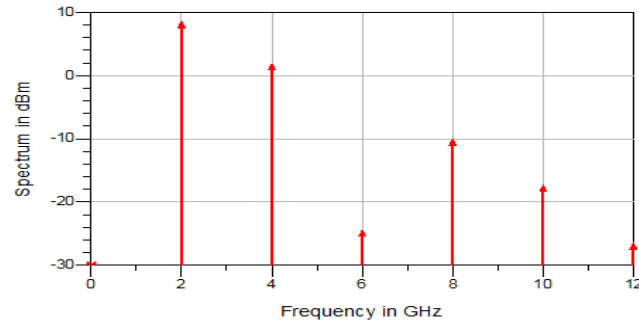


Figure 2.16. Spectre du courant de drain lorsque $V_{gs} \approx -0.7V$.
La fréquence d'entrée est de 2GHz

Nous pouvons constater de la figure 2.16, que lorsque la forme d'onde du courant de drain est similaire à la demi-onde sinusoïdale, son spectre contient des harmoniques paires. Ainsi, en se basant sur ces résultats de simulation, nous pouvons en déduire que lorsque la transconductance est très faible, elle est adéquate pour extraire les harmoniques paires.

Nous allons suivre les mêmes démarches pour valider le niveau maximal de la transconductance et la génération d'harmoniques impaires. La figure 2.17 illustre la forme d'onde du courant de drain lorsque la tension V_{gs} est autour de 0 V.

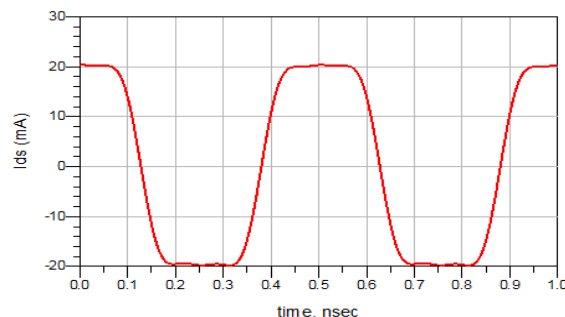


Figure 2.17. La forme d'onde du courant de drain de PHEMT
lorsque $V_{gs} \approx 0V$

Comme le montre la figure 2.1, la forme d'onde du courant de drain lorsque la polarisation de grille est autour de 0 V, elle est symétriquement distordue et elle a tendance d'être une onde carrée. Son spectre est représenté sur la figure 2.18:

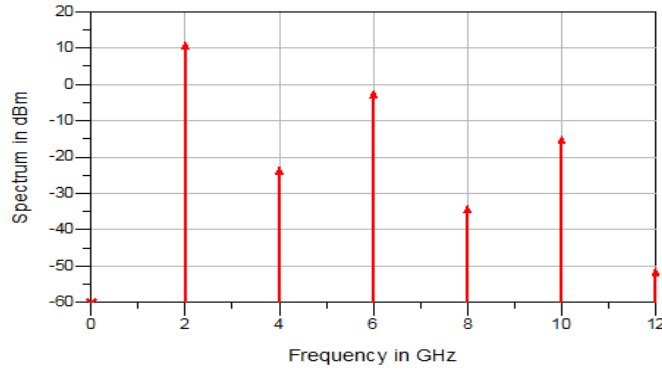


Figure 2.18. Spectre du courant de drain lorsque $V_{gs} \approx 0V$. La fréquence d'entrée est 2 GHz

Lorsque la polarisation de grille est autour de 0 V, la forme d'onde du courant de drain résultant est approximativement similaire à une onde carrée qui est riche d'harmoniques impaires. Par conséquent, lorsque la transconductance atteint un niveau maximal, les harmoniques impaires ont tendance d'être dominantes.

Les résultats simulés ont démontré un bon accord avec l'étude analytique. La forme de transconductance a une particularité importante pour déterminer le mode d'ordre d'harmoniques. La conception de multiplicateurs de fréquence actifs à base de PHEMT nécessite de choisir le point de polarisation adéquate pour générer les harmoniques désirées.

2.3.2.3 Principales performances de multiplicateurs de fréquence actifs

- **Le gain de conversion** caractérise le rapport entre la puissance sur l'harmonique désirée P_n et la puissance appliquée à l'entrée sur la fréquence fondamentale P_e :

$$g_c = \frac{P_n(nf_0)}{P_e(f_0)} \quad (2.19)$$

Si le gain d'un transistor sur la fréquence f_0 est g_0 , à cause de la décroissance de 6 dB/octave de tous les transistors, le gain de conversion sur l'harmonique de rang n ne pourra pas être supérieur à :

$$g_c = \frac{g_0}{n^2} \quad (2.20)$$

- **Le rendement électrique** est le rapport entre la puissance P_n et la puissance continue appliquée P_{DC} :

$$\eta = \frac{P_n(nF_0)}{P_{DC}} \quad (2.21)$$

- **Le taux de suppression ou de réjection** représente le rapport entre la puissance en sortie à la fréquence fondamentale (harmonique indésirable) et la puissance à l'harmonique sélectionnée.

2.3.3 Bruit de phase

Le bruit dans les composants électroniques fixe les performances des systèmes dans lesquels ils sont utilisés. A titre d'exemple, dans le cas des oscillateurs à très haute pureté spectrale, la performance n'est plus étalonnée par le niveau de bruit en tension mais par celle du bruit de fluctuations de phase.

Le bruit de phase, qu'on appelle également SSBPN (Single Side Band Phase Noise), est défini comme une densité spectrale de fluctuations de phase, c'est-à-dire en termes de rapport bruit sur signal à une certaine distance de la porteuse. Il s'agit du rapport de la puissance dans une bande passante de 1 Hz d'une fréquence f_m éloignée de la porteuse à la puissance de la porteuse elle-même. Cette grandeur permet de connaître la pureté d'une source, c'est-à-dire sa capacité à rester stable en fréquence dans le temps à court et moyen terme et aussi la capacité d'un système à ne pas dégrader le signal micro-onde qui le traverse.

2.3.3.1 Origines du bruit de phase

Le bruit désigne les signaux aléatoires et non désirés, se superposant aux signaux utiles. Ces signaux parasites peuvent venir de l'environnement du système ou des composants le constituant. Prenons l'exemple des amplificateurs radiofréquences (RF), où différents phénomènes induisent des fluctuations de courant ou de tension autour du point de polarisation. Ces fluctuations proviennent de plusieurs types de bruit appartenant à la famille d'un bruit appelé bruit basse fréquence (BF). Ces différentes sources de bruit seront alors converties en bruit de phase autour de la porteuse en présence d'un signal micro-onde. Un autre bruit s'ajoute c'est le bruit haute fréquence (HF) venant se superposer au spectre de bruit de phase résultant du bruit basse fréquence.

Le bruit de phase a pour origine les sources de bruit blanc et celles de bruit en excès.

2.3.3.1.1 Le bruit blanc

Les deux sources de bruit blanc sont le bruit thermique et le bruit de grenaille.

- **Bruit thermique**

Le bruit thermique est un bruit blanc dont la densité spectrale de puissance dépend uniquement de la valeur de la résistance. Ce bruit peut être modélisé par une source de bruit en tension (ou en courant) en série (ou en parallèle) avec la résistance bruyante. Ce phénomène existe indépendamment de toute tension appliquée [II-10].

Le bruit thermique aux bornes d'une résistance est exprimé par la relation de Nyquist en tension de la manière suivante :

$$\overline{v_b^2} = 4 k_B . T . R . \Delta f \quad (2.22)$$

Où $\overline{V_b^2}$ est la variance de la tension aux bornes de la résistance, K_B est la constante de Boltzmann, qui vaut $K_B = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$, R est la résistance exprimée en Ω , et Δf la bande passante considérée. Cette formule permet de prévoir le bruit minimum présent sur un système électronique, et donc sa limite de détection.

- **Bruit grenaille**

Ce bruit apparaît dans les dispositifs où le nombre d'électrons est assez faible pour donner une fluctuation statistique détectable. En électronique, ce bruit apparaît dans les dispositifs à base de semi-conducteur et les tubes électroniques [II-11].

Le bruit de grenaille est un bruit blanc dont la densité spectrale de puissance dépend uniquement de la valeur moyenne du courant traversant le composant bruyant. Il est modélisé par une source de courant de densité spectrale S_{I_g} donnée dans le cas d'une jonction idéale par :

$$S_{I_g} = 2qI \quad (2.23)$$

Où I désigne le courant moyen traversant le composant et $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{C}$ la charge élémentaire.

2.3.3.1.2 *Le bruit en excès*

Le bruit en excès a deux principales sources de bruit : le bruit de génération-recombinaison et le bruit de scintillation en $1/f$ ou le bruit de Flicker.

- **Bruit de génération-recombinaison**

Ce bruit est lié à la fluctuation du nombre de porteurs de charge. Il s'agit ici de fluctuations liées au caractère non déterministe des générations-recombinaisons des paires électrons-trous. Ce phénomène est dû à des imperfections de la structure cristalline du semi-conducteur générant des niveaux d'énergie situés dans la bande interdite de ce dernier.

Ce type de bruit consiste à générer un signal aléatoire dont l'amplitude est inversement proportionnelle au volume du semi-conducteur et dont l'évolution fréquentielle est Lorentzienne. Il dépend principalement du matériau et se trouve plus particulièrement dans les composants III-V comme par exemple les transistors à base d'arséniure de Gallium GaAs [II-12].

- **Bruit de scintillation**

Le bruit de scintillation ou le bruit en $1/f$ est un bruit dont la densité spectrale de puissance est inversement proportionnelle à la fréquence f [II-13]. Cela signifie que plus la fréquence augmente, plus l'amplitude de ce bruit diminue. Ce type de bruit existe dans tous les composants actifs et a des origines très variées hormis lesquels : les impuretés dans les matériaux ou les créations et recombinaisons parasites dues au courant de base d'un transistor. Le bruit en $1/f$ se rencontre aussi dans des résistances en carbone, où il est désigné comme bruit en excès car il s'additionne au bruit thermique. Ce bruit en $1/f$ est à peu près proportionnel à la composante continue du courant, et sera donc d'autant plus gênant que la densité de courant sera importante.

2.3.3.2 *Bruit de phase dans les oscillateurs*

Ce bruit sert à caractériser la pureté spectrale des sources micro-ondes. Il se traduit par des fluctuations aléatoires autour du signal de sortie de l'oscillateur. Ces fluctuations dues à différentes sources de bruits étalent la densité spectrale de puissance $DSP(f)$ autour de la fréquence porteuse f_0 (Figure 2.19).

Il convient de noter que le bruit de phase est exprimé en bande latérale unique en dBc.Hz^{-1} . Cette grandeur notée L est exprimée par le rapport entre la puissance dans une bande latérale de bruit de phase et la puissance de la porteuse du signal. Ainsi, le bruit de phase de l'oscillateur pourra alors s'écrire de la manière suivante :

$$L(f_m, B) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_n}{P_0} \right) \quad (2.24)$$

Avec $P_n = \int_{f_0+f_m-\frac{B}{2}}^{f_0+f_m+\frac{B}{2}} \text{DSP}(f) df$ est la puissance du bruit dans une bande de fréquence B à la distance f_m de la porteuse et P_0 désigne la puissance de la porteuse (voir la figure 2.19). Étant donné que $L(f_m)$ s'exprime en puissance par rapport à la porteuse (en anglais 'carrier' d'où le 'c' de l'unité) par bande de fréquence, son unité est en dBc/Hz (en supposant par bande de 1Hz).

Le bruit de phase en bande latérale unique L est défini en dBc/Hz lorsque la puissance P_n est déterminée sur une bande de largeur 1Hz. Il est cependant possible de définir ce bruit pour des largeurs de bande différentes, dans ce cas-là, pour une puissance P_n définie sur une bande de largeur B , le bruit L est exprimé en dBc/BHz . Pour retrouver le niveau de bruit équivalent en dBc/Hz , il suffit de retirer $10 \log_{10} B$.

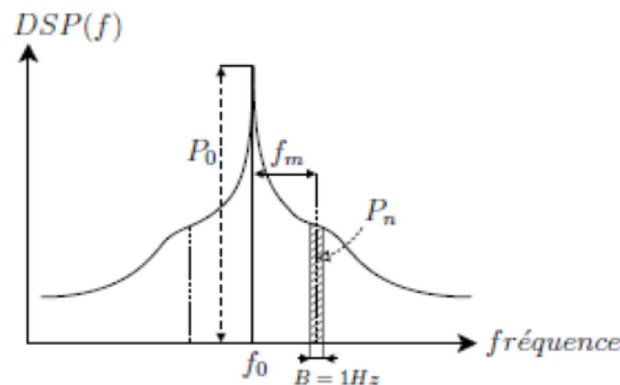


Figure 2.19. Spectre de puissance [II-14]

Le bruit se décompose en deux bruits principaux : le bruit thermique et le bruit de Flicker (voir la figure 1.20). Le bruit thermique est responsable du plancher de bruit en hautes fréquences tandis que le bruit de Flicker se traduit par une remontée de bruit en basses fréquences.

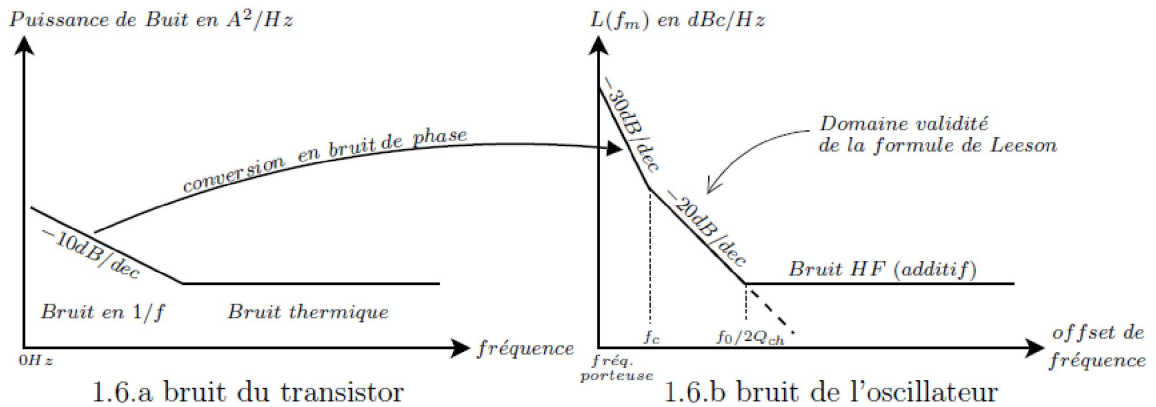


Figure 2.20. Principe de conversion du bruit dans les oscillateurs [II-14]

Ainsi, d'après la figure 2.21, la meilleure expression de ce profil de bruit est donnée par la formule semi-empirique de Leeson [II-15] :

$$L(f_m) = 10 \log \left\{ \frac{1}{2} \left[1 + \left(\frac{f_0}{2Q_{ch}f_m} \right)^2 \left[1 + \frac{f_c}{f_m} \left[\frac{FkT_0}{P_s} \right] \right] \right] \right\} \quad (2.25)$$

Avec :

- Q_{ch} : Facteur de qualité en charge
- f_0 : Fréquence idéale de l'oscillateur
- f_m : Offset de fréquence
- f_c : Fréquence de corner
- F : Facteur de bruit de l'élément actif
- k : Constante de Boltzmann
- T_0 : Température de référence (290K)
- P_s : Puissance moyenne dissipée

D'après la formule (2.25), le facteur de qualité doit être le plus élevé possible pour minimiser le bruit de phase, cependant il existe une autre technique pour diminuer ce bruit de phase, c'est l'utilisation des multiplicateurs de fréquence conjointement avec les oscillateurs [II-16]. Cette technique permet de dégrader le bruit de phase et également d'abaisser la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur. Un multiplicateur de fréquence idéal ajoute au signal un bruit de phase qui ne dépend que de l'ordre de multiplication, et se calcule comme :

$$L_N(f) = L_0(f) + 20\log(N) \quad (2.26)$$

Où $L_N(f)$ est le bruit de phase du signal de sortie du multiplicateur, $L_0(f)$ celui du signal à multiplier et N l'ordre de multiplication.

$$\text{Et} \quad \Delta\text{CNR}[\text{dB}] = 20 \log(N) \quad (2.27)$$

ΔCNR « Carrier-to-Noise degradation » c'est le bruit ajouté par le multiplicateur de fréquence.

L'étude de bruit de phase de multiplicateurs de fréquence exige souvent une étude de ce bruit dans les oscillateurs au préalable. C'est pourquoi, dans cette partie, nous avons donné une vue d'ensemble sur ce bruit dans les oscillateurs ainsi que ses différentes origines, pour introduire la notion de bruit de phase de multiplicateur et montrer sa dépendance avec celui de l'oscillateur.

Prenons un exemple plus pratique, un oscillateur cristal de bruit de phase typique de $-170 \text{ dBc} / \text{Hz} @ 100 \text{ kHz}$ d'offset. Une chaîne de multiplicateur ($10 \times 24 = 240$) pour obtenir un signal de $2,4 \text{ GHz}$, ce multiplicateur dégrade ce bruit de phase de $20.\log(240) = 48 \text{ dB}$, ce qui donne : $-170 \text{ dBc} / \text{Hz} + 48 \text{ dB} = -122 \text{ dBc} / \text{Hz} @ 100 \text{ kHz}$ d'offset.

Ainsi, multipliant un signal de basse fréquence très stable peut produire des signaux avec un meilleur bruit de phase que de le générer directement en utilisant les oscillateurs.

L'importance de l'utilisation de multiplicateurs de fréquences combinés à un oscillateur basse fréquence sera particulièrement plus grande aux fréquences millimétriques pour atteindre les meilleures performances en bruit de phase.

2.3.4 Exemples de multiplicateurs de fréquence actifs

Différentes architectures de multiplicateurs actifs sont utilisées selon les applications visées. Dans cette partie, ces architectures vont être présentées sous forme des exemples permettront de donner une vue plus proche sur le fonctionnement d'un multiplicateur de fréquence [II-17]. Le premier exemple est **un doubleur de fréquence à bande étroite**, sa structure à base de transistor FET est sur la figure 2.21 :

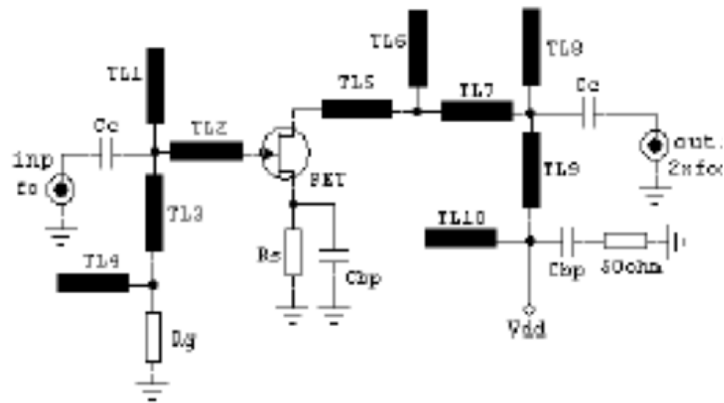


Figure 2.21. Doubleur de fréquence à bande étroite

Dans ce doubleur de fréquence à bande étroite présenté ci-dessus, les lignes de transmission TL1 et TL2 servent à adapter l'entrée, quant aux lignes TL3 et TL4, leur rôle est la polarisation de la grille. Le drain est connecté à une ligne de transmission TL5 comme un déphaseur pour ajuster la phase de l'impédance de la fréquence fondamentale.

En sortie du doubleur, les lignes de transmission TL6, TL7 et TL8 forment un filtre passe bande. Ce dernier rejette la fréquence fondamentale et la 3^{ème} harmonique, et fait passer la deuxième harmonique.

Le circuit de polarisation du drain est composé des lignes TL9 et TL10, et leur fonction est d'isoler la polarisation de la deuxième harmonique générée.

Le circuit RC en parallèle avec la source d'alimentation sert à stabiliser la totalité du circuit.

Le doubleur de fréquence large bande présenté ci-dessous, a une structure presque la même que celle d'un doubleur à bande étroite, à l'exception d'une ligne de transmission TL5 connectée en série avec le filtre passe bande (BPF) à base de lignes couplées et qui se trouve en sortie de doubleur.

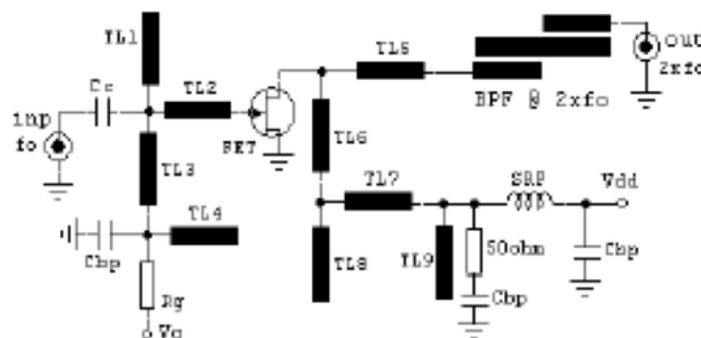


Figure 2.22. Doubleur de fréquence large bande

Le FPB rejette la fondamentale et la troisième harmonique. Il y a aussi un filtre coupe-bande (TL7, TL8, TL9) qui bloque la deuxième harmonique, et présente des faibles pertes à la fréquence fondamentale et à la troisième harmonique.

Un autre type de multiplicateurs de fréquence est les tripleurs de fréquence, qui présentent une difficulté importante dans leur conception. Cette difficulté se manifeste dans la nécessité de court-circuiter le drain sur les harmoniques indésirables. Par exemple, un doubleur de fréquence est plus facile d'utiliser les lignes $\lambda / 4$ pour court-circuiter la fondamentale et la troisième harmonique, tandis que la quatrième harmonique et ceux d'ordre supérieur sont négligeables.

Un exemple de **tripleur de fréquence** est illustré dans la figure 2.23. A l'entrée du tripleur, une ligne est connectée à la masse par une capacité il adapte l'entrée à la fréquence fondamentale, et facilite la polarisation de la grille du FET en fournissant un certain découplage.

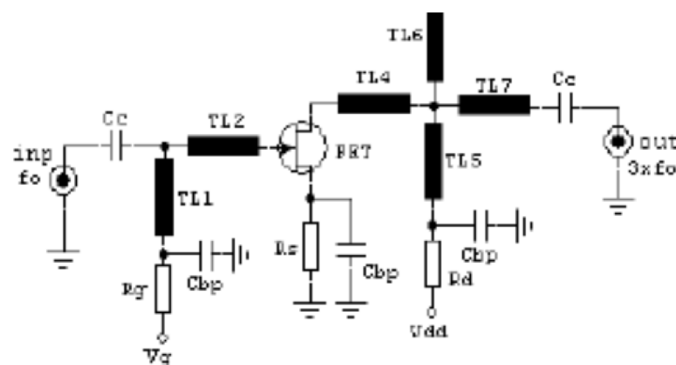


Figure 2.23. Tripleur de fréquence

Le circuit de polarisation adopté pour le tripleur de fréquence est un circuit d'auto-polarisation avec une résistance entre la source et la masse. A la sortie, un stub double a été placé. Ses deux fonctions sont : l'adaptation de la sortie à la troisième harmonique, et la contribution au filtrage de la fondamentale et la deuxième harmonique en sortie.

Le stub de sortie est essentiellement un stub de court-circuit qui facilite la polarisation du drain.

Les exemples présentés sont tous des configurations basées sur un simple transistor FET. Il existe d'autres configurations de multiplicateurs de fréquence que nous allons les présenter dans ce qui suit.

Les multiplicateurs de fréquence équilibrés sont souvent utilisés pour :

- Une amélioration de l'adaptation de l'entrée sur une large bande,
- Une bonne isolation entre les étages de multiplication,
- Une très bonne stabilité.

Un exemple de doubleur de fréquence équilibré avec **un coupleur hybride de type Branch line** est illustré dans la figure 2.24 :

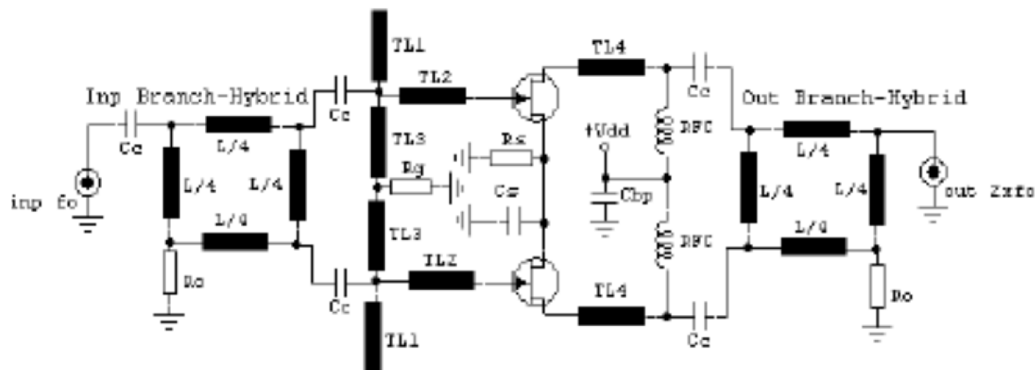


Figure 2.24. Doubleur de fréquence équilibré avec un coupleur hybride branch line

Les coupleurs hybrides de l'entrée et de la sortie introduisent un déphasage de -90° . Par conséquent, et contrairement aux harmoniques paires qui sont en phase, les harmoniques impaires sont en opposition de phase (180°), et donc elles seront supprimées en sortie, et seront dissipées à la fin du coupleur hybride.

La figure 2.25 illustre le circuit de coupleur hybride utilisé.

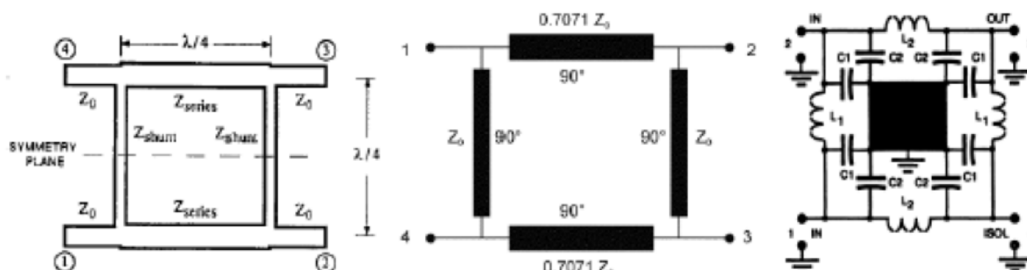


Figure 2.25. Coupleur hybride et ses circuits équivalents en éléments distribués et localisés

La limitation de la bande passante principale se traduit par les circuits d'adaptation aux entrées et sorties non adaptées en large bande.

Le circuit est auto-polarisé en utilisant une ligne (TL3), une résistance (R_g) entre la grille et la masse et une résistance (R_s) connectée à la source. La polarisation est choisie proche de la région de pincement des transistors FET.

Un deuxième exemple de la famille de multiplicateurs de fréquence équilibrés est **le doubleur de fréquence avec un balun actif**. Sa structure est présentée dans la figure ci-dessous :

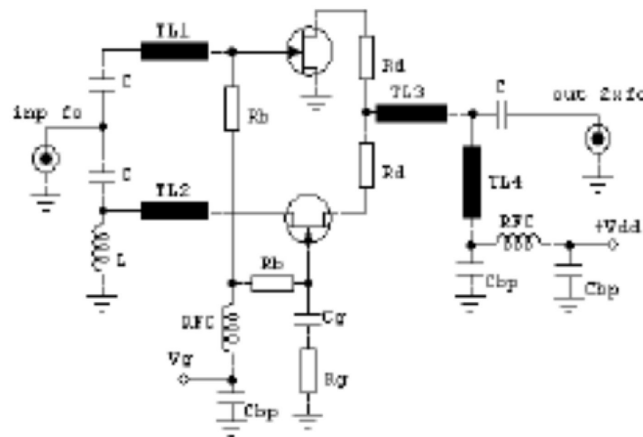


Figure 2.26. Doubleur de fréquence équilibré avec un balun actif

Dans ce doubleur de fréquence, une simple combinaison de grille commune et source commune fournit une différence de phase de 180° pour supprimer la fréquence fondamentale.

Le balun actif présente l'avantage d'obtenir une petite taille dans les circuits basses fréquences. La stabilité doit être contrôlée et le circuit doit être inconditionnellement stable pour toute impédance d'entrée.

Pour obtenir la stabilité inconditionnelle et éviter des résistances négatives à la grille et au drain de la configuration grille-source commune, une résistance série R_g est ajoutée à la grille (Figure 2.26). Ceci réduit le gain mais améliore la stabilité. En plus, deux résistances séries R_d sont ajoutées dans chaque connexion au drain pour diminuer le gain de la boucle.

Un stub court-circuité TL4 et une ligne de transmission série TL3 sont connectés à la sortie de doubleur pour ajuster l'impédance de sortie à la connexion des deux drains. Ils servent également à la suppression de la fondamentale et l'adaptation de la 2^{ème} harmonique.

Le dernier exemple est un tripleur de fréquence équilibré avec un coupleur rat-race. La figure 2.27 illustre sa structure.

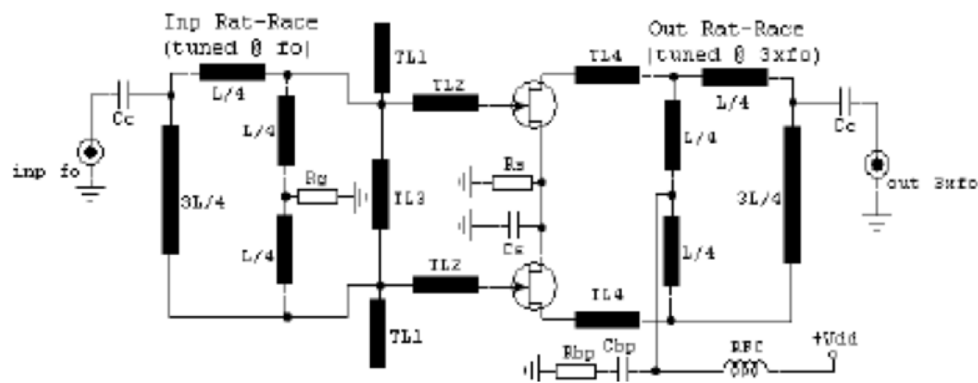


Figure 2.27. Tripleur de fréquence équilibré avec un coupleur hybride 180°

Le coupleur hybride 180° de l'entrée et de la sortie introduisent un déphasage de 180°. Sa structure est dans la figure ci-dessous :

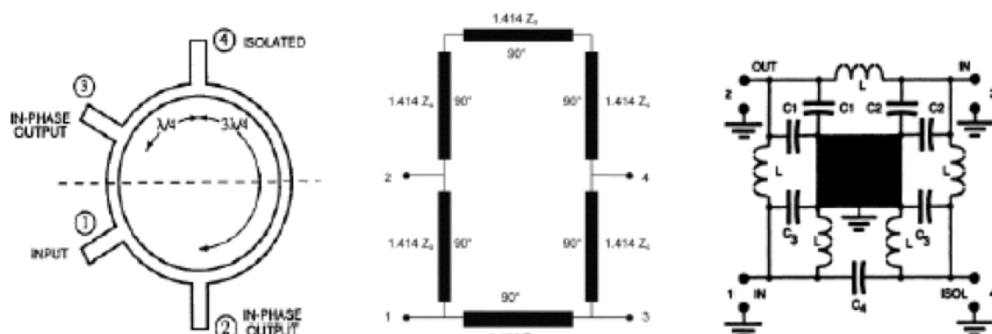


Figure 2.28. Coupleur hybride 180° et ses circuits équivalents en éléments distribués et localisés

L'adaptation de l'entrée est réalisée avec un stub ouvert TL1, et une ligne de transmission à haute impédance TL2. Pour l'adaptation de sortie, elle est atteinte à l'aide d'une ligne de transmission $\lambda/4$ TL4 à haute impédance pour ajuster en parallèle l'impédance de sortie de drain à la fréquence fondamentale.

La ligne $\lambda/4$ TL3 reliant les deux entrées présente un court-circuit à la deuxième harmonique. Les transistors sont auto-polarisés et la résistance R_s connectée à la source est découplée avec la capacité C_s .

Les exemples que nous avons présentés, sont tous des multiplicateurs de fréquence avec un ordre qui ne dépasse pas 3. Des travaux ont été publiés récemment, ont montré cependant qu'il est possible d'obtenir des ordres de multiplication plus élevés. L'utilisation d'une chaîne de multiplicateurs de fréquence en cascade en se basant sur des multiplicateurs basiques (2,3 et 4), s'avère la technique la plus répandue pour avoir un rang de multiplication plus élevé

[II-18] [II-19]. Les résultats obtenus semblent indiquer que l'utilisation des multiplicateurs en cascade constitue une solution intéressante pour réaliser une source hyperfréquence pure et stable.

2.4. Mélangeurs RF

2.4.1 Introduction

Les mélangeurs sont des circuits permettant de transposer l'information contenue dans un signal de fréquence donnée à un signal de fréquence différente. Ces circuits sont très utilisés dans les systèmes de communications. Dans chaque système, un signal utile est transposé en RF pour l'émission en espace libre et inversement transposé vers les basses fréquences (FI) en réception. Ainsi, on distingue deux modes de fonctionnement de mélangeurs (Figure 2.29) :

- **Up-convertter** qui correspond à la transposition de la fréquence FI vers la fréquence RF. Ce mode de fonctionnement est utilisé dans les systèmes en émission où le mélangeur prend l'appellation d'un modulateur.
- **Down-convertter** est la transposition de la fréquence RF vers la fréquence FI. Ce mode de fonctionnement est utilisé dans les systèmes en réception où le mélangeur est connu sous le nom d'un démodulateur.

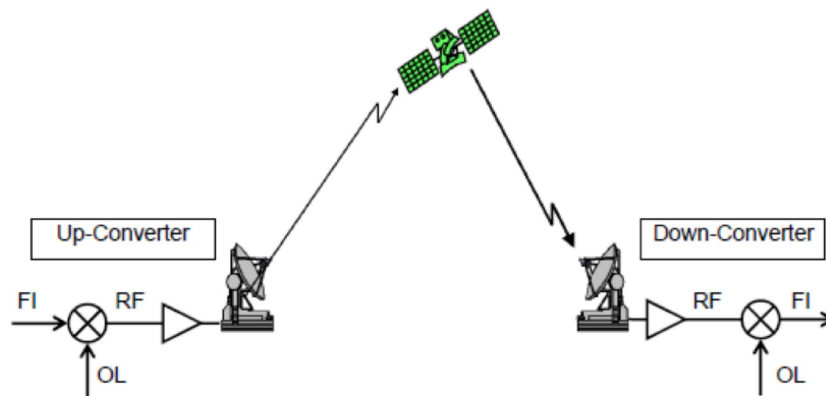


Figure 2.29. Mode de fonctionnement de mélangeur Up-convertter/Down-convertter

La transposition de fréquence désigne le changement de fréquence qui consiste à transposer le spectre d'un signal centré sur une fréquence initiale sans en altérer le contenu. L'opération de la transposition de fréquence se traduit par l'expression suivante :

$$E(f) \rightarrow S(f) = E(f + f_0) + E(f - f_0) \quad (2.28)$$

Où $E(f)$ et $S(f)$ sont respectivement les spectres du signal d'entrée et de sortie.

Si le spectre du signal d'entrée est centré sur f_m , et translaté à la fréquence f_0 , alors en sortie, il devient centré sur $f_m + f_0$. Ce dernier, sera également dupliqué à la fréquence $f_m - f_0$ (Figure 2.30).

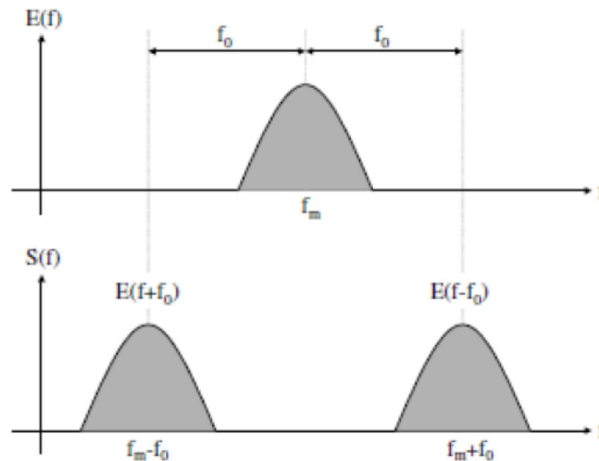


Figure 2.30. Transposition de fréquence

Trois possibilités existent pour le signal utile transposé en sortie :

- Si le spectre utile est centré sur $f_m + f_0$, la conversion obtenue est dite supradynne. Alors le spectre centré sur $f_m - f_0$ sans intérêt et peut être rejeté par filtrage.
- Si le spectre utile est centré sur $f_m - f_0$, la conversion est infradyne c'est alors le spectre centré sur $f_m + f_0$ qui est rejeté par filtrage.
- Dans le cas où $f_m = f_0$, la conversion est dite homodyne ou à « zéro IF » pour indiquer que la fréquence intermédiaire est nulle.

2.4.2 Mélangeur à non-linéarité

La génération de fréquences s'effectue par la mise en œuvre d'un dispositif non-linéaire. Tout système non linéaire excité par des signaux sinusoïdaux à des fréquences distinctes produit des harmoniques. Le spectre de sortie d'un tel système comporte des signaux dont les fréquences dépendent des fréquences d'entrée. Dans le cas d'un mélangeur,

nous allons utiliser un dispositif non-linéaire pour obtenir une certaine fréquence en sortie. Considérons pour cela un dispositif non-linéaire soumis à une excitation $V(t)$:



Figure 2.31. Dispositif non-linéaire pour la fonction mélange

La réponse du dispositif non-linéaire peut s'écrire sous la forme :

$$V_s(t) = aV(t) + bV^2(t) + cV^3(t) + \dots \quad (2.29)$$

On remplace la tension d'excitation $V(t)$ par la somme des deux signaux sinusoïdaux $V_{FI}(t)$ et $V_{OL}(t)$ aux pulsations ω_{FI} et ω_{OL} . La tension de sortie devient :

$$V(t) = V_{FI} \cos(\omega_{FI} \cdot t) + V_{OL} \cos(\omega_{OL} \cdot t) \quad (2.30)$$

V_{OL} et V_{FI} étant les amplitudes complexes des signaux.

En tenant compte des transformations trigonométriques, la tension de sortie peut s'écrire sous la forme représentée dans le tableau 2.1.

Tableau 2.1. Décomposition de signal de sortie de dispositif non-linéaire

1 ^{er} ordre : $aV(t)$	2 ^{ième} ordre : $bV^2(t)$	3 ^{ième} ordre : $cV^3(t)$
$aV_{FI} \cos(\omega_{FI}t)$ $+ aV_{OL} \cos(\omega_{OL}t)$	$\frac{b}{2}(V_{FI}^2 + V_{OL}^2)$ $+ \frac{b}{2}V_{FI}^2 \cos(2\omega_{FI}t)$ $+ \frac{b}{2}V_{OL}^2 \cos(2\omega_{OL}t)$ $+ bV_{FI}V_{OL} \cos(\omega_{OL} + \omega_{FI})t$ $+ bV_{FI}V_{OL} \cos(\omega_{OL} - \omega_{FI})t$	$\left(\frac{3c}{4}V_{FI}^3 + \frac{3c}{2}V_{FI}V_{OL}^2\right) \cos(\omega_{FI}t)$ $+ \left(\frac{3c}{4}V_{OL}^3 + \frac{3c}{2}V_{OL}V_{FI}^2\right) \cos(\omega_{OL}t)$ $+ \frac{c}{4}V_{FI}^3 \cos(\omega_{FI}t) + \frac{c}{4}V_{OL}^3 \cos(3\omega_{OL}t)$ $+ \frac{3c}{4}V_{OL}^2V_{FI}[\cos(2\omega_{FI} + \omega_{OL})t$ $\quad + \cos(2\omega_{FI} - \omega_{OL})t]$ $+ \frac{3c}{4}V_{FI}^2V_{OL}[\cos(2\omega_{OL} + \omega_{FI})t$ $\quad + \cos(2\omega_{OL} - \omega_{FI})t]$

D'après le tableau ci-dessus, nous constatons que le nombre de fréquences qui apparaissent, croît très vite quand l'ordre de la non-linéarité augmente. Souvent lors du mélange dans un circuit, plusieurs éléments non-linéaires sont mis en cascade. Les tensions aux différentes fréquences issues du premier mélange sont de nouveau mélangées à l'aide des éléments non-linéaires suivants, ceci aussi permet d'augmenter les nombres de composantes fréquentielles en sortie du circuit.

Les différentes expressions de la tension générée dans une non-linéarité, montre que la totalité des fréquences générées sont des combinaisons linéaires des deux fréquences d'excitation (F_{FI} , F_{OL}), elles s'expriment selon :

$$\pm mF_{OL} \pm nF_{FI} \text{ (avec m et n entiers positifs)}$$

Dans le cas d'un mélangeur en émission ou modulateur, c'est uniquement la fréquence $F_{RF} = F_{OL} + F_{FI}$ (fréquence latérale haute) ou $F_{LB} = F_{OL} - F_{FI}$ (fréquence latérale basse) qui doit porter l'information en sortie de l'émetteur (Figure 2.32).

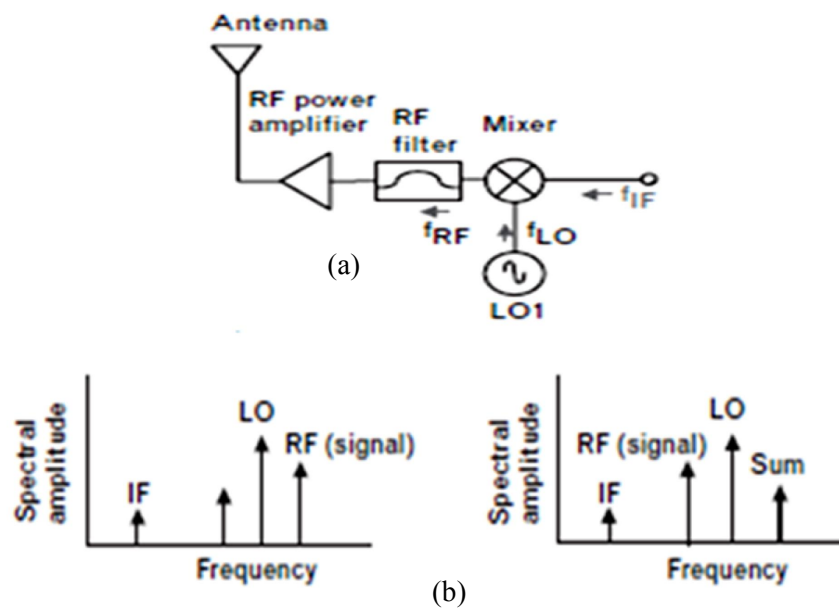


Figure 2. 32. (a) Fonction mélange en émission (b) Amplitudes d'harmoniques en sortie

Dans le cas d'un mélangeur en réception ou démodulateur, on observe une fréquence toute particulière appelée fréquence image F_{IM} . Cette fréquence est symétrique de la fréquence F_{RF} par rapport à la fréquence F_{OL} (Figure 2.33).

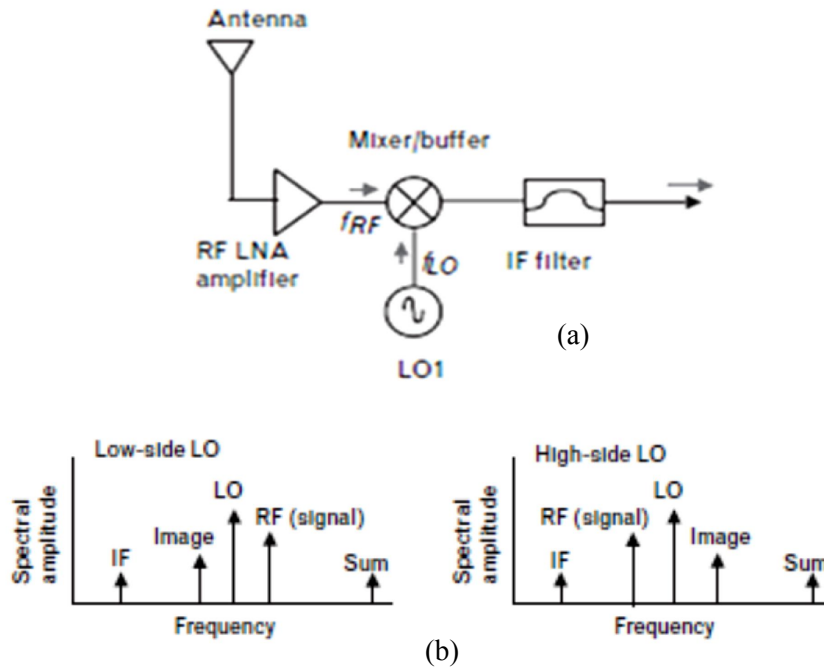


Figure 2.33. (a) Fonction mélange en réception (b) Amplitudes d'harmoniques en sortie

La fréquence image est indésirable dans les mélangeurs, car un signal de fréquence F_{IM} présent à l'entrée se mélange avec la fréquence F_{OL} , pour donner un signal de fréquence F_{IF} , or cette composante ne correspond pas à la conversion du signal RF.

2.4.3 Grandeurs caractéristiques de mélangeurs

Lors de fonctionnement d'un mélangeur réel, il existe toujours des imperfections qui peuvent influencer la fonction mélange. Ainsi, certaines grandeurs caractéristiques vont être détaillées dans cette partie, pour caractériser les performances d'un mélangeur (modulateur et démodulateur).

2.4.3.1 Gains de conversion

Le gain de conversion G_c est une grandeur primordiale des mélangeurs, il désigne la conversion de puissance d'une fréquence vers une autre.

Dans le cas d'un démodulateur la valeur du gain de conversion est égale au rapport de la puissance de sortie à la fréquence intermédiaire F_{FI} sur la puissance d'entrée disponible à la fréquence F_{RF} et s'exprime en dB sous la forme suivante :

$$(G_C^{DOWN})_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_{FI,sortie}}{P_{RF,entrée}} \right) = (P_{FI,sortie})_{dBm} - (P_{RF,entrée})_{dBm} \quad (2.31)$$

Dans le cas d'un modulateur la valeur du gain de conversion est égale au rapport de la puissance de sortie à la fréquence F_{RF} sur la puissance d'entrée disponible à la fréquence F_{FI} et s'exprime en dB sous la forme suivante :

$$(G_C^{UP})_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_{RF,sortie}}{P_{FI,entrée}} \right) = (P_{RF,sortie})_{dBm} - (P_{FI,entrée})_{dBm} \quad (2.32)$$

Ce rapport caractérise l'efficacité de la conversion en fréquence du signal d'entrée. Dans le cas où il est négatif, il est préférable d'utiliser le terme perte de conversion.

2.4.3.2 Linéarité

2.4.3.2.1 Point de compression 1dB

Cette grandeur caractérise le phénomène de saturation de la puissance de sortie pour de fortes puissances d'entrée. Le point de compression à 1dB dans le cas d'un modulateur, est défini au point de puissance pour lequel l'écart entre la puissance de sortie à la fréquence F_{RF} et son extrapolation linéaire petit signal atteint 1dB (Figure 2.34).

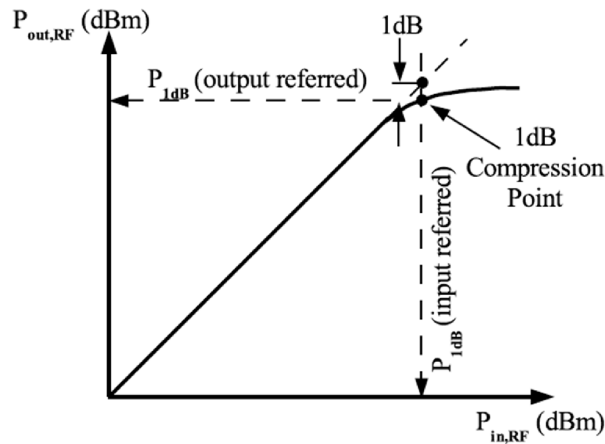


Figure 2.34. Point de compression 1 dB

Le point de compression à 1dB dans le cas d'un démodulateur, sera défini au point de puissance pour lequel l'écart entre la puissance de sortie à la fréquence F_{FI} et son extrapolation linéaire petit signal atteint 1dB.

2.4.3.2.2 Point d'interception

En général, les mélangeurs sont soumis à tout un ensemble de signaux RF proches en fréquence et d'amplitudes voisines. Ainsi, le point d'interception est le paramètre d'intérêt pour qualifier les performances de réjection de produits d'intermodulation.

Ce point d'intermodulation est défini par l'intersection entre l'extrapolation linéaire de la puissance de sortie à la fréquence utile et la puissance de sortie à la fréquence de produit d'intermodulation, toutes les deux tracées en fonction de la puissance d'entrée (Figure 2.35). D'après la figure ci-dessus, on définit le point d'interception d'ordre 2 (IP2) par l'intersection avec le produit d'intermodulation d'ordre 2, et également, le point d'interception d'ordre 3 (IP3) par l'intersection avec le produit d'intermodulation d'ordre 3.

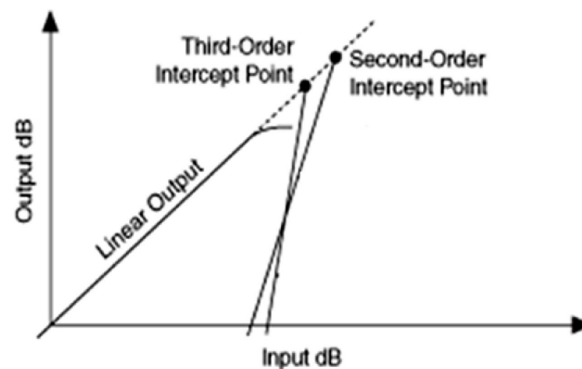


Figure 2.35. Points d'interception d'ordre 2 et 3

Le point d'interception en sortie augmente avec la puissance d'entrée, et pour une puissance d'excitation donnée, il est maximum quand le gain est maximum [II-20].

2.4.3.3 Raies parasites

L'accès de sortie d'un mélangeur présente un grand nombre de signaux parasites. Ces réponses parasites résultantes se classent en deux types.

- Les signaux d'ordre faible dans la bande d'intérêt et qui ne peuvent donc pas être rejetés.
- Les signaux ayant des fréquences situées en dehors de la bande d'intérêt mais qui doivent être éliminés pour ne pas consommer de puissance ni perturber les éléments en aval du mélangeur.

A titre d'exemple, les raies parasites produites dans un canal FI ayant les spécifications suivantes :

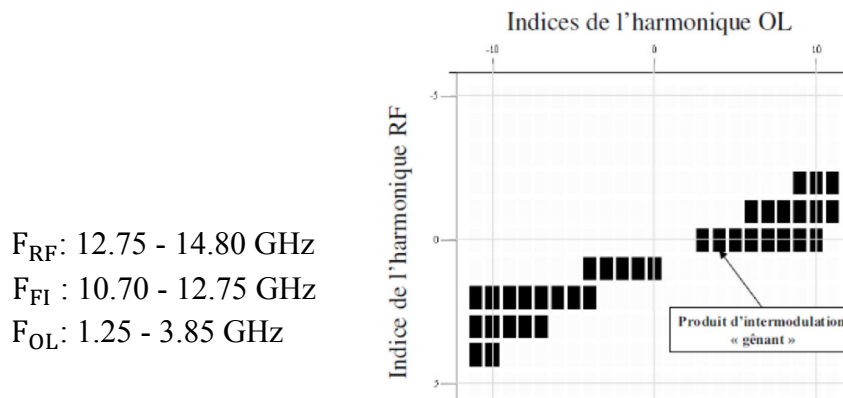


Figure 2.36. Indices d'intermodulations conduisant dans la bande FI

Outre les produits d'intermodulation des fréquences F_{RF} et F_{FI} présentes en sortie du mélangeur et qui dégradent le signal informatif, il y a la fréquence image de la fréquence F_{RF} qui va directement se trouver ajoutée au signal utile en sortie du mélangeur et parasitera l'information qu'il contient.

2.4.3.4 Isolations et réjections

Dans le cas d'un modulateur, toutes les fréquences F_{FI} , F_{OL} , F_{RF} , sont présentes aux ports affectés aux entrées FI et OL et à la sortie RF. Il est donc nécessaire de réaliser des circuits d'adaptation qui séparent ces fréquences et les présentent chacune à son port approprié.

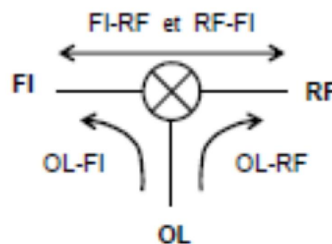


Figure 2.37. Isolations entre les ports d'un modulateur

La figure ci-dessus, présente les isolations possibles entre les accès pour un modulateur. Prenant par exemple l'isolation RF/OL, elle est définie par l'écart de puissance en dB entre la puissance OL présente à l'accès OL et la puissance OL présente à l'accès RF. Les autres isolations peuvent être obtenues de la même manière.

Pour la réjection des signaux en sortie, elle caractérise une différence de niveau de puissance entre deux signaux du spectre à un accès donné. Un exemple de réjection des signaux est illustré dans la figure 2.38 :

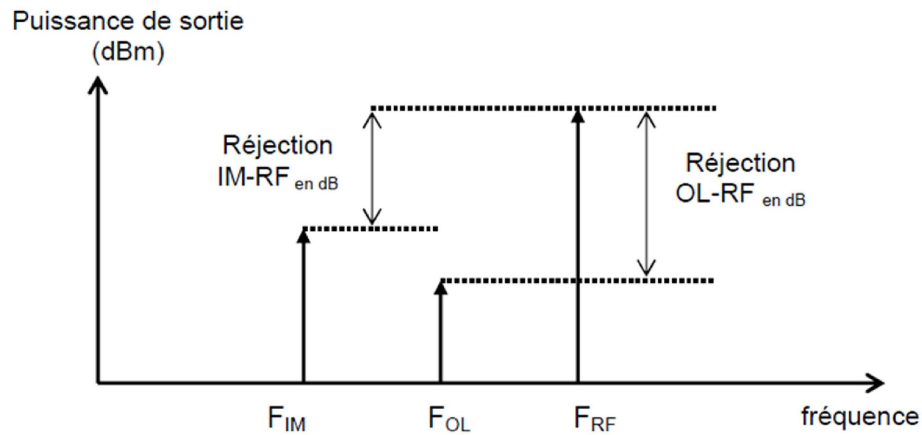


Figure 2.38. Principales réjections sur un spectre de sortie

2.4.3.5 Adaptation des accès

L'adaptation des différents accès du mélangeur est une étape indispensable afin de maximiser le gain de conversion. L'adaptation permet également d'améliorer l'isolation entre les diverses voies du mélangeur. En général, l'adaptation s'effectue par des quadripôles à éléments localisés en série ou en parallèle.

2.4.3.6 Facteur de bruit

Le bruit est un facteur perturbant pour les mélangeurs, il est à l'origine de plusieurs sources de bruit telles que le bruit de grenaille, le bruit thermique, le bruit de modulation d'amplitude et le bruit de phase. Le bruit est défini par son facteur de bruit NF.

Pour un modulateur, le facteur de bruit s'exprime par :

$$NF = \frac{\left(\frac{P_E}{B_E}\right)_{FI}}{\left(\frac{P_S}{B_S}\right)_{RF}} \quad (2.33)$$

Où P_E et B_E sont les puissances respectives du signal et du bruit à l'entrée FI du modulateur, tandis que P_S et B_S sont les puissances du signal et du bruit à sa sortie RF.

Pour un démodulateur, le facteur de bruit s'exprime par :

$$NF = \frac{\left(\frac{P_E}{B_E}\right)_{RF}}{\left(\frac{P_S}{B_S}\right)_{FI}} \quad (2.34)$$

Où P_E et B_E sont les puissances respectives du signal et du bruit à l'entrée RF du modulateur, tandis que P_S et B_S sont les puissances du signal et du bruit à sa sortie FI.

On peut définir deux types de facteur de bruit pour les mélangeurs :

- FSSB en bande latérale unique (SSB Single Side Band)
- FDSB en double bande latérale (DSB Double Side Band).

2.4.4 Différents types de mélangeur

Il existe deux types de mélangeurs :

Les mélangeurs passifs qui se basent sur des composants passifs comme les diodes ou sur des éléments actifs comme les transistors qui sont non-polarisés sur le drain par exemple. Ces mélangeurs possèdent des pertes de conversion.

Les mélangeurs actifs se basent sur des composants actifs comme les transistors polarisés en amplificateur. Ces mélangeurs sont caractérisés par leurs gains de conversion.

Dans ce qui suit, nous allons nous contenter des mélangeurs à base de transistors FET ou PHEMT dont nous allons également voir leurs principales utilisations et leur mode de fonctionnement.

2.4.4.1 Mélangeurs à base de transistors FET

2.4.4.1.1 Mélangeur à base de transistor simple

Dans les transistors à effet de champ, l'effet de la non-linéarité est dû à la conductance drain-source, la transconductance ou la capacité grille-source. Ces dernières sont mises à profit pour la réalisation des circuits mélangeurs à base de FET ayant un gain de conversion élevé. Les mélangeurs à FET simple possèdent plusieurs configurations possibles :

- Injection de la puissance OL sur la grille ou mélange sur grille: dans cette configuration, la puissance OL est injecté sur la grille et le signal (RF ou FI) est filtré sur le drain. La polarisation de transistor se fait dans la zone C qui correspond à une forte non-linéarité de la transconductance qui dépend dans ce cas à la tension V_{gs} .

La figure 2.39 décrit la variation de la transconductance en fonction du signal OL ou « cycle de pompage » [II-21] [II-22].

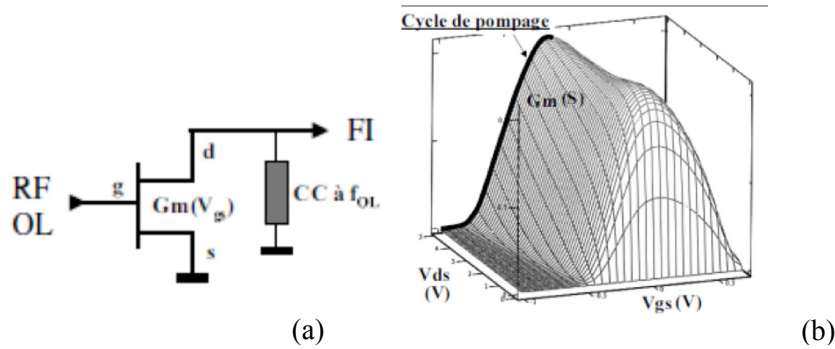


Figure 2.39. Mélangeur sur grille : (a) schéma électrique- (b) cycle de pompage

- Injection de la puissance OL sur le drain ou mélange sur drain : la puissance OL est injectée sur le drain, le signal (RF ou FI) est appliqué sur la grille et le signal (RF ou FI) est filtré sur la source. La non-linéarité exploitée dans ce cas est celle de la transconductance $G_m(V_{ds})$. Le cycle de pompage décrit sur la figure 2.40-(b) montre que l'excursion optimale de G_m est obtenue pour V_{gs} voisin de 0 V et pour des variations de V_{ds} comprises dans la zone de fonctionnement ohmique du transistor [I-23].

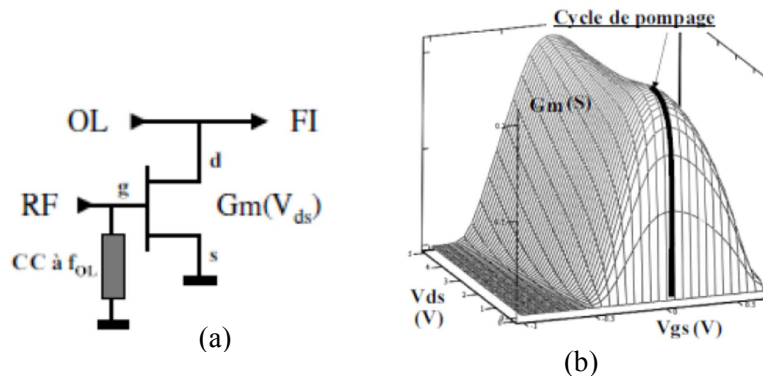


Figure 2.40. Mélangeur sur drain : (a) schéma électrique- (b) cycle de pompage

- Injection de la puissance OL sur la source ou mélange sur source : la puissance OL est injectée sur la source, le signal (RF ou FI) est appliqué sur la grille et le signal (RF ou FI) est filtré sur le drain. Le signal OL module la transconductance conjointement par les tensions V_{gs} et V_{ds} . Le cycle de pompage de G_m (Figure 2.41-(b)) montre qu'il est dû à la variation de la tension V_{gs} .

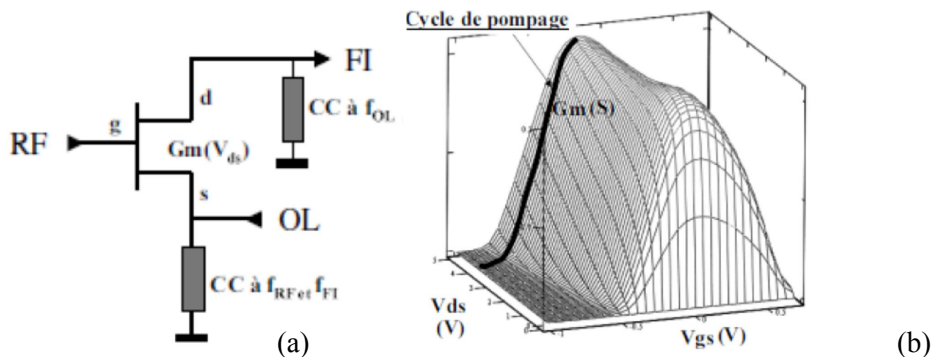


Figure 2.41. Mélangeur sur source : (a) schéma électrique- (b) cycle de pompage

2.4.4.1.2 Mélangeur bigrille ou cascode

Le schéma équivalent du mélangeur bigrille se résume à un montage cascode de deux transistors PHEMT (Figure 2.42). Le mélange est réalisé par la transconductance du transistor T1. Comme dans le cas des mélangeurs sur drain, cette transconductance est modulée par la tension V_{ds} du transistor T1 via le transistor T2 qui fonctionne en amplificateur drain-commun [II-24].

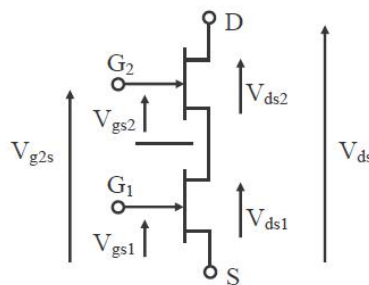


Figure 2.42. Deux PHEMTs en montage cascode

Dans le cas d'un modulateur, le signal FI sera appliqué sur la grille G1, le signal OL sur la grille G2 et le signal RF sera extrait sur le drain du système cascode. L'avantage présenté par cette topologie est le bon découplage (sortie/entrées) entre les voies RF et OL, RF et FI, mais elle présente aussi un bon découplage naturel (entrée/entrée) entre les voies OL et FI.

Dans le cas d'un démodulateur, les signaux RF et OL seront appliqués sur les deux grilles du système cascode et le signal FI sera récupéré sur son drain. Nous obtenons également un bon découplage entre les voies FI et OL, FI et RF mais aussi entre les voies OL et RF.

2.4.4.2 Mélangeurs équilibrés

La mise en œuvre d'une seule non-linéarité pour réaliser le mélange, nécessite l'intégration de filtres RF, OL, et FI aux différents accès. Ces mélangeurs simples présentent l'avantage d'un meilleur gain de conversion, et fonctionnent pour des puissances d'oscillateur local plus faibles. Cependant la difficulté de limiter les pertes OL dans les ports RF et FI s'avère l'inconvénient majeur. Les structures équilibrées viennent remédier à ce problème, ils offrent une meilleure isolation entre les différents ports. Ils éliminent également certaines réponses parasites, et le bruit de l'oscillateur local. Cependant en contrepartie, elles peuvent avoir une diminution du gain de conversion et exiger une puissance OL plus forte.

2.4.4.2.1 Mélangeurs simplement équilibrés

Prenons l'exemple d'un **modulateur simplement équilibré**, sa structure consiste en deux mélangeurs simples combinés par un coupleur 3dB à déphasage égal à 90 ou 180°. Le signal FI attaque chacune des entrées de cellules avec une phase de 90° dans le but de rejeter la fréquence OL. Ces phases sont communiquées au signal RF de sortie, si bien qu'ils doivent être remis en phase afin de se sommer en sortie [II-25].

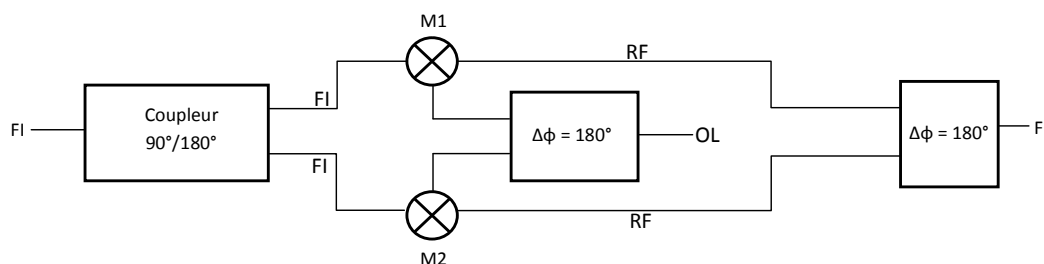


Figure 2.43. Schéma électrique d'un modulateur simplement équilibré

Les démodulateurs simplement équilibrés permettent d'éliminer la fréquence OL et également ils diminuent le couplage entre les voies OL et FI.

Les signaux appliqués aux entrées des deux cellules M1 et M2 du modulateur en tenant compte du coupleur 180° s'écrivent sous la forme :

$$V_{OL} = A_{OL} \cos(\omega_{OL}t + \varphi_{OL}) \text{ et } V_{FI} = A_{FI} \cos(\omega_{FI}t + \varphi_{FI}) \text{ Avec} \quad (2.35)$$

En $M1_{\varphi_{OL}} = 0^\circ$ et $\varphi_{OL} = 0^\circ$ En $M2_{\varphi_{OL}} = 180^\circ$ et $\varphi_{FI} = 180^\circ$

Si les réponses de ces cellules sont quadratiques, les sorties s'écriront :

$$\text{En M1 } V_{M1} = \left\{ \begin{array}{c} V_{DC} \\ +A_{OL} \cos(\omega_{OL}t) + A_{FI} \cos(\omega_{FI}t) \\ +A_{OL}^2 \cos^2(\omega_{OL}t) + A_{FI}^2 \cos^2(\omega_{FI}t) + 2A_{OL}A_{FI} \cos(\omega_{OL}t) \cos(\omega_{FI}t) \end{array} \right\} \quad (2.36)$$

$$\text{En M2 } V_{M2} = \left\{ \begin{array}{c} V_{DC} \\ -A_{OL} \cos(\omega_{OL}t) - A_{FI} \cos(\omega_{FI}t) \\ +A_{OL}^2 \cos^2(\omega_{OL}t) + A_{FI}^2 \cos^2(\omega_{FI}t) + 2A_{OL}A_{FI} \cos(\omega_{OL}t) \cos(\omega_{FI}t) \end{array} \right\} \quad (2.37)$$

En combinant les deux signaux V_{M1} et V_{M2} à travers un coupleur 0° , nous obtenons un signal V_{RF} :

$$V_{RF} = \left\{ \begin{array}{c} 2V_{DC} \\ +A_{OL}^2(1 + \cos(2\omega_{OL}t)) + A_{FI}^2(1 + \cos(2\omega_{FI}t)) \\ +2A_{OL}A_{FI}[\cos((\omega_{OL} + \omega_{FI})t) \cos((\omega_{OL} - \omega_{FI})t)] \end{array} \right\}$$

$$= \left\{ \begin{array}{c} 2V_{DC} + A_{OL}^2 + A_{FI}^2 \\ +A_{OL}^2 \cos(2\omega_{OL}t) + A_{FI}^2 \cos(2\omega_{FI}t) \\ +2A_{OL}A_{FI}[\cos(\omega_{RFH}t) \cos(\omega_{RFH}t)] \end{array} \right\} \quad (2.38)$$

Ainsi le signal RF en sortie ne comporte plus des composantes en ω_{OL} et ω_{FI} , cette structure avec le coupleur 180° permet la réjection de OL et FI.

Le **démodulateur simplement équilibré**, permet de supprimer les fréquences OL et RF, ainsi que certaines réponses parasites récupérées en sortie. Il permet également de diminuer le couplage entre les voies OL, RF et FI.

La figure 2.44 présente le schéma électrique d'un démodulateur simplement équilibré.

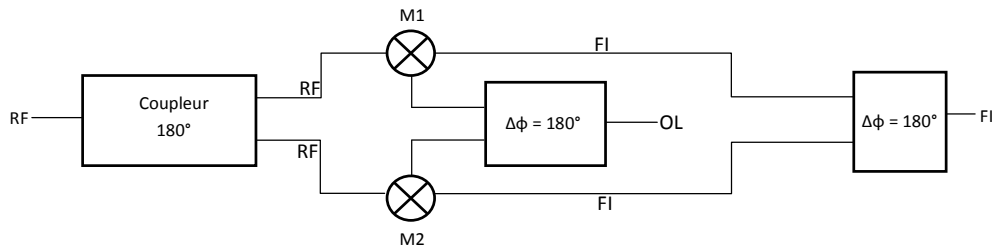


Figure 2.44. Schéma électrique d'un démodulateur simplement équilibré

Les deux cellules mélangeurs M1 et M2 sont identiques. Leur non-linéarité est décrite par :

$$I = I_0 + a_1 V + a_2 V^2 + a_3 V^3 + \dots \quad (2.39)$$

Le signal en sortie de M1 s'écrit :

$$V_1 = V_{RF} + V_{OL} \quad (2.40)$$

Et le signal en sortie de M2 est :

$$V_2 = -V_{RF} + V_{OL} \quad (2.41)$$

On a donc les courants de sortie I_1 et I_2 des mélangeurs M1 et M2 égaux à :

$$I_1 = I_0 + a_1(V_{RF} + V_{OL}) + a_2(V_{RF} + V_{OL})^2 + a_3(V_{RF} + V_{OL})^3 + \dots \quad (2.42)$$

$$I_2 = I_0 + a_1(-V_{RF} + V_{OL}) + a_2(-V_{RF} + V_{OL})^2 + a_3(-V_{RF} + V_{OL})^3 + \dots \quad (2.43)$$

Soit en développant :

$$I_1 = \begin{cases} I_0 \\ + a_1 V_{RF} + a_1 V_{OL} \\ + a_2 V_{RF}^2 + a_2 V_{OL}^2 + 2a_2 V_{RF} V_{OL} \\ + a_3 V_{RF}^3 + a_3 V_{OL}^3 + 3a_3 V_{RF} V_{OL}^2 + 3a_3 V_{RF}^2 V_{OL} \end{cases} \quad (2.44)$$

$$I_2 = \begin{cases} I_0 \\ -a_1 V_{RF} + a_1 V_{OL} \\ + a_2 V_{RF}^2 + a_2 V_{OL}^2 - 2a_2 V_{RF} V_{OL} \\ - a_3 V_{RF}^3 + a_3 V_{OL}^3 - 3a_3 V_{RF} V_{OL}^2 + 3a_3 V_{RF}^2 V_{OL} \end{cases} \quad (2.45)$$

Les courants I_1 et I_2 sont ensuite recombinaés à travers un coupleur 0° , ainsi le courant de sortie du démodulateur simple équilibré est : $I_1 - I_2$. On obtient alors :

$$I_1 - I_2 = \begin{cases} 2a_1 V_{RF} \\ + 4a_2 V_{RF} V_{OL} \\ - 2a_3 V_{RF}^3 + 6a_3 V_{RF} V_{OL}^2 \end{cases} \quad (2.46)$$

On voit bien que la fréquence F_{OL} est bien rejetée ainsi que certaines réponses parasites. Ce démodulateur assure également une meilleure isolation RF/OL grâce au coupleur 3dB.

2.4.4.2.2 Structures doublement équilibrées

La structure doublement équilibrée s'obtient par la combinaison de deux structures simplement équilibrées. Parmi les avantages offerts par cette structure :

- Isolation entre tous les ports d'accès,

- Suppression du bruit OL,
- Suppression d'un plus grand nombre de réponses parasites,
- Phénomènes d'intermodulation plus faibles,

Cependant, l'inconvénient présenté par cette structure est que la complexité du circuit est plus grande.

Un mélangeur à rejection d'image, permet de supprimer la fréquence image provenant de la conversion de F_{RFL} et de récupérer en sortie celle provenant de F_{RFU} . Sa structure est illustrée dans la figure 2.45.

Le mélangeur à réjection d'image permet de séparer ces deux signaux sur 2 sorties distinctes (Figure ci-dessous).

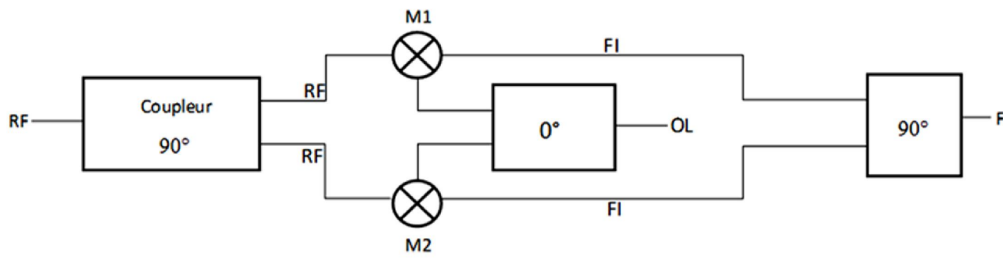


Figure 2.45. Démodulateur à réjection d'image

Le signal RF en entrée du mélangeur contient les 2 signaux :

$$V_{RF}(t) = V_u \cos((\omega_{OL} + \omega_{IF}).t) + V_L \cos((\omega_{OL} - \omega_{IF}).t) \quad (2.47)$$

En sortie du coupleur, chaque mélangeur est attaqué par le signal RF ayant une phase différente :

$$V_{RF1}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} [V_u \cos((\omega_{OL} + \omega_{IF}).t - 90^\circ) + V_L \cos((\omega_{OL} - \omega_{IF}).t - 90^\circ)] \\ \frac{1}{\sqrt{2}} [V_u \sin((\omega_{OL} + \omega_{IF}).t) + V_L \sin((\omega_{OL} - \omega_{IF}).t)] \end{cases} \quad (2.48)$$

$$V_{RF1}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} [V_u \cos((\omega_{OL} + \omega_{IF}).t - 180^\circ) + V_L \cos((\omega_{OL} - \omega_{IF}).t - 180^\circ)] \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} [V_u \cos((\omega_{OL} + \omega_{IF}).t) + V_L \cos((\omega_{OL} - \omega_{IF}).t)] \end{cases} \quad (2.49)$$

Après le mélange (K est la constante du terme quadratique), on retrouve sur les voies IF :

$$V_{IF1}(t) = \frac{K \cdot V_{LO}}{2\sqrt{2}} (V_U - V_L) \sin(\omega_{IF} \cdot t) \quad (2.50)$$

$$V_{IF2}(t) = -\frac{K \cdot V_{LO}}{2\sqrt{2}} (V_U + V_L) \cos(\omega_{IF} \cdot t) \quad (2.51)$$

Sur les 2 voies de sortie du mélangeur, à l'issue du coupleur, on obtient la fréquence intermédiaire provenant de la conversion du signal à la fréquence F_{RFU} .

Un deuxième exemple des structures doublement équilibrées, **la cellule de Gilbert** qui offre un certain nombre d'avantages en tant que mélangeur (modulateur ou démodulateur). Sa structure en démodulateur doublement équilibré permet d'effectuer une annulation parfaite du courant de sortie à la fréquence de l'oscillateur locale F_{OL} et à la fréquence F_{RF} . Sa structure à base de transistors bipolaires est présentée dans la figure 2.46.

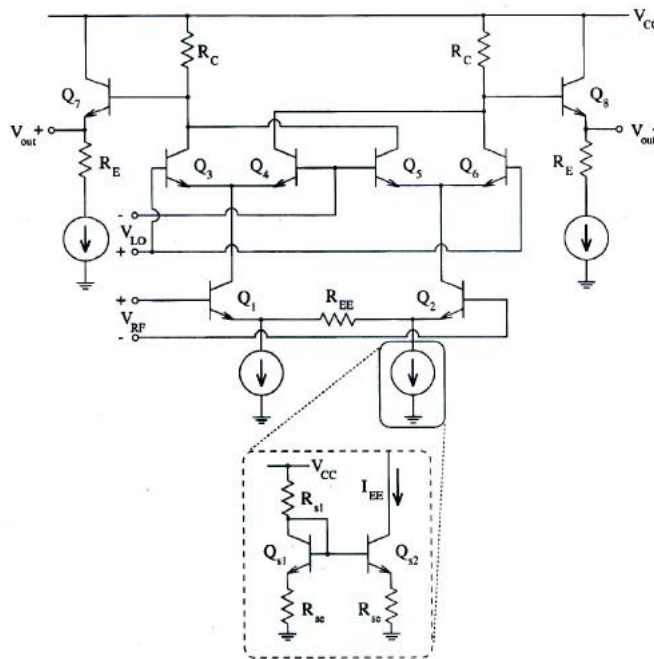


Figure 2.46. Schéma électrique d'une cellule de Gilbert à base de transistors bipolaires attaquée en tension.

L'utilisation de mélangeurs de Gilbert dans le domaine micro-ondes devient prometteuse grâce au développement des technologies des transistors bipolaires (TBH SiGe). Cette topologie donne également la possibilité de sa mise en œuvre à l'aide de transistors FET même conjointement avec les deux types de transistors dans une technologie BiCMOS [26].

2.5. Conclusion du chapitre 2

Ce deuxième chapitre a été l'occasion d'introduire le concept de la linéarité et de la non-linéarité.

Durant ce chapitre, deux types de multiplicateurs de fréquences ont été présentés en expliquant la nature de la non-linéarité responsable à la génération de fréquence pour chaque type. Une étude a été faite sur les sources de bruit de phase qui est un élément primordial pour qualifier la pureté d'une source hyperfréquence. Par la suite, quelques exemples sur les multiplicateurs de fréquence actifs ont été exposés dans ce chapitre.

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée aux mélangeurs à base des transistors MESFET, leurs grandeurs caractéristiques pour évaluer leurs performances, ainsi que leurs différentes topologies.

Le chapitre suivant sera consacré à la conception d'un quadrupleur de fréquence à 60 GHz.

Bibliographie Chapitre 2

- [II-1] Maas Stephen A., “The RF and Microwave Circuit Design Cookbook”, Artech House, 1998.
- [II-2] C.B Burckhardt “ Analysis of varactor frequency multipliers for arbitrary capacitance variation and drive level”, B.S. T.J - pp 675-692, April 1965 Mémoire de maîtrise en génie électrique soutenue le Janvier 1998, Université de Montréal.
- [II-3] P.A. Rolland - G. Salmer - A. Derycke - J. Yichel “Very high rank avalanche diode frequency multipliers” Proc I.E.E.E 38, 258 pp 568-569 - nov. 1973
- [II-4] H. ChaouiElfaiz, “Etude du multiplicateur de fréquences d'ordre cinq à base de diode à barrières quantiques”, Mémoire de maîtrise en génie électrique soutenue le Janvier 1998, Université de Montréal.
- [II-5] E. Camargo., “Design of FET Frequency Multipliers and Harmonic Oscillator”, ArtechHouse, 1998.
- [II-6] M. Abbasi, “Frequency Multiplier chains for Millimeter-wave Signal Generation”, Thesis for the d=Degree of Licentiate of Engineering, Chalmers University of Technology.
- [II-7] Chafik Meliani, “Circuits intégrés amplificateurs à base de transistors HEMT pour les transmissions numériques à très haut débit (≥ 40 Gbit/s)”, Thèse de doctorat en électronique, Université Paris VII Denis Diderot, 17 Juin 2003.
- [II-8] F. Giannini, and G. Leuzzi, Nonlinear Microwave Circuit Design, John Wiley & Sons Ltd: England, 2004, pp. 282-295.
- [II-9] I. D. Robertson and S. Lucyzyn, RFIC and MMIC Design and Technology, London: The Institution of Engineering and Technology, 2001.
- [II-10] C.Dalle, and M.R.Friscourt, “Bruit d’un oscillateur”(Juin 1997), [Online]. Available, <http://www.polytech-lille.fr/cours-puissance-microonde/pagea103.htm>
- [II-11] S.Okwit, “An Historical View of the Evolution of Low-noise concepts and Techniques”, Microwaves Theory and Techniques, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technologies, vol 32(9), pp.1068-1082. September 1984.
- [II-12] R. Plana, B. van Haaren, L. Escotte, S. Delage, H. Blanck, and J. Graffeuil, ((Excess noise reduction in GaInP/GaAs heterojunction bipolar transistors)), Electron Device Letters, IEEE, vol. 18, pp. 108–110, March 1997.
- [II-13] F.N.Hooge, “1/f Noise Sources”, IEEE Transactions on Electronics Devices, vol.41, pp.1926-1935, November 1994.
- [II-14] M. Houdebine, “Contribution pour l’amélioration de la robustesse et du bruit de phase des synthétiseurs de fréquences”, Thèse de doctorat en Automatique/Productique soutenue le 20 Décembre 2006, Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [II-15] A. Hajimiri, and T. Lee, “General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators” IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol 33(2) :179–194, 1998.
- [II-16] C. Jany, “Conception et étude d’une synthèse de fréquence innovante en technologies CMOS avancées pour les applications en bande de fréquence millimétrique”, Thèse de doctorat en Nanoélectronique et nanotechnologies, Université de Grenoble.
- [II-17] Frequency Multipliers.
http://www.qsl.net/va3iul/Frequency_Multipliers/Frequency_Multipliers.pdf

- [II-18] C. Kärnfelt, R. Kozhuharov, H. Zirath and I. Angelov, “High-Purity 60-GHz-Band Single-Chip 8 Multipliers in pHEMT and mHEMT Technology” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 54, NO. 6, June 2006.
- [II-19] M. Abbasi, R. Kozhuharov, C. Kärnfelt, I. Angelov, ; I. Kallfass, A. Leuther, H. Zirath “Single-Chip Frequency Multiplier Chains for Millimeter-Wave Signal Generation. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 57, NO. 12, November 2009.
- [II-20] S.A.Maas, “Microwave Mixers”. Artech House, Norwood 1986.
- [II-21] R. Pucel, D. Massé, R. Bera, « Performance of GaAs MESFET mixers at Xband », IEEE MTT, vol. 24(6), , pp. 351-360, June 1976.
- [II-22] S.A. Maas, “Design and performances of a 45-GHz HEMT mixer”, IEEE MTT, vol. 34(7), pp. 799-803, July 1986.
- [II-23] I. Angelov, H. Zirath, “On the performance of different types of MESFET mixers”, Microwave and optical technology letters, vol. 4, n° 12, November 1991.
- [II-24] S.A. Maas, “Microwave mixers”, Artech House, 2nd edition, 1993.
- [II-25] M.Mehdi, “ Conception de mélangeurs bande Ka à réjection de fréquences RF basse et OL sur substrats InP et GaAs pour des applications HFR et LMDS ”, Thèse de doctorat en photonique et micro-ondes, Université Marne La Vallée, 7 Décembre 2005.
- [II-26] S. Colomines, “Conception et caractérisation de mélangeurs radiofréquences en technologie BiCMOS pour applications de téléphonie cellulaire”, Thèse de doctorat de l’Université Paul Sabatier de Toulouse, Mars 1999.

Chapitre 3. Etude et conception d'un quadrupleur de fréquence à 60 GHz

3.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est de présenter et de concevoir une chaîne de multiplication de fréquence par 4. Cette chaîne fonctionne dans la bande millimétrique [56-64 GHz], elle est conçue en technologie MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) en utilisant le procédé technologique PH15 de la fonderie UMS. Cette chaîne de multiplication de fréquence fera partie du bloc de réception d'une liaison de communication sans fil à très haut débit en bande millimétrique à 60 GHz

La multiplication de fréquence à base de transistors dans la bande millimétrique (~60 GHz) a fait l'objet de nombreuses publications ces dernières années. Des principaux travaux ont concerné des multiplicateurs en différentes technologies avec des configurations différentes.

Prenons le premier exemple d'un multiplicateur de fréquence $\times 8$ à base de la technologie $0.15\mu\text{m}$ PHEMT [III.1]. Ce circuit fonctionne dans la bande [52-62 GHz], il met en cascade un quadrupleur et un doubleur pour générer un signal dans cette bande. La fréquence du signal d'entrée est 7.35 GHz avec une puissance de 0 dBm. La puissance récupérée en sortie est de l'ordre de 8 dBm. Ce multiplicateur consomme une puissance de 450mW et il assure une réjection de l'ordre de 28dB pour les harmoniques indésirables. La taille de la puce du multiplicateur $\times 8$ réalisée est de 8mm^2 .

Un multiplicateur de fréquence $\times 4$ à base de la technologie $0.1\mu\text{m}$ InP HEMTs a été présenté par [III.2]. Ce quadrupleur est composé de deux doubleurs, il fonctionne dans la bande [59-64 GHz]. Des mesures montrent que ce circuit délivre une puissance de sortie de l'ordre de 0dBm pour une puissance d'entrée de 6dBm. La consommation totale de ce quadrupleur est 90 mW. La taille de la puce réalisée est 0.79mm^2 .

Un autre multiplicateur de fréquence $\times 4$ équilibré à base de la technologie 90 nm CMOS [III.3]. Ce quadrupleur utilise deux doubleurs pour générer un signal à

60 GHz. Il présente une puissance de sortie de -8.1 dBm pour une puissance d'entrée de l'ordre de 1.1 dBm. Il assure une réjection de 40dB pour les signaux indésirables. Sa consommation totale est d'environ 120 mW. La taille totale de Layout du circuit est de 1.4 mm².

Le tableau ci-dessous présente les performances d'autres multiplicateurs de fréquence à 60 GHz.

Tableau 3.1. Performances de divers multiplicateurs de fréquence à 60 GHz

Références	Technologie	Type	Pout/Pin (dBm)	Fout (GHz)	BW %	Réjection (dB)	Pdc (mW)	Taille (mm ²)
[III.1]	0.15μm PHEMT	Sing. ×8	8/0	60 GHz	16.6	28	450	8
[III.2]	0.1μm InP HEMTs	Sing. ×4	0/6	60 GHz	8.3	20	90	0.79
[III.3]	90 nm CMOS	Bal.× 4	-8.1/1.1	60 GHz	15.8	40	120	1.4
[III.4]	0.15μm AlGaAs/InGAs	Sing. ×12	0/-5	60 GHz	8.3	20	295	2.88
[III.5]	0.8μm SiGe HBT	Sing. ×2	-1.6/0	60 GHz	30	1	-	-
[III.6]	65 nm CMOS	Inj.× 4	-75/9	60 GHz	11.6	-	6.8	0.018
[III.7]	90 nm CMOS	Inj.× 3	-24.7/0	60 GHz	15	-	23.8	0.09
[III.8]	0.15μm PHEMT	Sing. ×2	18/3	60 GHz	8.3	25	-	3.72

Inj: injection locked (Injection verrouillé), sing: single-ended (asymétrique), bal: balanced (équilibré)

Suite à toutes ces recherches bibliographiques, nous pouvons voir que la plupart de multiplicateurs de fréquence ($n \geq 4$) utilisent une chaîne de multiplication qui met en cascade deux multiplicateurs ou plus pour générer un signal à 60 GHz. Ces structures peuvent être encombrantes en termes d'énergie et de taille surtout celles réalisées à base de la technologie GaAs.

L'objectif de ce chapitre est de concevoir une chaîne de multiplication de fréquence $\times 4$, constituée d'un seul étage, qui sera associée à un oscillateur fonctionnant dans la bande [14-16 GHz]. La figure 3.1 illustre le schéma bloc du multiplicateur de fréquence par 4 proposé en réception :

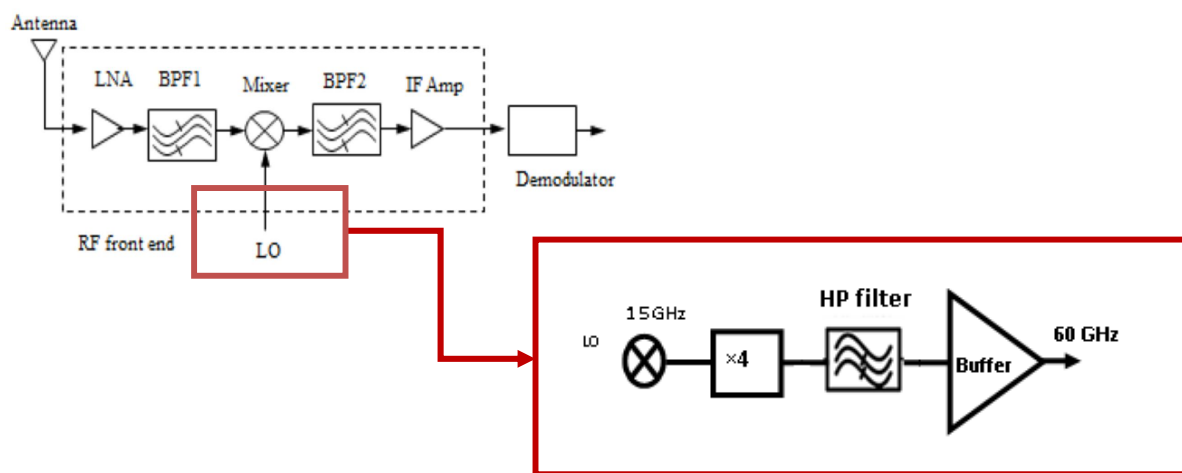


Figure 3.1. Schéma bloc du multiplicateur de fréquence par 4 en réception

Le circuit quadrupleur de fréquence sera utilisé pour générer des fréquences porteuses appartenant à la bande [56- 64 GHz] et permettant de réaliser la démodulation du signal RF dans la partie réception d'une liaison de communication sans fil en bande millimétrique autour de 60 GHz.

Dans un premier temps, nous allons concevoir chaque bloc de la chaîne de multiplication à savoir le générateur d'harmoniques, le filtre passe haut à deux pôles, et l'amplificateur buffer.

Ensuite, nous présenterons le dessin Layout du circuit final ainsi que ses résultats de simulation pour déterminer les performances de la chaîne de multiplication de fréquence par 4.

3.2. Générateur d'harmoniques

3.2.1 Caractérisation de PHEMT (PH15NHF)

La théorie de multiplication de fréquences à base de transistor PHEMT a été détaillée dans le chapitre précédent. Le principe consiste à faire fonctionner le transistor dans la zone non-linéaire afin de générer des harmoniques. Ces dernières sont des multiples de la fréquence fondamentale d'entrée.

Il faut prendre en considération deux différentes étapes afin de réaliser une excellente multiplication au niveau de la puissance. La première étape consiste à choisir le bon point de fonctionnement permettant la multiplication par 4, et la deuxième étape c'est de favoriser l'harmonique désirée et annuler les autres harmoniques indésirables. La figure 3.2 représente l'emplacement de générateur d'harmoniques dans la chaîne de multiplication par 4.

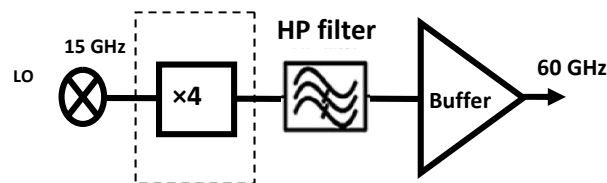


Figure 3.2. Emplacement de générateur d'harmoniques dans la chaîne de multiplication

Une étude statique (DC) du transistor PHEMT sera la première étape pour concevoir un générateur d'harmoniques. Dans cette étude, nous allons tracer l'évolution du courant du drain I_{ds} en fonction de la tension V_{ds} dans le but d'avoir une idée sur la région de polarisation convenable pour un fonctionnement non-linéaire du transistor qui favorise la génération d'harmoniques.

Le composant étudié, caractérisé et ainsi utilisé pour la conception du circuit multiplicateur de fréquence porte la référence PH15NHF de la fonderie UMS. Ses données typiques sont présentées dans le tableau 3.2 :

Tableau 3.2. Données typiques de la technologie PHEMT utilisée

Paramètres	Valeurs
Densité de puissance	300mW/mm
Longueur de grille	0.15 μm
I_{dssat}	220 mA/mm
V_{BDS}	> 4.5 V
Fréquence de coupure	110 GHz
Tension de pincement	- 0.7 V
Gm max	640 ms/mm
Bruit/Gain	1.9dB/6dB @ 60 GHz

Les dimensions du transistor utilisé par la suite sont les suivantes :

- Longueur de grille $L_u = 0,15 \text{ m}$.
- Largeur de grille $W_u = 70 \text{ m}$.
- Nombre de doigt de grille $N = 1$.

La figure 3.3 représente les caractéristiques statiques du transistor PHEMT. Les résultats de simulations sont obtenus à l'aide du logiciel ADS/Eesof.

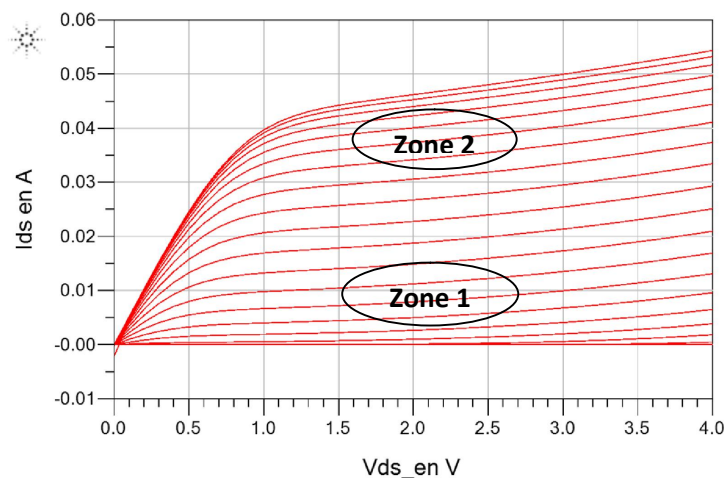


Figure 3.3. Caractéristiques statiques du transistor PHEMT pour une largeur de grille de 70 μm

Comme le montrent les caractéristiques statiques du transistor PHEMT, nous avons deux zones pour générer les harmoniques. Ces zones correspondent aux zones de fonctionnement non-linéaire du transistor PHEMT.

Les figures 3.4-(a) et 3.4-(b) représentent respectivement pour une tension $V_{\text{ds}} = 2\text{V}$, la variation du courant I_{ds} en fonction de V_{gs} et la transconductance G_m en fonction de V_{gs} .

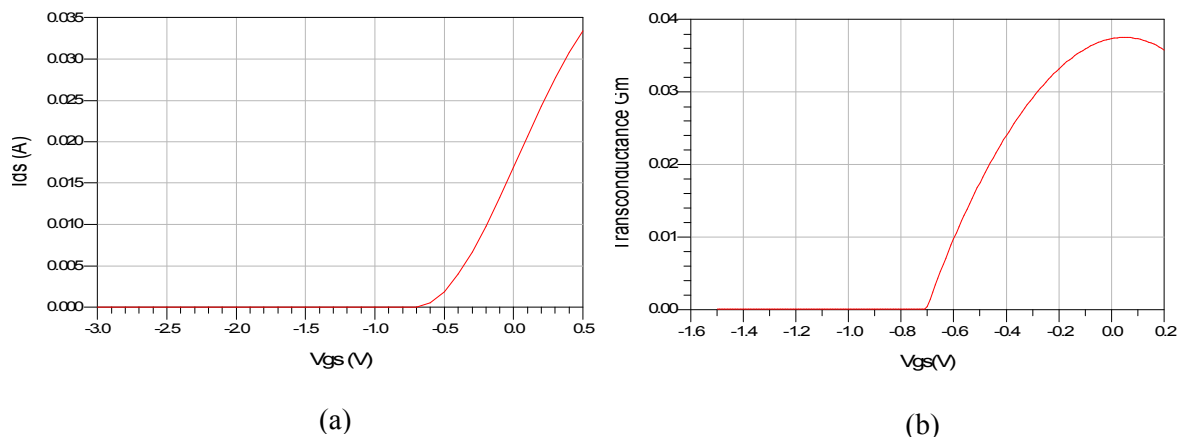


Figure 3.4. (a) Courant I_{ds} en fonction de la tension V_{gs} . (b) Transconductance G_m en fonction de la tension V_{gs} . $V_{ds} = 2$ V

A partir des figures 3.4(a) et 3.4(b), nous pouvons constater que la tension de pincement du transistor étudié est autour de - 0,7 V (tableau 3.1).

Sur la figure 3.4(b), nous pouvons remarquer qu'autour de la tension de pincement, la transconductance est presque nulle (zone1). Ceci implique que le niveau des harmoniques paires devra être très élevé autour de cette tension de pincement. Nous pouvons constater également que la saturation a lieu autour de la tension nulle de la grille où la transconductance est maximale (zone2). Cette tension correspond normalement au niveau maximal des harmoniques impaires.

Ces résultats de simulation, nous les avons démontrés analytiquement dans le chapitre précédent. Dans notre cas, puisque nous nous intéressons aux harmoniques paires, le choix du point de polarisation sera autour de la zone de pincement du transistor PHEMT.

3.2.2 Choix du point de polarisation

Pour cette étude, nous allons utiliser ce transistor comme un générateur d'harmoniques paires. Alors il faut trouver un point de polarisation qui permet de favoriser la génération de la quatrième harmonique. Pour cela, nous allons étudier la variation de puissance des différentes harmoniques en fonction de la tension V_{gs} . La figure 3.5 représente le schéma électrique conçu et permettant d'effectuer cette étude dans le domaine dynamique. La fréquence d'entrée est de 15 GHz.

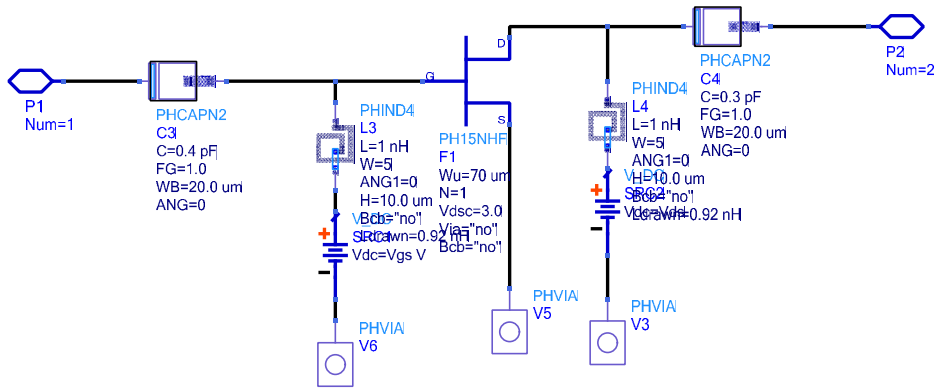


Figure 3.5. Schéma électrique du générateur d'harmoniques

Sur la figure 3.6, nous présentons la variation de la puissance des différentes harmoniques en fonction de la tension de grille V_{gs} .

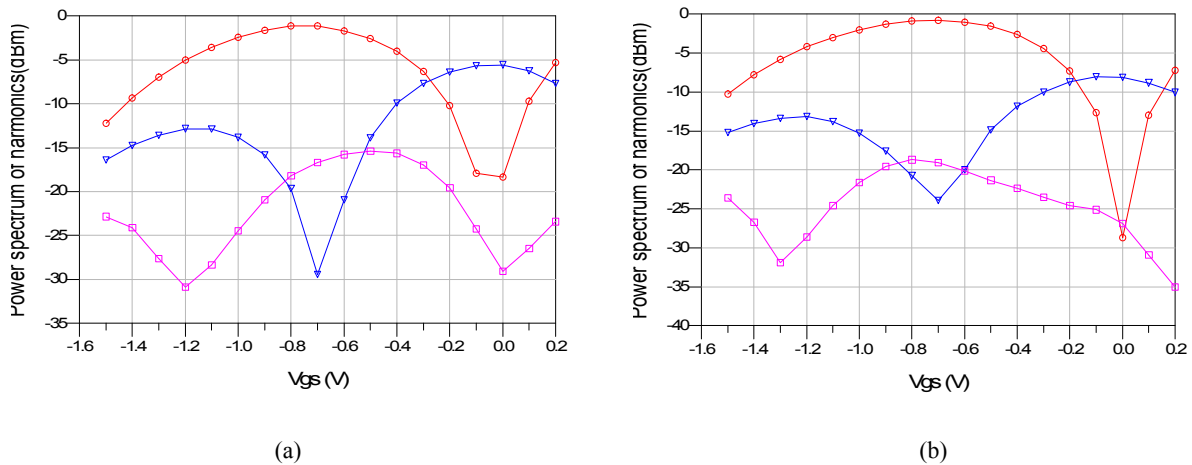


Figure 3.6. Puissance des harmoniques en fonction de V_{gs} : Harmonique 2 (O) ; Harmonique 3 (Δ) ; Harmonique 4 (□). (a) $V_{ds}=2V$ / (b) $V_{ds}=3V$

Nous pouvons constater que la non-linéarité est accentuée dans la figure 3.6 (a) où le niveau des harmoniques est légèrement supérieur à celui de la figure 3.6(b).

En considérant la figure 3.6 (a), nous pouvons observer que les harmoniques 2 et 4 atteignent leurs niveaux maximaux à $V_{gs} \approx -0.7V$. A cette tension, l'harmonique 3 est faible, ce qui est recherché dans la conception d'un doubleur ou un quadrupleur de fréquence. La tension V_{gs} optimale est égale à 0 V, où l'harmonique 3 atteint son niveau maximal et les harmoniques 2 et 4 sont presque nulles ; c'est la tension visée pour la conception d'un tripleur de fréquence.

De ces résultats, nous pouvons déduire que le meilleur point de polarisation permettant d'obtenir une multiplication de fréquence par 4 est : ($V_{ds} \approx 2V$ et $V_{gs} = -0.7V$).

3.2.3 Etude de stabilité du PHEMT

L'étude de stabilité de composant PHEMT est obligatoire pour assurer un bon fonctionnement du circuit final. Ainsi, il est très utile de s'assurer que les impédances présentées aux différents accès du transistor ne rendent pas ce dernier instable.

L'outil *Stabfact* est un indicateur numérique sur la stabilité globale du composant. Ce dernier est inconditionnellement stable pour $K \geq 1$ et $|\Delta| = |S_{11} * S_{22} - S_{21} * S_{12}| \leq 1$. Pour un facteur $K < 1$ le composant est conditionnellement stable.

Les outils de simulation *S_StabCircle* et *L_stabCircle* permettent de dessiner les cercles de stabilité respectivement en entrée et en sortie. Nous utilisons les cercles de stabilité pour nous renseigner sur les impédances à présenter aux accès (entrée et sortie) du transistor dans le but d'éviter l'instabilité sur chacun des deux accès.

L'étude de stabilité consiste à fixer le point de polarisation optimale pour générer la quatrième harmonique afin de tracer les cercles de stabilité ainsi que le facteur de stabilité K du transistor PHEMT.

La figure 3.7 représente le facteur de stabilité K et le module de Δ sur une gamme de fréquence comprise entre 10 et 66 GHz.

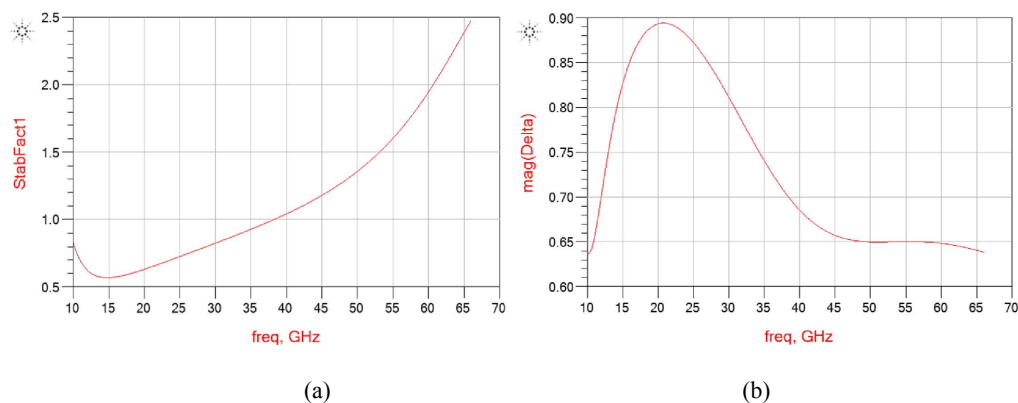


Figure 3.7. (a) Facteur de stabilité et (b) module de Δ du transistor PHEMT pour le point de polarisation optimale $V_{gs}=2V$ et $V_{gs}=-0.7V$

D'après les figures ci-dessus, le facteur de stabilité est supérieur à 1 et le module de Δ est inférieur à 1 dans une bande de fréquence comprise entre 55 et 66 GHz correspondant à la bande de sortie. Par contre au niveau de l'entrée, le facteur de stabilité est positif et inférieur à 1, il s'agit donc d'un cas de stabilité conditionnelle, ce qui nécessite d'effectuer séparément une étude de stabilité en entrée et en sortie. Ces stabilités sont données par des cercles de

stabilité sur une bande de [10-20] GHz pour l'entrée et [55-66] GHz pour la sortie comme l'illustrent respectivement la figure 3.8(a) et 3.8(b).

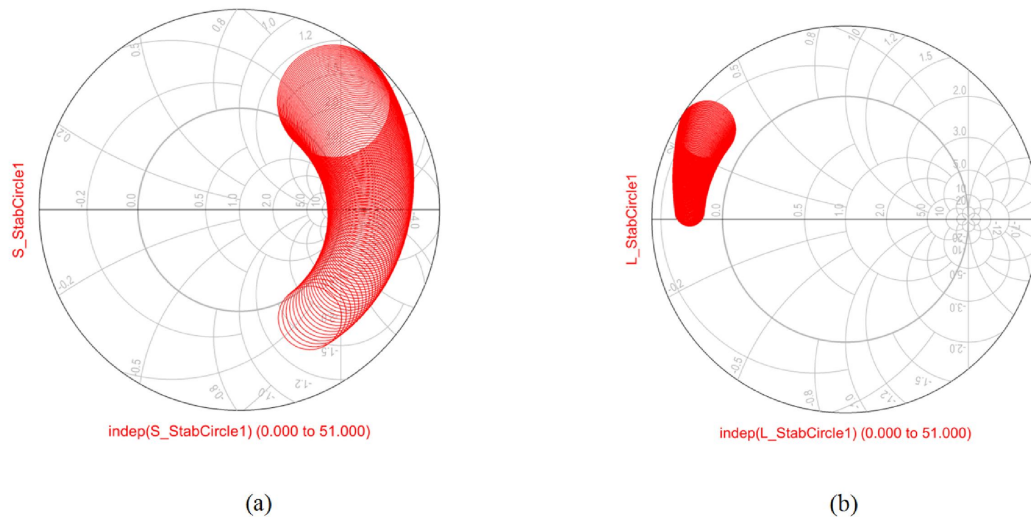


Figure 3.8. (a) - Stabilité en entrée du PHEMT sur une bande de [10-20] GHz/ (b)- Stabilité en sortie du PHEMT sur une bande de [55-66] GHz, pour $V_{gs}=-0.7V$ et $V_{ds}=2V$.

D'après les cercles de stabilité, nous pouvons constater que la stabilité en entrée est présentée sur une bande de [10-20] GHz sous forme des cercles dont presque la totalité est située à l'extérieur de l'abaque ($R=1$). En effet, les principaux signaux en entrée du générateur de fréquences sont compris entre 14 et 16 GHz. Ainsi, nous pouvons considérer que la stabilité en entrée du générateur d'harmoniques est acquise pour les signaux d'entrée. La stabilité en sortie est étudiée sur la bande [55-66] GHz, nous constatons que la totalité des cercles est à l'extérieur de l'abaque ($R=1$). Ainsi, la stabilité est justifiée sur cette bande qui contient l'harmonique d'intérêt et qui se trouve autour de 60 GHz.

3.2.4 Layout et rétro-simulation

Les résultats de simulation électriques valident le principe de génération d'harmoniques ainsi que le point de fonctionnement optimale qui favorise la génération de la quatrième harmonique. L'étape suivante consiste à réaliser un dessin (Layout) de masque du circuit générateur d'harmoniques. Ainsi, la figure 3.9 illustre ce dessin.

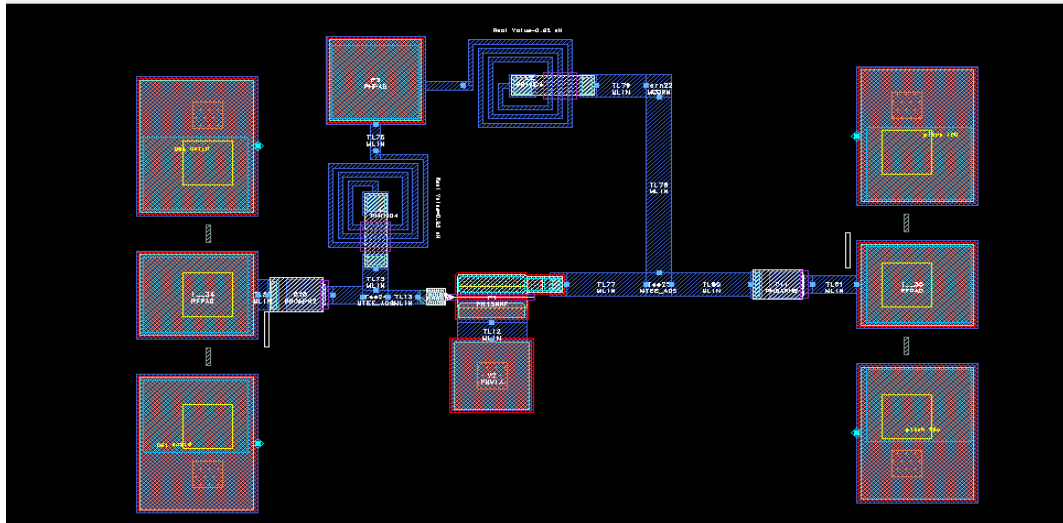


Figure 3.9. Layout du circuit générateur d'harmoniques

Au niveau du Layout, nous trouvons deux PAD RF pour les accès d'entrée et de sortie, et deux PAD de polarisation. Ces accès sont disposés de manière à ce que leurs plots soient facilement accessibles lors de la mesure. Ce Layout est implémenté sur un substrat de $100\mu\text{m}$ d'épaisseur. Il s'agit d'une technologie multicouche où le nombre total de couches est de 16. Les dimensions de ce Layout sont : $887\mu\text{m}$ de longueur et $577\mu\text{m}$ de largeur.

La simulation de ce Layout va nous renseigner sur l'effet de différentes modifications et changements introduits sur le circuit par le Layout. C'est-à-dire prendre en compte l'effet des lignes et de connexions. La simulation de Layout également se fait dans le but de vérifier que le point de polarisation optimale choisi pour la génération maximale de la quatrième harmonique reste toujours le même. Les résultats de simulation de Layout sont illustrés dans la figure 3.10

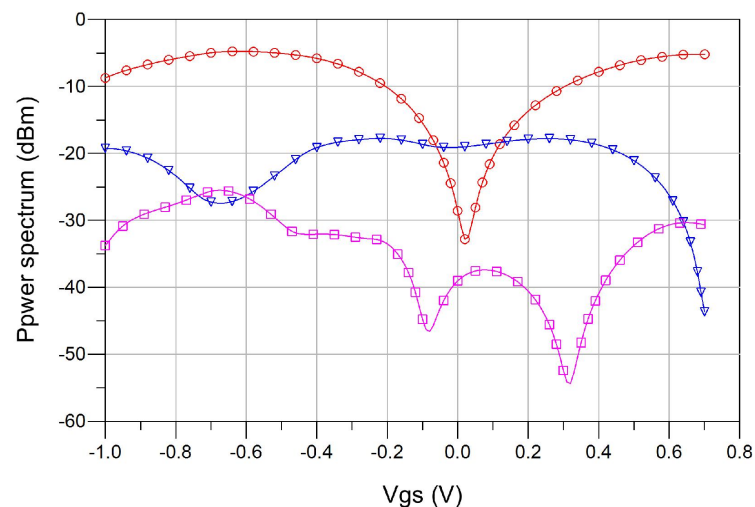


Figure 3.10. Puissance des harmoniques en fonction de Vgs : Harmonique 2 (O) ; Harmonique 3 (Δ) ; Harmonique 4 (□). Pour Vds=2V

D'après les résultats montrés dans la figure 3.8, nous pouvons constater qu'autour de la tension de pincement $-0.7V$, les harmoniques 2 et 4 sont maximales, même il y a un petit écart entre l'harmonique 2 et 3, cela due aux pertes incluses par les lignes et les différentes connexions utilisées lors du dessin de Layout. Tandis que pour une tension de grille nulle, les harmoniques 2 et 4 sont minimales, alors que la troisième harmonique est maximale. Nous pouvons déduire que le circuit correspondant au Layout présenté sur la figure 3.9 valide la génération maximale de la quatrième harmonique pour le point de polarisation optimal $V_{gs}=-0.7V$ et $V_{ds}=2V$.

3.2.5 Etude spectrale du générateur d'harmonique

Après l'étude statique du transistor PHEMT, qui a conduit au choix du point de polarisation optimal, nous procédons à l'étude dynamique. La figure 3.11 montre les niveaux des puissances de sortie : la fondamentale (15 GHz), la deuxième (30 GHz), la troisième (45 GHz) et la quatrième (60 GHz) harmoniques.

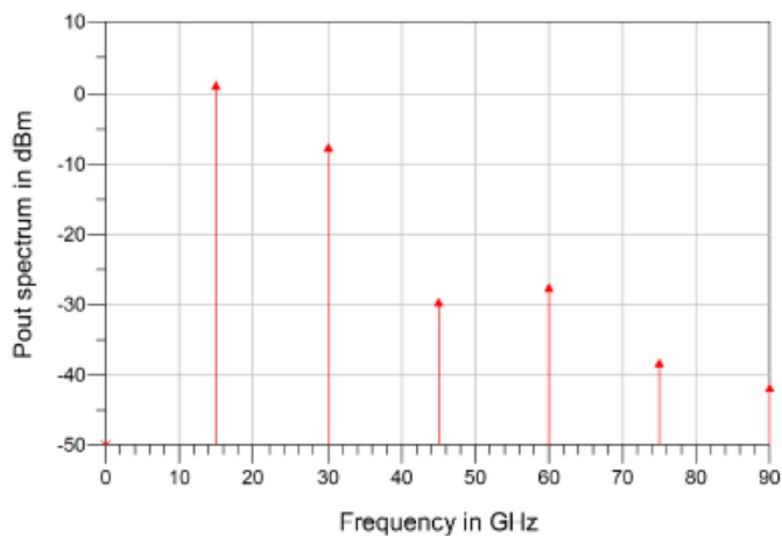


Figure 3.11. Niveaux des puissances de sortie de la fréquence fondamentale et des harmoniques 2, 3 et 4.

D'après la figure 3.11, nous pouvons constater que les deux premières harmoniques ont un niveau de puissance supérieur par rapport aux autres harmoniques ; nous pouvons également remarquer que le niveau de la quatrième harmonique est supérieure à la troisième harmonique, ceci justifie le choix du point de polarisation optimal qui maximise la génération de la quatrième harmonique.

Pour avoir un bon quadrupleur de fréquence, la quatrième harmonique doit avoir un niveau de puissance maximal par rapport aux autres harmoniques. Par conséquent, une structure de filtre passe-haut à deux pôles est proposée. Le choix d'un filtre passif à très hautes fréquences est valide, puisque les harmoniques de sortie (f_{in} , $2f_{in}$, $3f_{in}$ et $4f_{in}$) sont largement espacés. Ce choix devient difficile voire impossible si ces harmoniques sont très proches, ceci exige de choisir un filtre actif.

Le filtre choisi est primordial, il rejette les signaux indésirables : la fréquence fondamentale, la deuxième harmonique et la troisième harmonique et il favorise la quatrième harmonique.

3.3. Filtre passe haut à deux pôles

Pour sélectionner l'harmonique désirée, le filtre passe haut à deux pôles incorporés en sortie du générateur d'harmonique, doit faire passer la quatrième harmonique en supprimant les harmoniques indésirables. Le concept du filtre facilite la complexité du circuit tout en donnant un spectre propre et conforme au masque spectral défini par la bande non-licenciée [57-66 GHz] allouée pour les communications sans fil dans la bande millimétrique [III-9].

Le filtre à concevoir doit être transparent à la fréquence de 60 GHz et doit avoir une réjection maximale de la deuxième harmonique à la fréquence de 30 GHz et aux autres harmoniques indésirables. Plusieurs modèles de filtres existent : à savoir Butterworth, Tchebycheff, Bessel...etc. Dans ce qui suit, nous allons présenter un rappel théorique sur les filtres, justifier le choix du modèle, et présenter les résultats de simulations.

3.3.1 Caractéristiques générales des filtres

3.3.1.1 Introduction

Un filtre est un circuit électronique, caractérisé par une fonction de transfert, qui réalise une opération de traitement du signal. Il se base sur le couplage entre plusieurs cellules résonantes qui forment finalement un certain gabarit en termes de pertes, de transmission et de réflexion [III-10].

Les filtres sont réalisés à partir de composants passifs ou actifs. Ils ont pour but de sélectionner, éliminer ou séparer des signaux situés dans des bandes de fréquences différentes, d'où les noms de filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande et stop-bande (Figure 3.12).

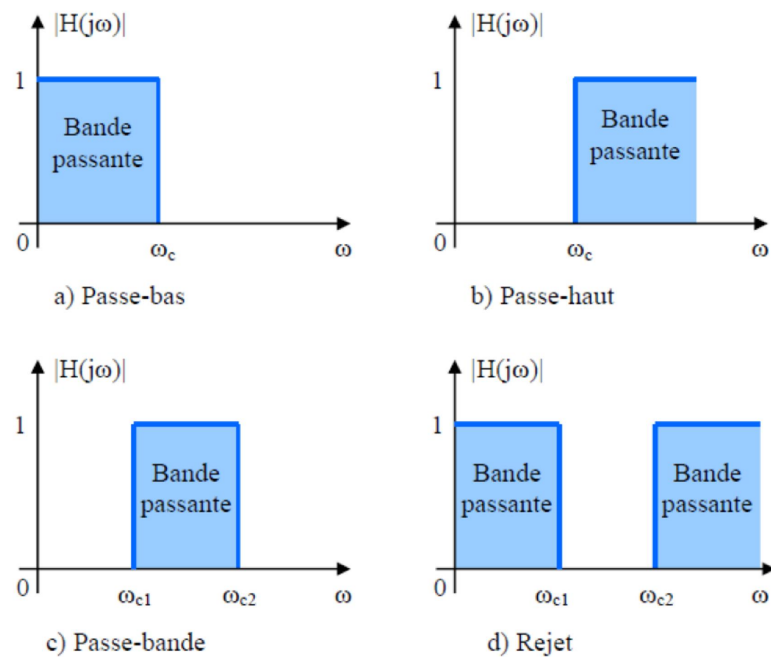


Figure 3.12. Classifications des filtres idéaux

Un filtre est caractérisé surtout par sa réponse fréquentielle $H(j\omega)$, qui représente l'évolution de son gain en tension en fonction de la fréquence (Figure 3.12). Ainsi, le filtre peut être décrit suivant les caractéristiques de cette réponse :

Bande passante : C'est l'étendue des fréquences entre lesquelles un signal à l'entrée passe en sortie.

Bande atténuée : C'est l'étendue de fréquences où l'amplitude d'un signal est atténuée de sorte qu'il n'apparaît pas en sortie.

Les deux premiers, le filtre passe-bas et le filtre passe-haut, ont tous deux une bande passante et une bande atténuée. La fréquence qui sépare les deux bandes est appelée **la fréquence de coupure**. Le nom de ces filtres vient de la région dans laquelle les fréquences passent de l'entrée à la sortie : pour un passe-bas, ce sont les fréquences plus faibles que la fréquence de coupure qui passent, tandis que pour le passe-haut, ce sont les fréquences plus élevées qui passent. Les termes *bas* et *haut* sont relatifs ici ; ils ne font référence qu'à la fréquence de coupure.

Les deux autres types de filtres ont deux fréquences de coupure. Le filtre passe-bande permet de passer seulement les fréquences entre les deux fréquences de coupure ; le filtre à rejet (ou filtre coupe-bande) laisse passer tout sauf ce qui est entre les deux fréquences de coupure.

3.3.1.2 Modèles classiques des filtres

3.2.1.1.1 Filtre passe bas

Le schéma de la figure 3.13 représente le modèle classique d'un filtre passe-bas passif. Il est constitué d'inductances en série et de capacités en parallèle.

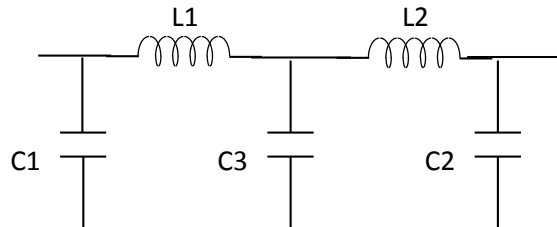


Figure 3.13. Filtre passe bas

En basses fréquences, les inductances en série présentent des impédances faibles, alors que les capacités en parallèle présentent des impédances élevées. Ce filtre est donc transparent pour les fréquences basses. En revanche, pour les fréquences élevées, les inductances présentent des impédances élevées, ce qui provoque une réjection partielle des signaux appliqués, tandis que les capacités, ayant des impédances faibles, court-circuitent le reste.

3.2.1.1.2 Filtre passe haut

Le modèle classique du filtre passe-haut passif est représenté par le schéma de la figure 3.14.

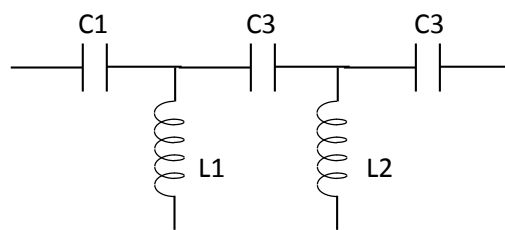


Figure 3.14. Filtre passe haut

A l'inverse du filtre passe-bas, le filtre passe-haut est constitué de capacités en série et d'inductances en parallèle. En basses fréquences, les capacités en série présentent des impédances élevées tandis que les inductances en parallèle présentent des impédances faibles ; il y a donc, pour une part, réjection et, pour l'autre part, court-circuitage des signaux appliqués. Pour les fréquences élevées, la situation est inversée et le filtre est transparent. La

fonction de transfert de ce filtre est quasiment l'image dans un miroir de la fonction de transfert du filtre passe-bas.

3.2.1.1.3 Filtre passe bande

Pour l'obtention d'un filtre passe-bande, il suffit d'associer un filtre passe-bas à un filtre passe- haut, de sorte que les deux filtres soient transparents sur la bande passante recherchée par le filtre passe-bande.

3.3.1.3 Synthèses des filtres

Quel que soit le type de filtre, le calcul de la fonction de transfert se fera par un filtre passe bas représentatif du filtre recherché. Il existe en effet des transpositions entre les fonctions de transfert d'un filtre passe bas et chacun des trois autres types.

Pour concevoir un filtre obéissant à un certain gabarit ou cahier de charge, on a recours à plusieurs modèles. Il s'agit de choisir à partir de ces spécifications, la fonction de transfert adéquate. Plusieurs modèles existent pour la synthèse de filtre analogique, comme les modèles de Butterworth, Tchébychev, Elliptique et Bessel.

- Le modèle de Butterworth se caractérise par une bande passante extrêmement plate, et une bande atténuée monotone.
- Le modèle de Tchebycheff a une bande passante ondulée et une bande atténuée monotone. Le nombre d'ondulations dans la bande passante est lié à l'ordre du filtre.
- Le modèle elliptique se caractérise par l'existence des ondulations dans les deux bandes : passante et atténuée.
- Le modèle de Bessel, c'est un modèle qui a une bande passante plate, mais la chute du gain dans la bande atténuée est très lente.

Le tableau ci-dessous récapitule les caractéristiques de différentes lois de filtrage [III-10]:

Tableau 3.3. Caractéristiques de différentes fonctions de filtrage

Type	Bande passante	Bande atténuée	Chute
Butterworth	plate	monotone	bonne
Tchebycheff	ondulée	monotone	Très bonne
Elliptique	ondulée	ondulée	La meilleure
Bessel	plate	monotone	faible

3.3.1.4 Conclusion

D'après le tableau récapitulatif des différentes lois de filtrage, nous pouvons bien remarquer que les caractéristiques des quatre réponses sont différentes les unes des autres. Chacune possède des avantages et des inconvénients. Le choix du modèle approprié dépend du cahier de charge défini.

Dans notre étude, le filtre à concevoir doit avoir une réponse en fréquence plate dans la bande [56-64 GHz] avec une chute de gain rapide dans la bande atténuée, ainsi que ce filtre doit faire une réjection dans la bande [28-32 GHz], d'où le choix d'un filtre de type Butterworth.

3.3.2 Conception d'un filtre passe haut à deux pôles

Afin de favoriser la quatrième harmonique et rejeter les autres harmoniques indésirables, nous avons besoin d'insérer un filtre passe haut à deux pôles en sortie du générateur d'harmoniques. La figure 3.15 montre l'emplacement du filtre dans la chaîne de multiplication par 4.

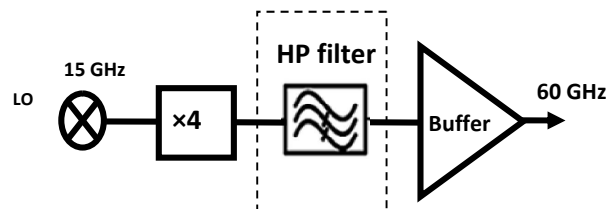


Figure 3.15. Emplacement du filtre proposé dans la chaîne de multiplication

A partir du tableau récapitulatif de comparaison des caractéristiques des différentes lois de filtrage, et le cahier de charge défini pour notre circuit de filtrage proposé, nous avons adopté une réponse de type Butterworth. Cette réponse se caractérise par une bande passante plate et une bande d'atténuation monotone et rapide.

Dans notre cas, le filtre proposé doit avoir une réponse en fréquence dans la bande [56-64 GHz] et doit faire une réjection dans la bande [28-32 GHz].

3.3.2.1 Schéma électrique

Le schéma du filtre passe haut à deux pôles proposé est illustré sur la figure 3.16. Si nous analysons le schéma électrique de la configuration choisie, nous pouvons bien remarquer qu'elle est obtenue par la mise en cascade d'un filtre passe-bas d'ordre 1 avec un filtre passe-haut d'ordre 1 et une inductance connectée au filtre passe bas.

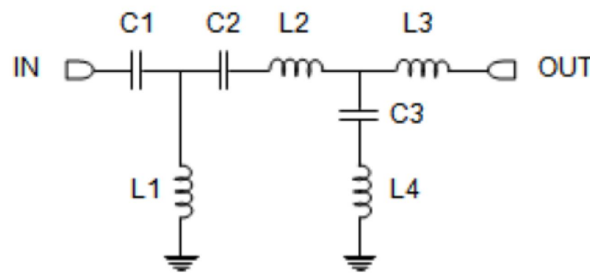


Figure 3.16. Schéma électrique du filtre proposé

D'après la figure ci-dessus, le filtre est obtenu par la mise en cascade d'un filtre passe haut (C1 C2 L1) et un filtre passe bas (L2 L3 C3), et une self L4 connectée avec le filtre passe bas pour réaliser la réjection. Par la mise en cascade d'un filtre passe haut et un filtre passe bas, nous obtenons un filtre passe bande qui a comme bande passante la bande commune entre les deux filtres, c'est-à-dire la bande qui correspond à l'intersection de la bande de transmission du filtre passe haut avec celle de passe bas.

En ce qui concerne la self ajoutée au filtre passe bas, elle va contribuer à la réjection de l'harmonique désirée.

Le filtre passe haut est composé par deux capacités et une self, leurs valeurs sont $C1=0,025$ pF, $C2=0,04$ pF et $L1=0,085$ nH. Le filtre passe bas est composé par deux selfs et une capacité, leurs valeurs sont $L2=0,025$ nH, $L3=0,08$ nH, $C3=0,35$ pF et la self connectée au filtre passe bas a une valeur de $0,08$ nH.

3.3.2.2 Simulation des paramètres [S]

Les résultats de simulation ont été obtenus à l'aide de logiciel ADS. Nous signalons que les capacités et les selfs sont des éléments parfaits. Les résultats sont présentés sur la figure 3.17. Les courbes (a) et (b) représentent l'adaptation en entrée et en sortie (S11 & S22), (c) et (d) représentent le gain (S21&S12).

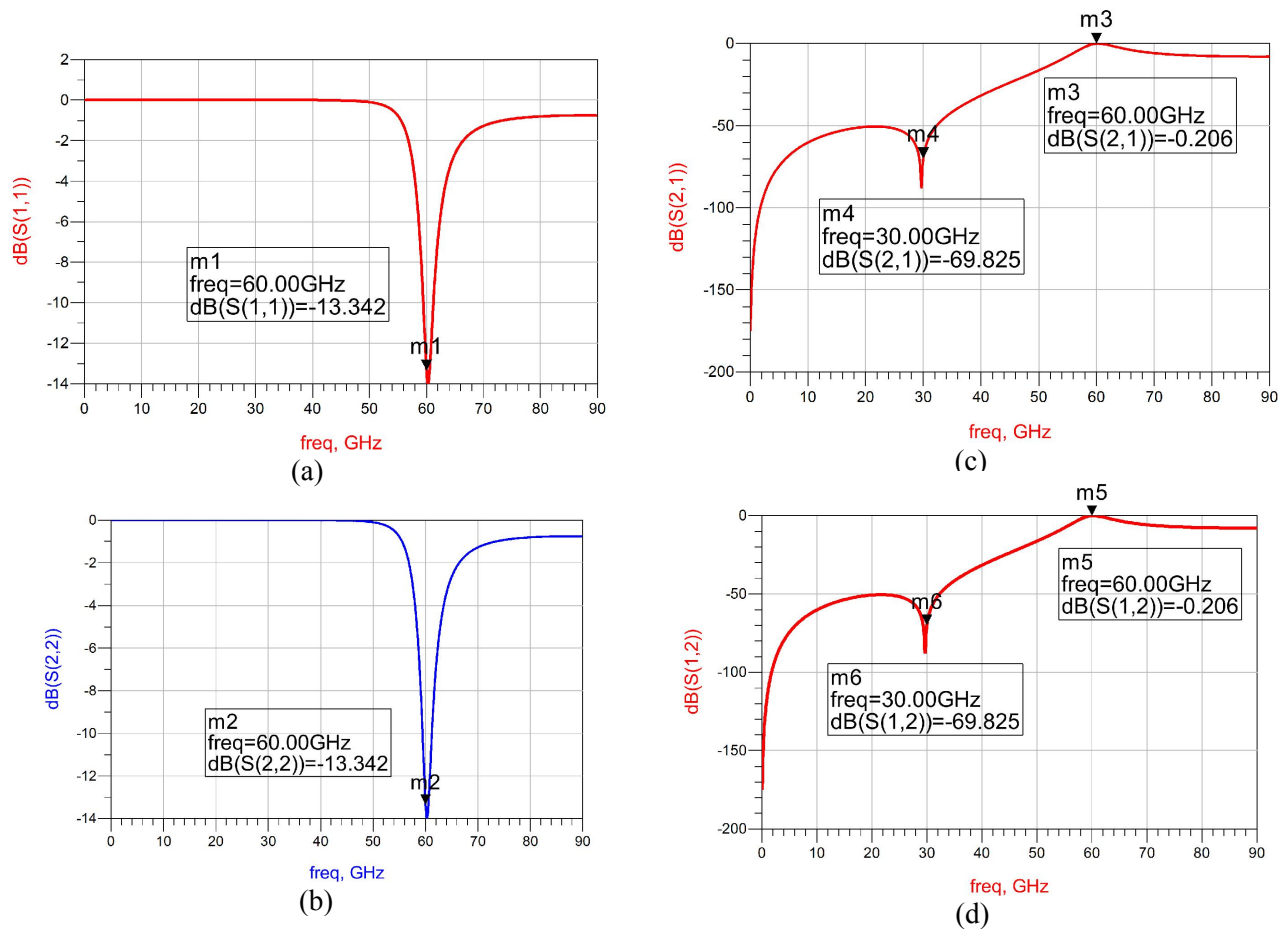


Figure 3.17. Paramètres S du filtre conçu

A partir des courbes (a) et (b), nous pouvons remarquer que le filtre est bien adapté en entrée et en sortie autour de 60 GHz. Pour l'adaptation en entrée, le paramètre S11 a une valeur de -13.98dB autour de 60 GHz. Pour l'adaptation en sortie, le paramètre S22 atteint la valeur de -13.98dB.

D'après les courbes (c) et (d), Les paramètres S12 et S21 présentent respectivement les facteurs de transmission entrée sortie et vice versa. Comme il s'agit d'un filtre passif, ces deux paramètres sont égaux, ils représentent le gain du filtre. Nous pouvons constater que la réponse fréquentielle qui correspond au coefficient de transmission direct S21 montre qu'il s'agit bien d'un filtre qui permet de favoriser la gamme de fréquence correspondante à la quatrième harmonique ($S_{21} = -0,206$ dB) autour de 60 GHz, et la réjection des autres harmoniques indésirables (1,2 et 3). Cette réjection dépasse 60 dB pour la deuxième harmonique. Nous rappelons que ces résultats ont été obtenus en utilisant des composants idéaux.

3.3.3 Conception d'un filtre passe haut à deux pôles en utilisant la technologie PH15

3.3.3.1 Schéma électrique et simulations

Après avoir analysé et vérifié le bon fonctionnement de la configuration du filtre passe haut à deux pôles proposé, nous allons présenter ici, la conception de circuit électrique du filtre étudié en utilisant les composants de la bibliothèque PH15 fournie par la fonderie UMS. Ces composants incluent donc les éléments parasites qui seront pris en compte.

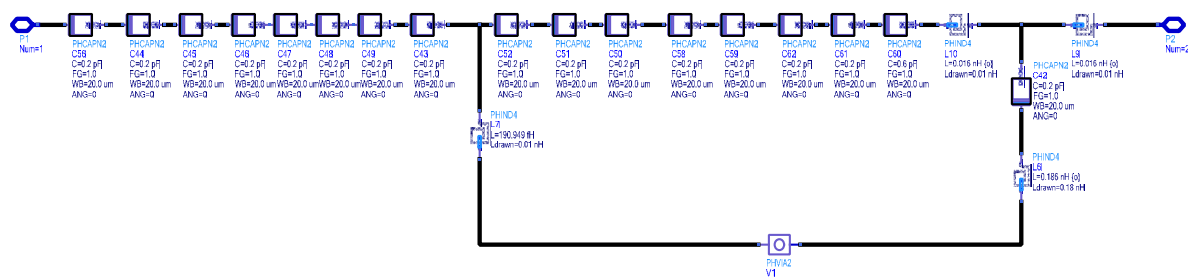


Figure 3.18. Circuit électrique du filtre conçu en technologie PH15

A partir du circuit électrique, nous remarquons que pour les selfs, les valeurs sont comprises entre $(0.01 \leq L \leq 0.18)$ nH. Et pour les capacités, les valeurs sont comprises entre $0.2 \leq C \leq 0.6$ pF. Ces valeurs répondent largement aux contraintes de design imposées par la bibliothèque PH15 de la fonderie UMS en ce qui concerne l'ordre de grandeur des composant. Les résultats de simulation des paramètres S sont présentés ci-dessous.

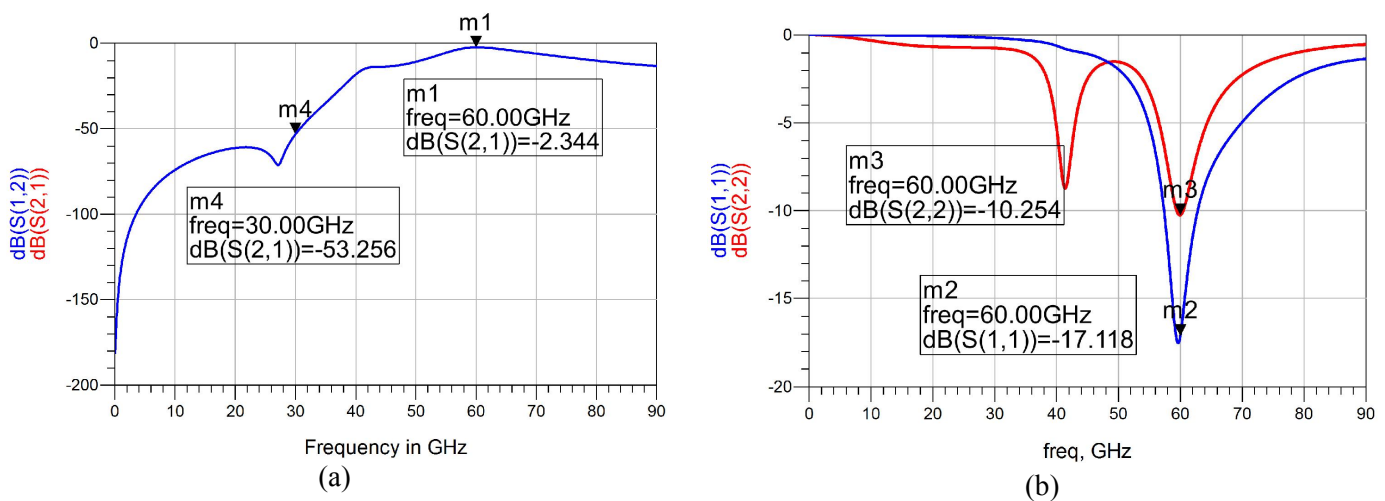


Figure 3.19. Paramètres S du filtre conçu en technologie PH15

A partir de la figure 3.18-(a), nous pouvons remarquer que le coefficient de transmission direct S_{21} (ou S_{12}) qui représente la fonction de transfert du filtre étudié, montre qu'il s'agit bien d'un filtre qui permet de favoriser la gamme de fréquences autour de 60 GHz qui atteint une valeur de $S_{21} = -2,3$ dB. Nous pouvons également remarquer que le filtre a bien rejeté la deuxième harmonique, avec une valeur de $S_{21} = -53$ dB. Concernant l'adaptation du filtre, nous remarquons que l'adaptation en entrée et en sortie est bien vérifiée (Figure 2.18-(b)).

Les perturbations remarquées autour de 40 GHz pour le paramètre d'adaptation en sortie ainsi que les coefficients de transmission, peuvent s'expliquer par le comportement des composants de la fonderie UMS (selfs, capacités), car ce ne sont plus des composants idéaux, mais des modèles qui sont très proches de la réalité qui introduisent des pertes. Cependant, l'influence de ces perturbations s'avère négligeable devant la fonction désirée du filtre.

La figure présentée ci-dessous correspond au dessin du masque du filtre étudié. Nous pouvons bien distinguer les deux accès RF, ainsi que les différents éléments du circuit : des selfs, des capacités, via de masse et toutes les lignes de connexion. Les dimensions de ce masque sont : 1.443 mm de longueur et de 0.548 mm de largeur.

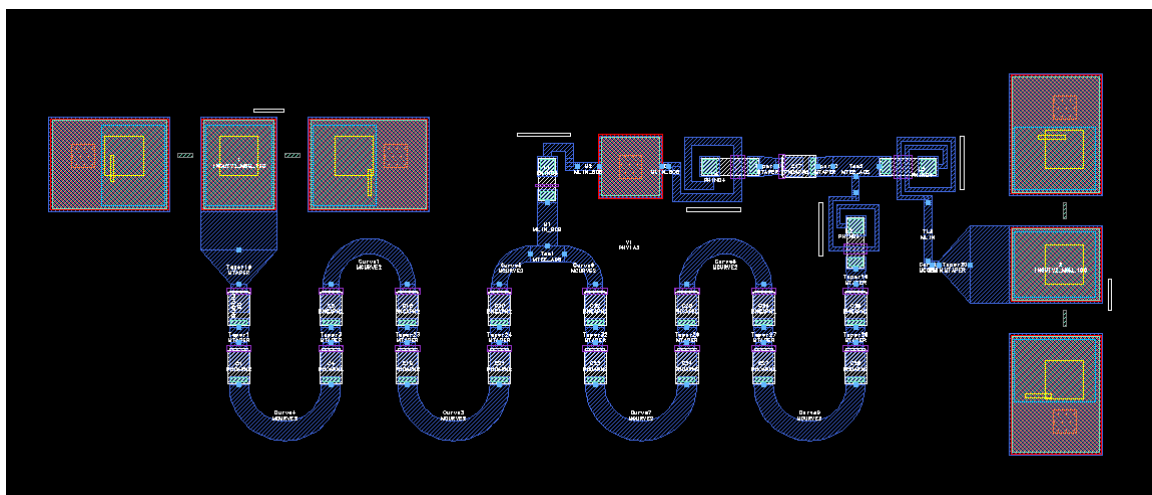


Figure 3.20. Masque du filtre passe haut à deux pôles

La simulation de ce Layout va nous renseigner sur l'effet de différentes modifications et changements introduits sur le circuit par le Layout. C'est-à-dire prendre en compte l'effet des lignes et de connexions. Les résultats de simulation en tenant compte tous les éléments de Layout sont illustrés dans la figure 3.21.

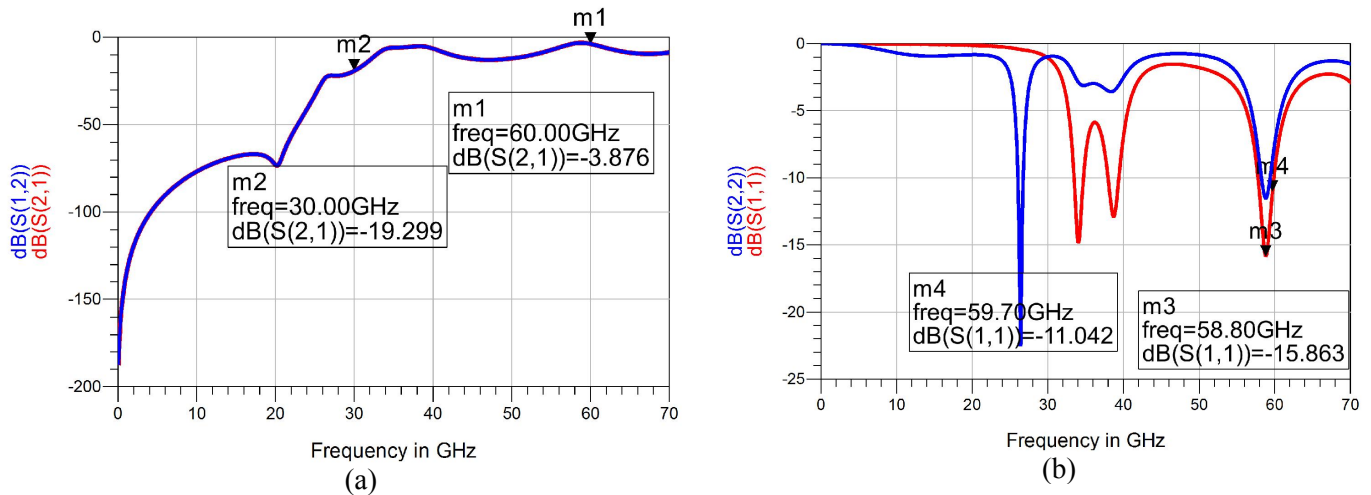


Figure 3.21. Paramètres S de Layout du filtre

De la figure 3.21-(a), nous pouvons constater que la réponse en fréquence S_{21} (ou S_{12}) a une valeur de $S_{21} = -3,8$ dB autour de 60 GHz. En plus, le filtre rejette le second harmonique avec une valeur supérieure à 18 dB ainsi que les autres harmoniques indésirables.

En ce qui concerne l'adaptation du filtre, nous pouvons remarquer que l'adaptation en entrée et en sortie est bien vérifiée (Figure 2.21-(b)).

Le dessin de Layout exige d'ajouter des lignes de transmission de différentes formes, selon les règles du dessin. Ces lignes comprennent des pertes qui influencent les résultats de simulations. Les composants d'UMS (condensateurs et inductances) ont également des pertes, parce qu'ils sont des modèles réels et qui tiennent en compte tous les effets résistifs présents dans les éléments localisés. C'est pourquoi nous remarquons des changements sur la réponse en fréquence du filtre ainsi que les paramètres d'adaptation.

Cependant, l'influence de ces pertes introduites s'avère négligeable par rapport à la fonction fondamentale du filtre qui est de rejeter les harmoniques indésirables et de favoriser la quatrième harmonique.

3.3.3.2 Etude de la dispersion technologique

Afin d'assurer le bon fonctionnement du circuit de filtre. Une étude de l'impact de la dispersion technologique a été faite. Cette étude consiste à faire varier les valeurs des composants susceptibles d'évoluer avec le processus de fabrication. Dans le cas de notre circuit filtre, il s'agit des éléments passifs de la bibliothèque UMS : les capacités et les inductances.

Ainsi nous avons effectué une analyse de Monte Carlo permettant de tenir en compte des paramètres des variations dues à la technologie et qui sont spécifiés par la fonderie UMS. Les résultats de simulation obtenus sont présentés par la figure 3.21.

La réponse en fréquence du filtre est obtenue à partir d'une analyse statistique de 100 itérations.

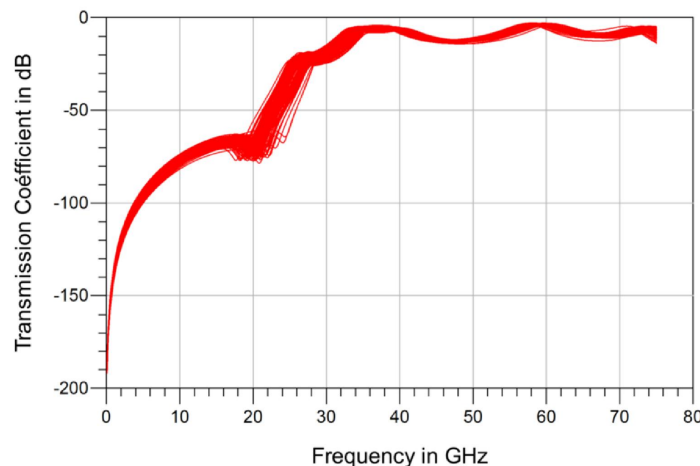


Figure 3.22. Influence de la dispersion technologique sur la réponse en fréquence du filtre étudié

L'influence de l'évolution technologique sur la réponse en fréquence du filtre est très minime, comme le montre la figure 3.21. En effet, nous observons des évolutions de la réponse en fréquence en fonction du nombre d'itérations. Ces variations sont acceptables dans le sens où la plus basse de ces courbes admet les valeurs de S_{21} (15 GHz) = -70 dB, S_{21} (30 GHz) = -22,5 dB, S_{21} (45 GHz) = -13,6 dB, et S_{21} (60 GHz) = -6,5 dB. Avec ces valeurs nous pouvons considérer que le filtre est capable de rejeter les harmoniques indésirables et de favoriser la quatrième harmonique.

3.3.4 Insertion du filtre en sortie de générateur d'harmoniques

Dans le but d'avoir un quadrupleur de fréquence efficace, la puissance de la quatrième harmonique doit être supérieure à celle des autres harmoniques. Comme mentionné auparavant, l'étude spectrale du générateur d'harmoniques a montré que la quatrième harmonique a un faible niveau de puissance par rapport aux autres harmoniques. C'est pourquoi nous avons inséré le filtre passe haut à deux pôles afin d'éliminer les harmoniques indésirables: OL, 2^{ème} et 3^{ème} harmoniques et faire passer la quatrième harmonique. La figure 3.23 illustre les niveaux de puissance des différentes harmoniques après l'insertion du filtre.

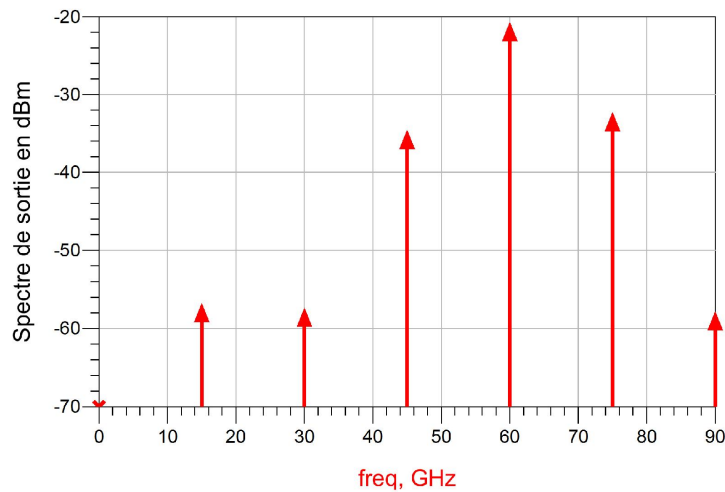


Figure 3.23. Niveaux de puissance des différentes harmoniques

D'après la figure ci-dessus, nous pouvons remarquer que les niveaux de puissance des trois premières harmoniques ont chuté d'une manière significative. Toutefois, la quatrième harmonique a été favorisée par rapport à ses voisines.

Les figures 3.24 et 3.25 montrent le coefficient de réflexion en sortie S22 respectivement avant et après l'insertion du filtre.

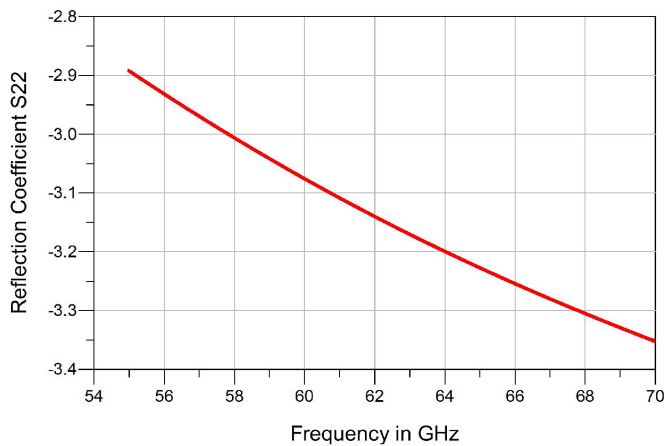


Figure 3.24. Coefficient de réflexion de sortie S22 avant l'insertion du filtre

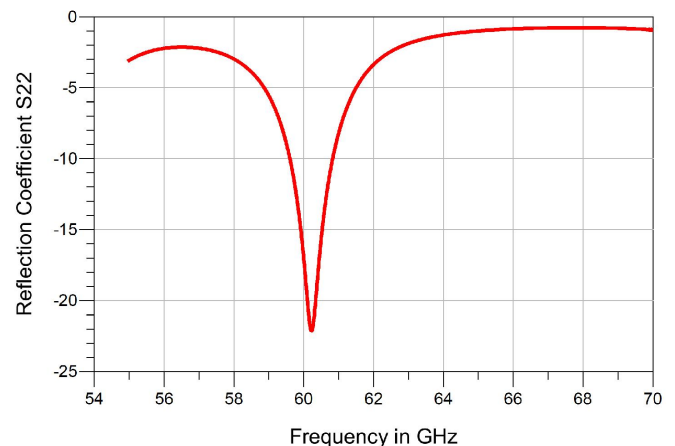


Figure 3.25. Coefficient de réflexion de sortie S22 après l'insertion du filtre

De la figure 3.23, nous pouvons constater que le coefficient de réflexion de sortie S22 avant l'insertion du filtre au générateur d'harmonique a une valeur de -3 dB autour de 60 GHz, ceci signifie que le circuit de générateur n'est pas adapté à la sortie. Toutefois, la figure

3.24 montre que le coefficient de réflexion en sortie S22 atteint une valeur de -17 dB autour de 60 GHz après l'insertion du filtre, cette valeur indique que le circuit est adapté en sortie.

A partir des résultats obtenus, nous pouvons déduire que le filtre se comporte comme un circuit d'adaptation en sortie du générateur d'harmoniques autour de 60 GHz, cette adaptation partielle justifie l'amélioration de la puissance de la quatrième harmonique ; elle atteint -21 dBm après l'insertion du filtre alors qu'elle était de l'ordre de -27 dBm avant.

Cette puissance malgré le filtrage reste relativement faible. Elle pourrait toutefois être améliorée par l'ajout d'un amplificateur de type buffer dans le but d'augmenter les performances de la chaîne de multiplication à savoir le taux de rejection et le gain de conversion.

3.4. Amplificateur Buffer à 60 GHz

3.4.1 Introduction

L'amplificateur buffer est souvent utilisé après un oscillateur afin d'assurer une isolation entre deux étages du circuit. Cette isolation minimise les effets indésirables dans un large spectre d'applications en particulier pour celles qui utilisent les signaux RF. Une faible isolation en sortie peut produire des divers mécanismes perturbant les performances de l'oscillateur, donc un étage buffer est souvent inclus en sortie de l'oscillateur. Afin de bien comprendre l'importance d'ajouter un étage buffer, on considère quelques caractéristiques typiques de VCO (Voltage Controlled Oscillator) et comment les problèmes d'isolation peuvent dégrader ses performances [III-11].

Par exemple, la variation de fréquence présentée par un VCO en réponse aux diverses conditions de charge (Frequency pulling), c'est-à-dire le changement d'impédance vue par la sortie du VCO peut induire des changements au niveau des tensions continues à travers les jonctions du dispositif actif du VCO. Une modification de la tension collecteur-base V_{CB} d'un transistor bipolaire, par exemple, affecte la capacité collecteur-base C_{CB} qui peut à son tour modifier la fréquence d'oscillation en modifiant la résonance globale.

Un autre phénomène de « Frequency pulling » est parfois désigné sous le verrouillage par injection. Il concerne l'effet d'un signal d'interférence qui est très proche de la fréquence de fonctionnement du VCO. Lorsque l'amplitude d'un signal parasite en sortie du VCO est suffisante, il pourrait provoquer un changement au niveau de sa fréquence d'oscillation.

Ainsi, l'ajout d'un amplificateur buffer en sortie des oscillateurs s'avère primordial, il minimise ainsi l'effet des problèmes produits par les VCO et plus particulièrement les problèmes d'isolation.

Dans cette partie, nous allons concevoir un amplificateur buffer dans le but d'améliorer la puissance de la quatrième harmonique d'une part et pour assurer une bonne isolation entre le VCO et le mélangeur d'autre part.

La figure 3.24 représente l'emplacement de l'amplificateur buffer dans la chaîne de multiplication. Dans ce qui suit, nous allons détailler la méthodologie de conception d'un amplificateur RF, par la suite, nous montrerons les différentes simulations faites pour concevoir un amplificateur buffer à savoir la simulation en petit signal et celle en grand signal.

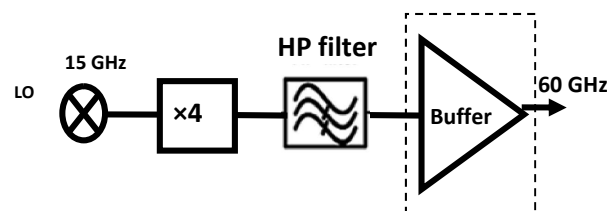


Figure 3.26. Emplacement de l'amplificateur buffer dans la chaîne de multiplication

3.4.2 Méthodologie de conception d'un amplificateur RF

3.4.2.1 Classes de fonctionnement d'un amplificateur RF

Les amplificateurs sont identifiés par des classes dépendant de la relation entre le signal d'entrée et le signal de sortie de l'amplificateur. Nous distinguons les classes dites linéaires ou sinusoïdales A, B, AB, C et les classes dites commutées D, E, F. Ces classes se différencient par la polarisation appliquée au transistor et les circuits d'adaptation dans le but de se plier aux exigences en termes de puissance de sortie, d'efficacité, de consommation, de linéarité, et de bande de fréquences.

3.4.2.1.1 Classes sinusoïdales

Les classes sinusoïdales sont les plus utilisées pour les amplificateurs petits signaux, pour les amplificateurs faibles bruits, ou les amplificateurs demandant une grande linéarité.

Dans ces classes de fonctionnement le transistor se comporte comme une source de courant et la puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée [III-12].

- **Classe A**

Dans un amplificateur en classe A, le courant de drain circule en permanence. L'angle de conduction est alors de 2π . Les formes d'ondes sont illustrées sur la figure 3.27-(a). Le point de repos de cet amplificateur est choisi au centre du courant de drain. Nous avons alors une puissance de sortie maximale, si la charge est judicieusement choisie pour être adaptée au transistor. C'est avec ce type d'amplificateur que la meilleure linéarité est obtenue.

En revanche, le rendement d'un amplificateur de classe A ne dépasse pas 50% théoriques, comme ceci est illustré sur la figure 3.27-(b)

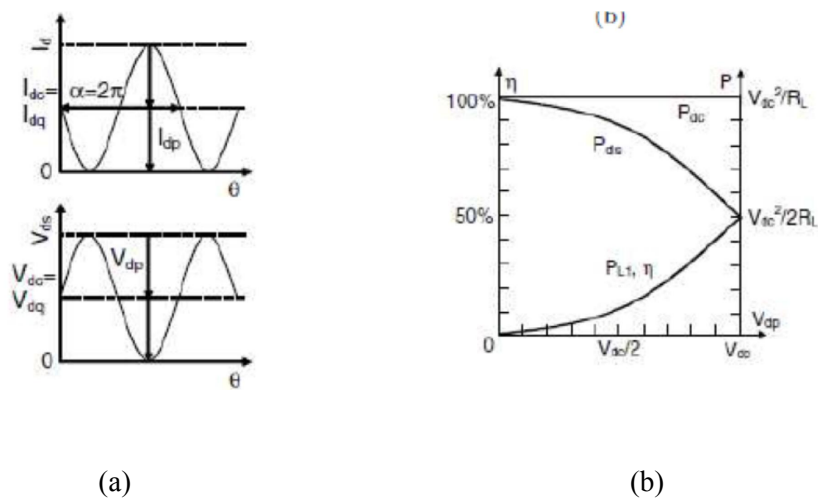


Figure 3.27. (a)- Formes d'ondes de l'amplificateur de classe A. (b) - puissance de sortie et rendement en fonction de l'amplitude de la tension de sortie.

- **Classe B**

Dans un amplificateur en classe B, le point de repos est choisi à la tension de seuil du transistor. Le courant de drain circule alors en alternance, à 50% du cycle. L'angle de conduction est alors de π . Les formes d'ondes sont illustrées sur la figure 3.28-(a). Ce type d'amplificateur a une faible linéarité. Cette configuration est souvent retrouvée dans les architectures push-pull. Etant donné que pendant la moitié du cycle l'amplificateur ne consomme pas de courant, le rendement théorique de l'amplificateur est augmenté jusqu'à 78,5%, comme ceci est illustré sur la figure 3.28-(b).

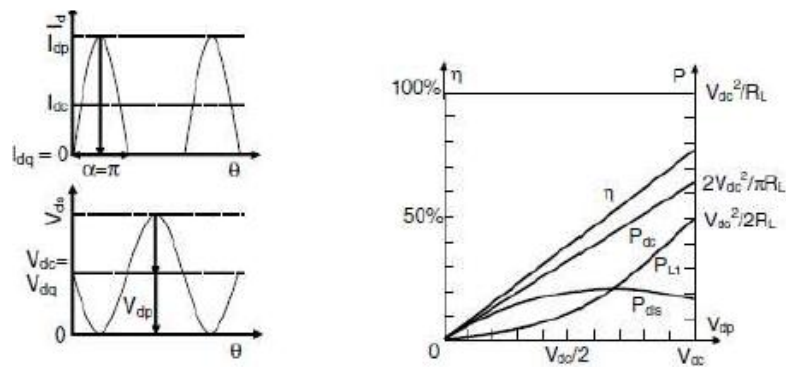


Figure 3.28. (a)- Formes d'ondes de l'amplificateur de classe B. (b)- puissance de sortie et rendement en fonction de l'amplitude de la tension de sortie.

- **Classe AB**

La classe d'amplificateur AB se situe entre la classe A et la classe B. Ce type d'amplificateur est caractérisé par un angle de conduction entre π et 2π . En d'autres termes, cet amplificateur conduit un courant de drain entre la moitié et la totalité du cycle. Le point de repos est choisi entre la coupure du transistor et le milieu de sa caractéristique. Ce type d'amplificateur est très utilisé, car il constitue un compromis intéressant entre les classes A et B en termes de linéarité et de rendement. Il est beaucoup plus flexible au niveau de ses performances, suivant l'application pour lequel il est choisi. Il est donc possible d'avoir avec ce type d'amplificateur un rendement théorique compris entre 50% et 78,5%.

- **Classe C**

Dans un amplificateur en classe C, le point de repos est choisi en-deçà de la tension de seuil du transistor. Le courant de drain circule alors en alternance, mais à moins de 50% du cycle. L'angle de conduction est alors compris entre 0 et π . Les formes d'ondes sont présentées par la figure 3.27. Ce type d'amplificateur a une très faible linéarité, son comportement s'apparente à un signal d'impulsion et le courant circulant occupe moins de la moitié du temps. Le rendement est supérieur à celui de l'amplificateur en classe A, AB ou B. Ce type d'amplificateur est utilisé lorsque la linéarité n'est pas requise.

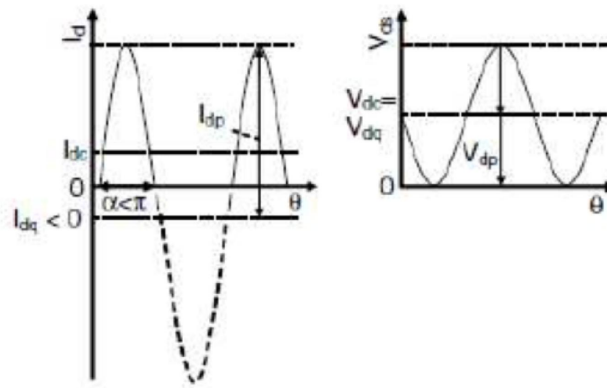


Figure 3.29. Formes d'ondes de classe C

3.4.2.1.2 Classes commutées

Les classes commutées, dites à haut rendement, comportent les classes D, E, F. Le transistor a alors un comportement d'interrupteur comme l'illustre la figure 3.30 et la puissance de sortie n'est pas proportionnelle à la puissance d'entrée.

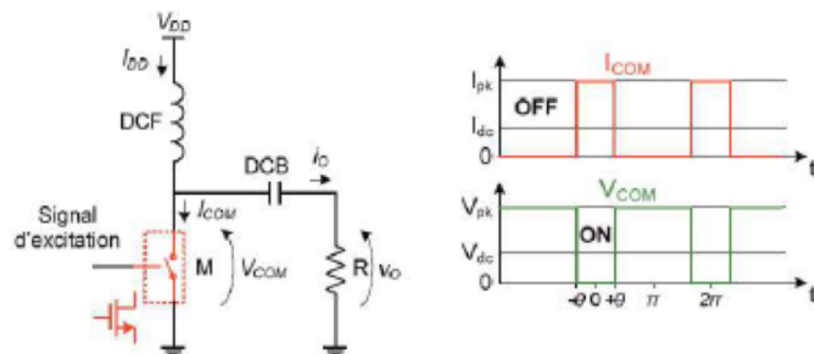


Figure 3.30. Amplificateur commuté et forme d'ondes

• Classe D

L'amplificateur en classe D se compose de deux transistors, lorsque l'un est fermé l'autre est ouvert, créant ainsi des commutateurs complémentaires. Ceci permet de récupérer toute la puissance de la source d'alimentation en sortie.

- **Classe E**

L'amplificateur de classe E consiste à utiliser le transistor en commutation. La présence d'une faible résistance à l'état ON et une très haute impédance à l'état OFF, les formes d'ondes du courant et de la tension du drain de l'amplificateur sont alors en opposition de phase.

La différence entre l'amplificateur de classe D et l'amplificateur de classe E se situe dans le fait que l'impédance présentée en sortie du transistor de l'amplificateur classe E sera vu comme un circuit ouvert pour la deuxième et troisième harmonique.

- **Classe F**

L'amplificateur de classe F n'est pas à proprement parlé une classe commutée puisque le signal d'entrée doit être sinusoïdal. Cette classe d'amplificateur permet une augmentation du rendement par un réseau de sortie composé de résonateurs. Le but de ce réseau est de fournir un traitement des harmoniques au niveau du drain de l'amplificateur pour former un signal carré.

3.4.2.2 Choix de topologie et de composant

Une fois choisie la classe de fonctionnement de l'amplificateur, il faut en choisir la topologie. Plusieurs topologies existent, cependant, la topologie est choisie selon les performances visées à atteindre.

Concernant le choix de composant, il existe plusieurs transistors qui sont disponibles dans les Design Kits. Dans la plupart du temps, ces transistors maximisant le rapport f_T/f_{max} et à coût réduit sont à privilégier.

3.4.2.3 Techniques de polarisation

Plusieurs méthodes de polarisation existent, elles se basent sur : des selfs de choc, des résistances, des circuits d'adaptation, des charges actives, mais aussi des sources de courant. Une description des différents circuits utilisés pour polariser les transistors est présentée dans le paragraphe 1.9 du premier chapitre.

3.4.2.4 Techniques de stabilisation

L'analyse de la stabilité permet de prévenir le circuit contre des éventuelles oscillations pouvant entraîner un dysfonctionnement, voire sa destruction. Plusieurs paramètres peuvent être utilisés pour estimer la stabilité d'un circuit (quadripôle) en petit

signal. Le plus connu est le facteur de Rollet K . On définit trois cas pour se renseigner sur la stabilité du composant :

- Si $k > 1$ et $|\Delta| \leq 1$: le composant est inconditionnellement stable.
- Si: $0 < k < 1$: le composant est conditionnellement stable
- Si $k < 0$: le composant est instable.

Si un transistor n'est pas stable à la fréquence d'opération, il faut le stabiliser avant de faire l'adaptation d'impédances. Il n'y a pas de méthode qui fonctionne à coup sûr, mais plusieurs techniques permettent d'améliorer la stabilité. Cependant, de façon générale, il faut réduire le gain de l'amplificateur pour améliorer la stabilité. Il y a donc un compromis à faire en termes de design. Parmi les techniques de stabilité, on trouve :

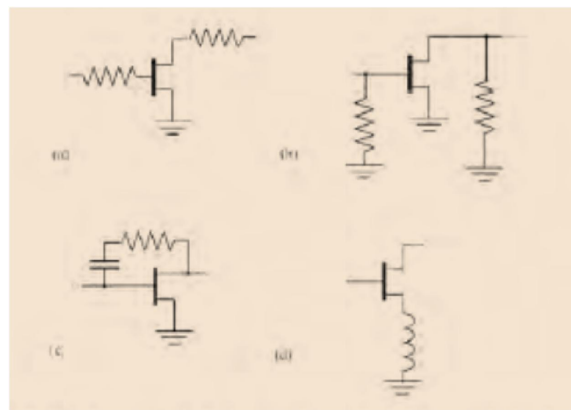


Figure 3.31. Techniques de stabilisation

Un transistor peut être stabilisé en ajoutant des résistances shunt en série ou en parallèle en son entrée et / ou en sa sortie, comme représenté sur la figure 3.29 (a)-(b). Cette technique ne peut pas être utilisée pour des amplificateurs à faible bruit parce que les résistances dégradent le facteur de bruit. Les valeurs de résistance peuvent être ajustables sur l'ordinateur jusqu'à ce que le facteur K est juste supérieur à l'unité. Une autre technique de stabilisation consiste à ajouter une rétroaction négative comme représenté sur la figure 3.29 (c) Cette technique a un effet très bénéfique sur la stabilité du transistor. En outre, l'effet de rétroaction réside dans le fait de rendre les impédances d'entrée et de sortie plus pratiques pour l'adaptation. La dernière technique est celle présentée sur la figure 3.29 (d), c'est la dégénérescence inductive, cette technique améliore la stabilité dans la bande de fréquences utile au détriment du gain de l'amplificateur.

3.4.2.5 Réseaux d'adaptation

Le réseau d'adaptation est un dispositif qui va se charger de réaliser une transformation d'impédances entre deux blocs RF, de façon à optimiser le transfert d'énergie. Le moyen le plus répandu et le plus performant pour réaliser cette fonction consiste en l'association d'éléments passifs, notamment des inductances, capacités et lignes de transmission. La manière avec laquelle ces éléments sont disposés permet de réaliser une transformation d'impédances déterminée. Le choix de la topologie la plus appropriée dépend fortement du contexte de l'application, de la technologie disponible et de plusieurs critères, tels que la couverture d'impédances, les pertes d'insertion et l'encombrement.

3.4.2.6 Paramètres clés d'un amplificateur RF

Dans la conception d'un amplificateur RF, les paramètres les plus importants sont le gain en puissance, la bande passante, la puissance de sortie, le point de compression à 1dB, les points d'interceptions et la PAE. Ces paramètres sont brièvement décrits dans cette partie.

- **Formules de gain,** Il existe plusieurs définitions de gains, en fonction des puissances utilisées : le gain en puissance, le gain en puissance disponible G_{av} , et le gain transducique G_{tr} . Leurs expressions sont présentées dans les équations suivantes :

$$G_p = \frac{P_L}{P_{in}} \quad (3.1)$$

Avec P_{in} est la puissance délivrée à l'entrée

$$G_{av} = \frac{P_{out}}{P_g} \quad (3.2)$$

Avec P_{out} est la puissance de sortie de l'amplificateur et P_g est la puissance disponible au générateur.

$$G_{tr} = \frac{P_L}{P_g} \quad (3.3)$$

Avec P_L est la puissance transmise à la charge.

Le gain en puissance disponible prend en compte l'adaptation en gain en entrée, avec le rapport de la puissance à la sortie de l'amplificateur P_{out} et la puissance maximale disponible du générateur P_g . Le gain transducique s'exprime comme le rapport de la puissance délivrée à la charge P_L à la puissance disponible du générateur P_g .

L'expression du gain transductique est la plus utilisée dans la conception des amplificateurs millimétriques, car elle est facilement mesurable et elle tient compte de l'adaptation en entrée et en sortie.

- **Rendement**, la consommation d'un amplificateur doit être optimisée au maximum pour permettre un rendement énergétique optimal. C'est pourquoi tous les paramètres de rendement, et d'efficacité sont primordiaux dans la conception d'un amplificateur RF.

$$\text{Rendement du drain} \quad \eta = \frac{P_{\text{drain}}}{P_{\text{DC}}} \quad (3.4)$$

Avec P_{drain} est la puissance au niveau de drain et P_{DC} est la puissance continue consommée par l'amplificateur.

$$\text{Rendement en puissance ajoutée} \quad \text{PAE} = \frac{P_{\text{out}} - P_{\text{in}}}{P_{\text{DC}}} \quad (3.5)$$

Avec P_{in} est la puissance d'entrée de l'amplificateur.

- **Point de compression à 1dB** caractérise la limite du fonctionnement linéaire de l'amplificateur en fonctionnement monoporteuse.

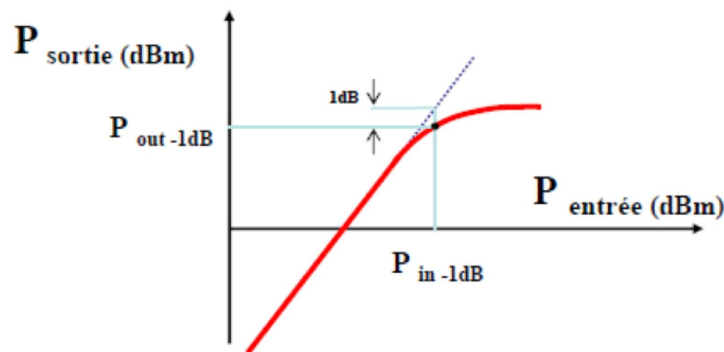


Figure 3.32. Point de compression à 1 dB

- **Point d'interception d'ordre 3 (IP3)** caractérise la linéarité du dispositif. Il est défini comme étant le point de rencontre théorique entre la caractéristique de gain du signal fondamental et celle du produit de distorsion du troisième ordre (Figure 3.33).

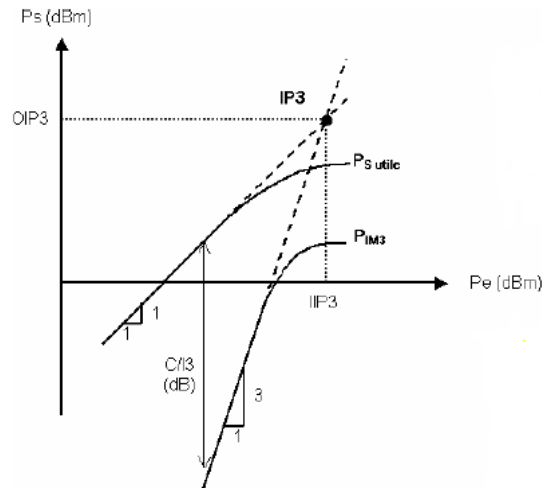


Figure 3.33. Point d'interception d'ordre 3 (IP3)

3.4.3 Conception de l'amplificateur buffer en technologie PH15

L'amplificateur buffer étudié est constitué de trois étages, son circuit est représenté sur la figure 3.34. . Le circuit d'amplification est constitué de trois transistors similaires avec leurs propres circuits de polarisation ($V_{ds} = 3V$ et $V_{gs} = -0.1V$). Les transistors utilisés sont du type PHEMT avec une largeur de grille de $2 \times 70 \mu m$ et une longueur de grille de $0.15 \mu m$.

Les transistors de cet amplificateur sont polarisés par des résistances (Figure 3.32). La stabilité du circuit est assurée par des rétroactions négatives RC. L'adaptation en entrée et en sortie est réalisée par des circuits à base d'éléments distribués dans le but d'atteindre des bonnes performances.

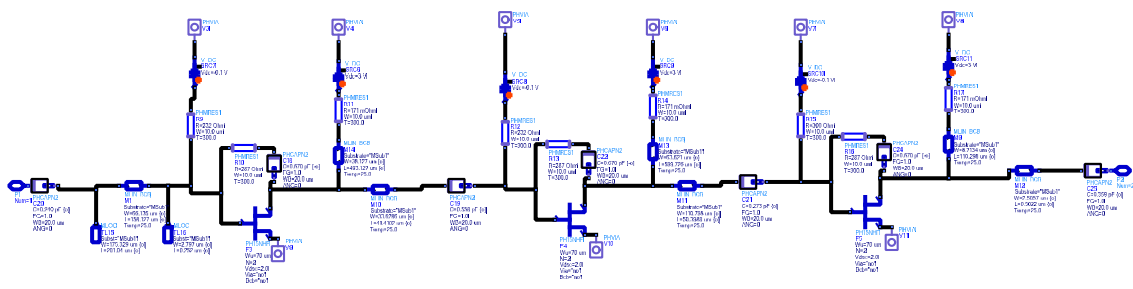


Figure 3.34. Circuit de l'amplificateur buffer

Les paramètres S simulés sont présentés sur la figure 3.35(a). Nous constatons que le gain S_{21} atteint une valeur maximale de 13.2 dB à 60 GHz et que les paramètres S_{11} et S_{22} sont inférieurs à -10dB à cette même fréquence. Nous constatons également que le circuit

d'amplification assure une très bonne isolation avec un S_{12} inférieur à -30 dB, et une stabilité inconditionnelle comme en témoigne la courbe de la figure 3.35 (b).

Nous pouvons noter que le paramètre de transmission S_{21} ne subit pas trop de variations sur la bande de fréquence 56 GHz-64 GHz.

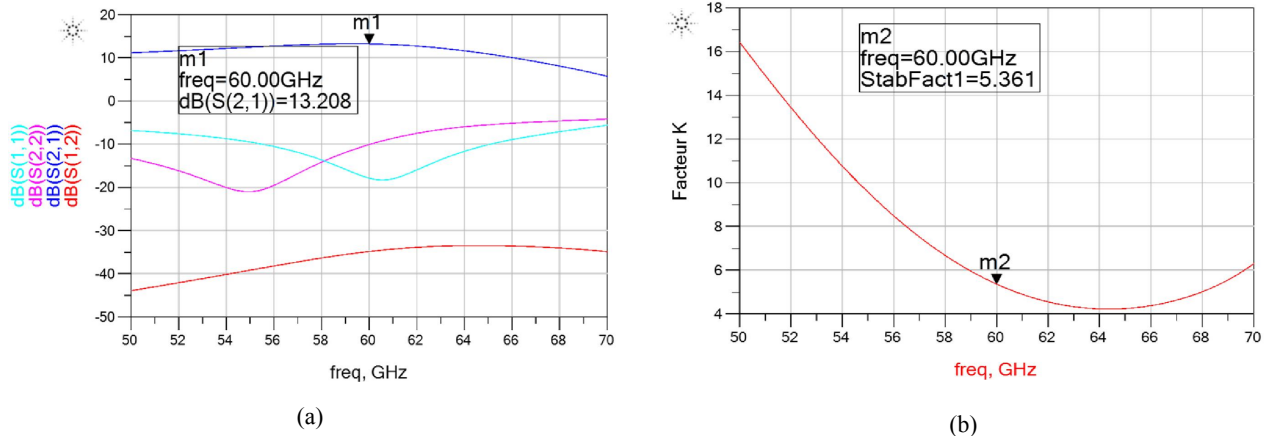
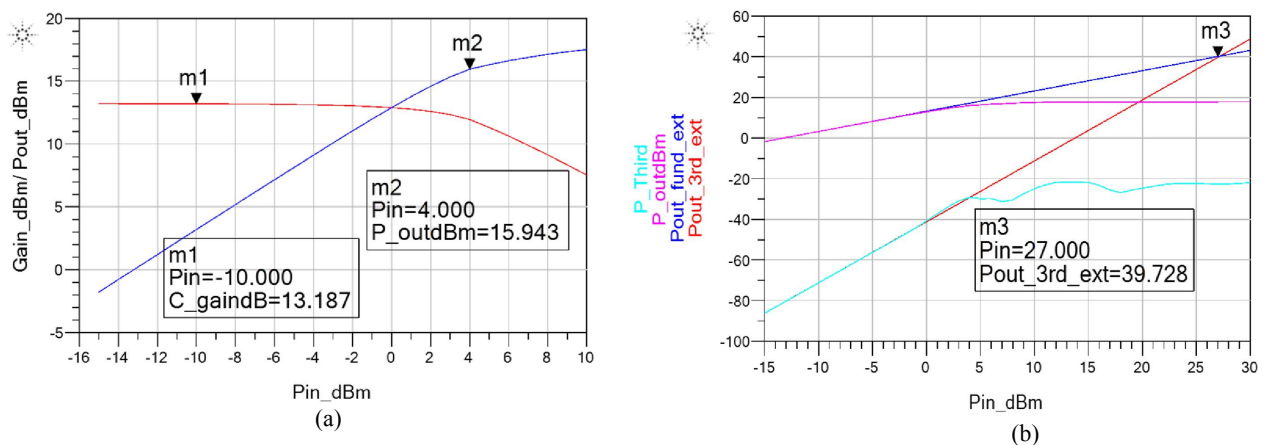


Figure 3.35. (a) Paramètres S. (b) Facteur de stabilité

3.4.3.1 Simulations en grand signal

Après avoir affiché les performances de l'amplificateur buffer en régime petit signal, Nous faisons également une simulation en grand signal pour observer le comportement de l'amplificateur. La figure 3.36 (a) présente le gain à 60 GHz. Nous retrouvons alors pour une puissance d'entrée de -10 dBm, un gain de 13.2 dB qu'on avait en paramètres S_{21} à 60 GHz. Le point de compression en sortie et la puissance de saturation sont respectivement de 15.9 dBm et 17 dBm (Figure 3.36(a)). Le point d'interception d'ordre 3 (IP3) est ($P_{in}=27$ dBm et $P_{out}=39.7$ dBm) (Figure 3.36(b)).

L'efficacité atteint une valeur de 12.8 % à 60 GHz (Figure 3.36(c)). La PAE a une valeur maximale de 52.8% (Figure 3.36(d)).



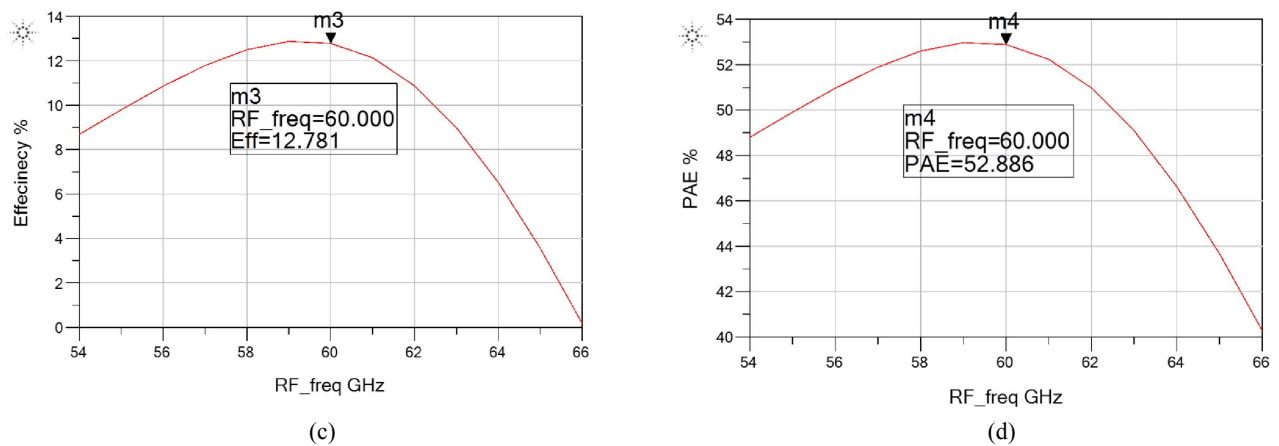


Figure 3.36. Performances en puissance à 60 GHz de l'amplificateur buffer

3.4.4 Layout de l'amplificateur buffer

La figure présentée ci-dessous correspond au dessin du masque de l'amplificateur buffer. Nous pouvons bien distinguer les trois étages de l'amplificateur et les deux accès RF. Les dimensions de ce masque sont : 2.242mm de longueur et de 0.06mm de largeur.

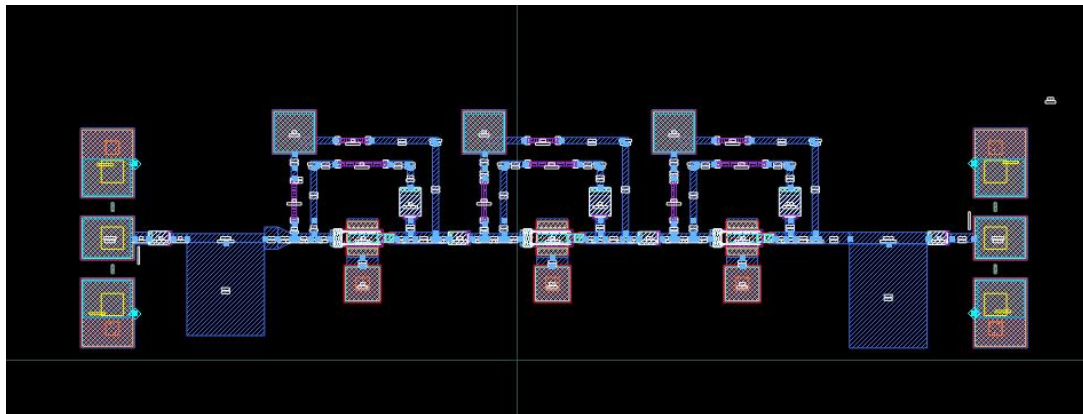


Figure 3.37. Dessin du masque de l'amplificateur buffer

3.4.4.1 Rétro-simulations en petit signal

L'amplificateur buffer présente un gain en puissance S21 égal à 11.4 dB à 60 GHz. Les paramètres de réflexions S11 et le S22 sont respectivement aux alentours de -10dB et -17 dB à 60 GHz. L'isolation S12 reste inférieure à -30dB (Figure 3.38(a)). L'amplificateur est inconditionnellement stable sur toute la bande de fréquences considérée, comme en témoigne la courbe du facteur K au-dessus de l'unité sur la figure 3.38(b).

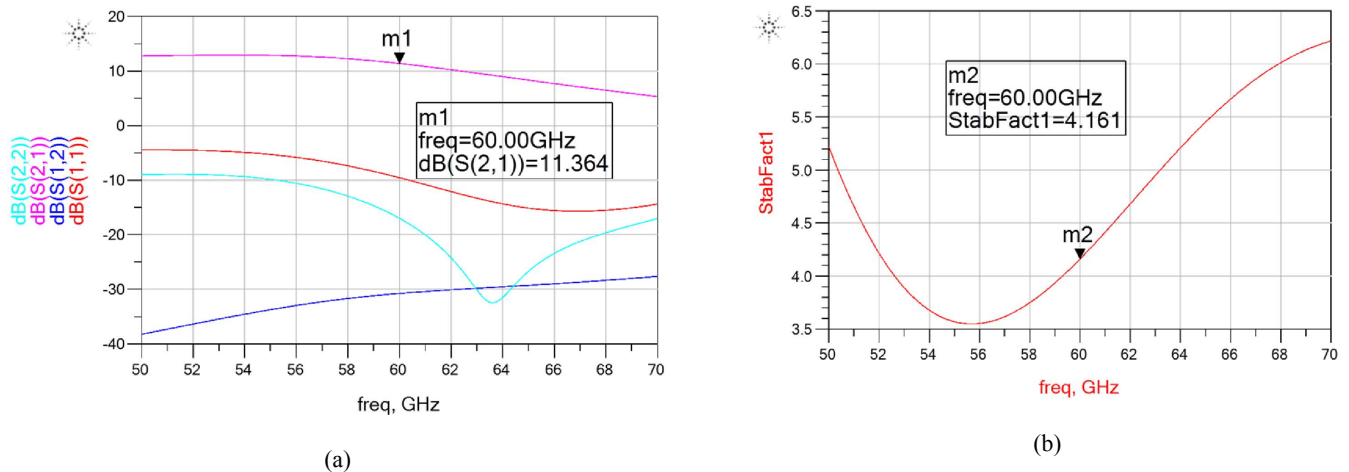
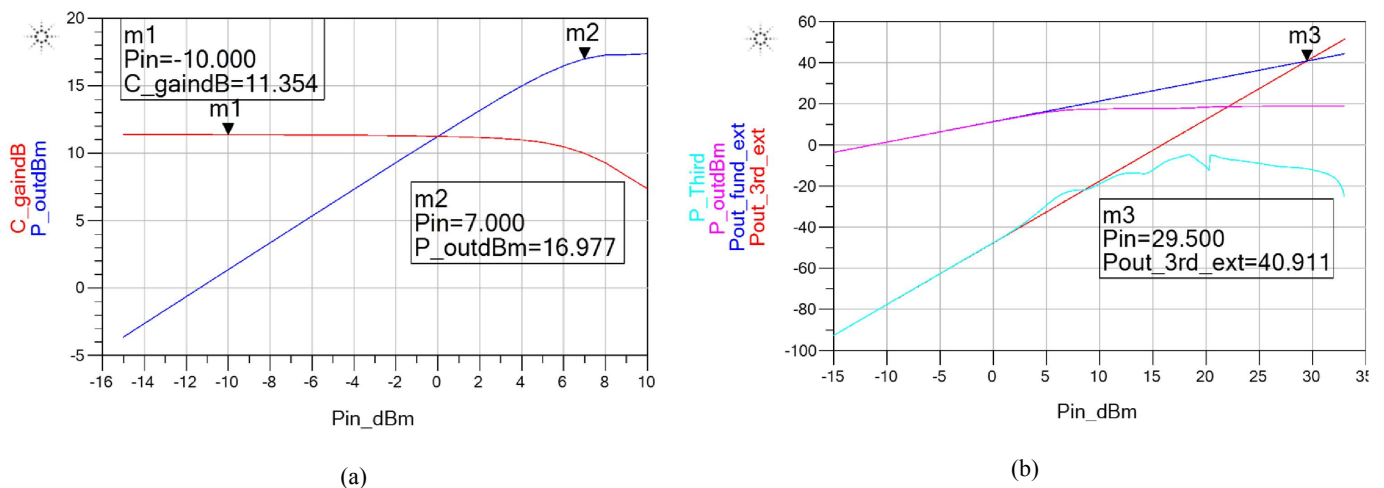


Figure 3.38. (a) Paramètres S. (b) Facteur de stabilité

3.4.4.2 Rétro-simulations en grand signal

Dans cette partie, nous observons le comportement de l'amplificateur en grand signal. Nous pouvons constater que pour une puissance de -10 dBm, le gain atteint une valeur de 11.35dB à 60 GHz. Le point de compression en sortie est de 6.9 dBm (Figure 3.37(a)). Le point d'interception d'ordre 3(IP3) est ($P_{in}=29.5\text{dBm}$ et $P_{out}=40.9\text{ dBm}$) (Figure 3.37(b)). Nous observons aussi la PAE et l'efficacité de l'amplificateur, en figure 3.37(c), Nous constatons une efficacité de 5.4% et en figure 3.37(d) une PAE de 45.5%.



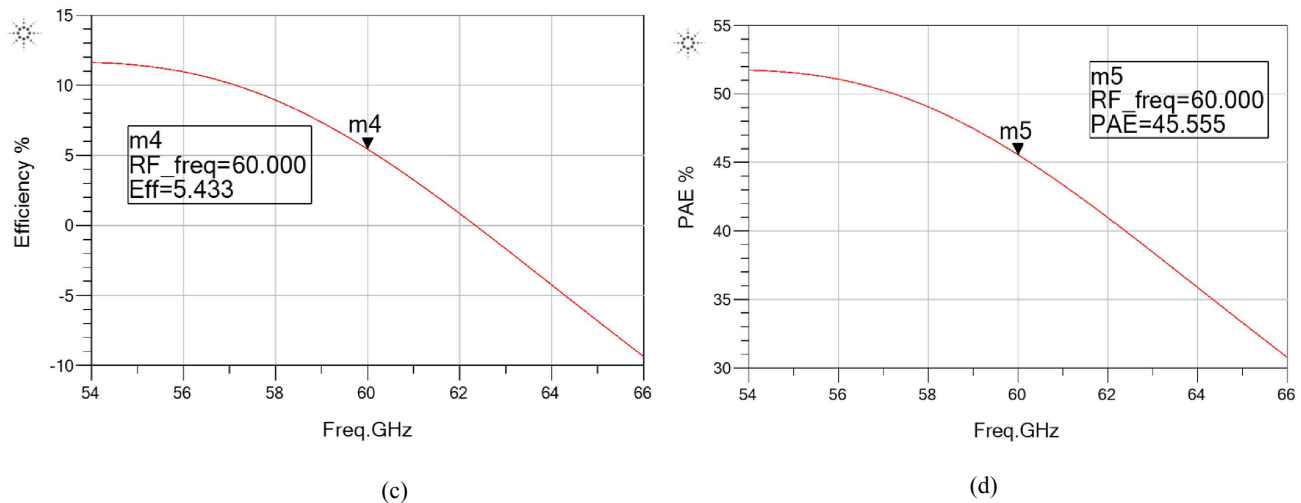


Figure 3.39. Performances en puissance à 60 GHz de l'amplificateur buffer

Les résultats de simulation trouvés, ont été légèrement dégradés, ceci du au dessin de Layout qui exige d'ajouter des lignes de transmission de différentes formes, selon les règles de dessin. Ces lignes comprennent des pertes qui influencent les résultats de simulations. Les composants d'UMS (condensateurs et inductances) ont également des pertes, parce qu'ils sont des modèles réels. C'est pourquoi nous remarquons une dégradation au niveau du gain l'efficacité et la PAE. Cependant, l'influence de ces pertes introduites s'avère négligeable par rapport à la fonction fondamentale de l'amplificateur étudié.

3.5. Conception du multiplicateur de fréquence par 4

3.5.1 Simulation du circuit électrique

Après avoir conçu les différents blocs de la chaîne de multiplication par 4, nous allons procéder à la simulation du circuit final. Ce dernier est illustré sur l'annexe1.

Afin de déterminer le niveau de puissance d'entrée optimal correspondant à un meilleur gain de conversion, et un bon taux de réjection, nous avons effectué des simulations de la structure finale en « Harmonic Balance » sous le logiciel ADS de Agilent. Les résultats de simulations sont représentés sur la figure 3.40.

D'après les résultats de la figure 3.38, nous pouvons constater que le niveau de puissance des harmoniques augmente avec le niveau de la puissance d'entrée. Autour de la puissance 0 dBm, l'écart entre la troisième et la quatrième harmonique devient plus grand.

Nous pouvons constater que la puissance d'entrée optimale permettant d'obtenir un bon niveau de réjection est de 0 dBm.

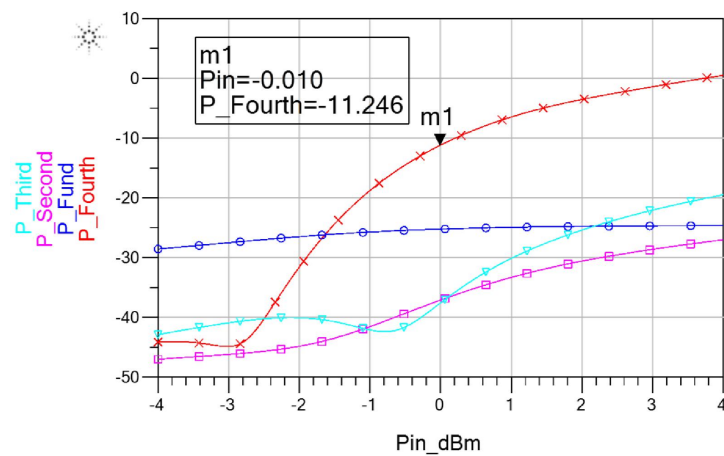


Figure 3.40. Niveaux de puissance des différentes harmoniques.
Fondamentale(o), Harmonique 2 (□), Harmonique 3 (Δ)
et Harmonique 4 (x)

D'après la figure ci-dessous, nous constatons que les niveaux de puissance des fréquences indésirables 'fondamentale, harmonique 2 et harmonique 3' ont été atténués devant le niveau de puissance de la quatrième harmonique (60 GHz) qui est de l'ordre de -11 dBm. Ceci dû naturellement à la sélectivité d'amplificateur autour de 60 GHz. Sachant que la puissance appliquée à l'entrée est de 0 dBm, nous pouvons déduire que la fonction de multiplication de fréquence par 4 a été réalisée avec un gain de conversion de l'ordre -11 dB et avec un bon niveau de réjection des harmoniques indésirables, cette réjection de l'ordre de 26 dB par rapport à la troisième harmonique.

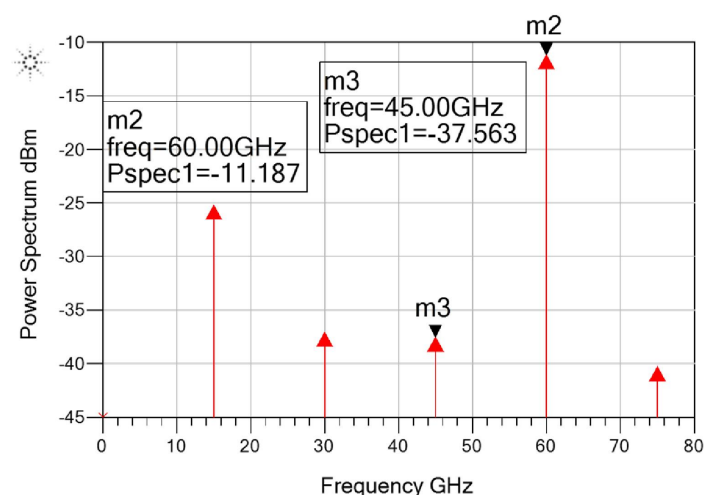


Figure 3.41. Niveaux de puissance de sortie de la fréquence fondamentale et des harmoniques 2, 3 et 4

D'après les résultats trouvés, nous remarquons que la chaîne de multiplication possède une perte de conversion, ce qui est insuffisant pour avoir des meilleures performances. A cet égard, il existe plusieurs techniques qui permettent d'améliorer le gain de conversion, l'une de ces techniques est détaillée dans [III-13][III-14]. Cette technique consiste à utiliser des configurations à base des transistors PHEMT montés en grille commune ou source commune ou drain commun, qui fournissent une adaptation d'impédance active. A des fréquences inférieures à la fréquence de transition f_t du transistor HEMT, l'impédance d'entrée pour une configuration grille commune par exemple, peut être exprimée comme la combinaison en série de la résistance de source r_s et d'une résistance égale à la valeur inverse de la transconductance du transistor PHEMT. L'expression de l'impédance d'entrée est exprimée par la formule ci-dessous :

$$Z_{in} = r_s + \frac{1}{G_m \text{ PHEMT}} \quad (3.1)$$

Pour un transistor PHEMT de transconductance G_m égale à 20 mS et une valeur de la résistance r_s de l'ordre de 0.5 Ω , l'impédance d'entrée de la configuration grille commune est très proche de 50 Ω . La figure 3.42 illustre l'étage de l'adaptation d'impédance à l'entrée du multiplicateur de fréquence par 4.

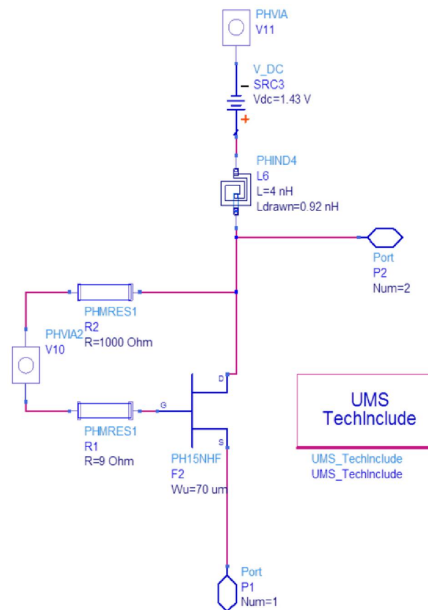


Figure 3.42. Configuration grille commune pour adapter l'entrée du multiplicateur

Comme illustré sur la figure ci-dessus, c'est un transistor PHEMT avec une grille connectée à la masse qui sert à établir une excellente adaptation à l'entrée. Les résistances connectées entre la grille, la source et la masse, facilitent l'auto-polarisation. Le changement des valeurs des résistances permet le réglage de l'impédance d'entrée du multiplicateur.

Après l'insertion du circuit d'adaptation active à l'entrée du multiplicateur, nous avons effectué des simulations comme auparavant. Les résultats de ces simulations sont représentés sur les figures ci-dessous.

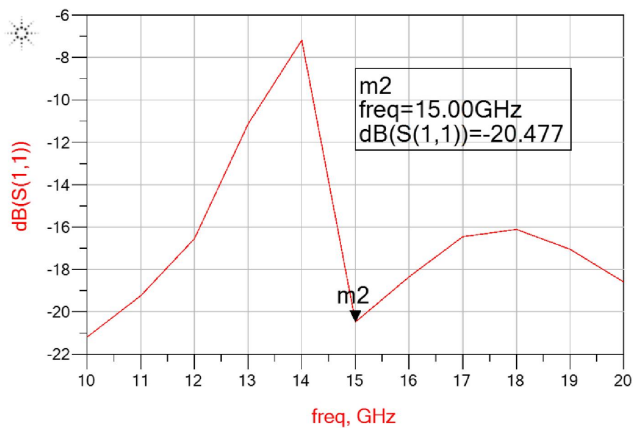


Figure 3.44. Coefficient S11

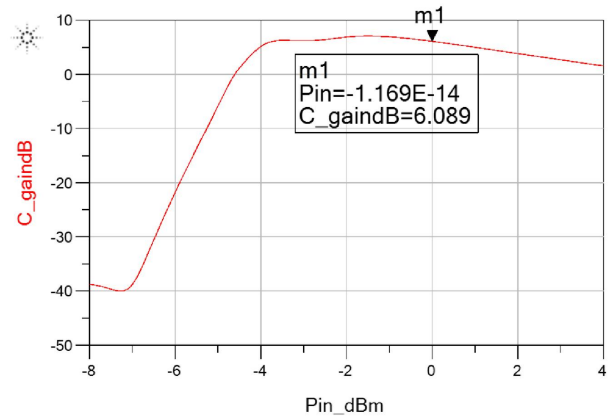


Figure 3.43. Gain de conversion en fonction de la puissance d'entrée

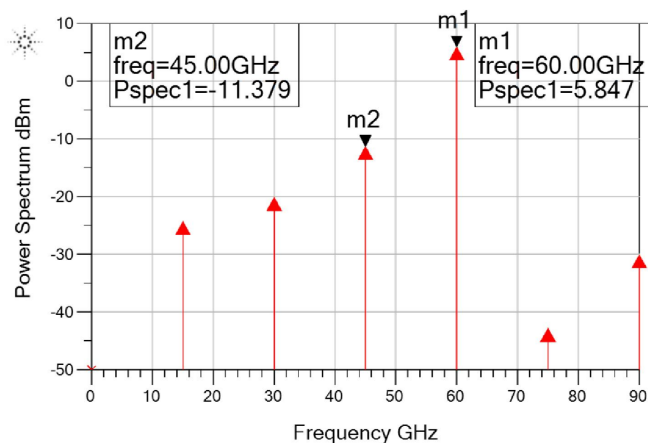


Figure 3. 46. Niveaux de puissance de sortie des harmoniques 1, 2, 3 et 4

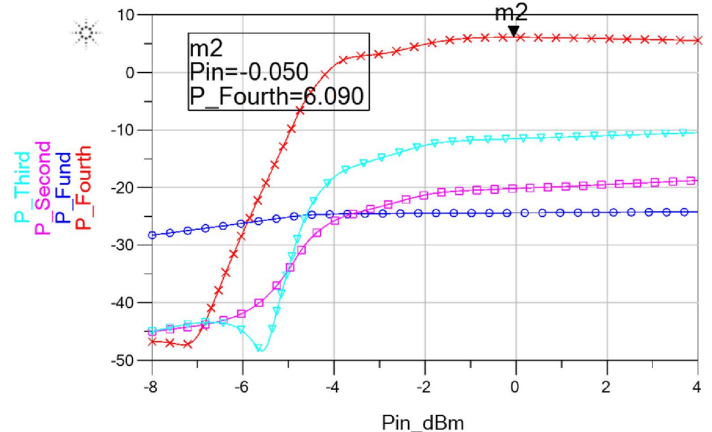


Figure 3. 45. Niveaux de puissance des différentes harmoniques. Fondamentale(o), Harmonique 2 (□), Harmonique 3 (Δ) et Harmonique 4 (x)

Des résultats de la figure 3.43, nous constatons que le paramètre S11 qui représente le coefficient de réflexion à l'entrée du multiplicateur, atteint une valeur de -20 dB autour de la fréquence d'entrée 15 GHz. Ces résultats montrent que le multiplicateur de fréquence est bien adapté à son entrée.

De la figure 3.44, nous pouvons constater que le gain de conversion a été amélioré après l'insertion du circuit d'adaptation active. Il atteint 6dB après l'adaptation alors qu'il était de l'ordre de -11 dB sans adaptation.

De la figure 3.45, nous remarquons très bien que le niveau de puissance de la quatrième harmonique a été bien amélioré par rapport aux autres harmoniques. Le taux de réjection atteint 17 dB par rapport à la troisième harmonique.

Concernant la figure 3.46, le niveau des harmoniques augmente avec le niveau de la puissance d'entrée. A une puissance d'entrée de 0dBm, une puissance de 6dBm a été récupérée en sortie du multiplicateur.

3.5.2 Performances du Circuit final (Layout)

3.5.2.1 Introduction

Avant de montrer les performances du circuit final du multiplicateur de fréquence par 4, il est important de rappeler quelques points importants sur la méthodologie de conception. L'objectif de ce chapitre se focalise sur la conception d'une chaîne de multiplication par 4. Cette dernière est conçue en utilisant le procédé PH15 de la fonderie UMS. Les principales caractéristiques de la technologie PH15 utilisés pour la conception de notre chaîne de multiplication sont présentées par le tableau 3.

Tableau 3.4. Caractéristiques des éléments issus de la technologie PH15 de la fonderie UMS

Caractéristiques	Procédé PH15
Type du composant de transistor	PHEMT
Applications	Faible bruit NF=2dB, G=6 dB à 60 GHz
Longueur de grille	0.15µm
Largeur de grille possible	20-75 µm (choisie Wu=70 µm)
Nombre de doigts possible « N »	1, 2, 4, 6, 8 (choisi N=1 (bloc1), N=2 (Bloc3))
f_t	100 GHz
Capacités MIM (Métal Isolant Métal)	250pF/mm ² ou 250pF/mm ²
Inductances spirales	0.3 à 12 nH
Résistances GaAs	120Ω/carré
Resistances TaN	30Ω/carré
Résistances TiWSi	1000Ω/carré

La bibliothèque UMS PH15 utilisée pour la conception de notre chaine de multiplication, comporte plusieurs modèles de composants actifs. Parmi ces composants, nous retrouvons des modèles de transistors petit signal ou non-linéaire et le modèle en bruit. C'est le modèle non-linéaire (grand signal) qui est utilisé pour la conception de la chaine de multiplication.

D'autres composants prennent place également dans le circuit. Il s'agit des composants passifs tels que les résistances, les inductances, les trous métallisés (Via Holes) et les ponts à air (air bridge). Les caractéristiques de cette technologie sont bien détaillées dans le chapitre 1.

3.5.2.2 Layout de la chaine de multiplication par 4

Le dessin du circuit final (Layout) est présenté par la figure 3.47. Ce Layout est constitué de plusieurs parties dont l'ensemble permet d'aboutir à la génération d'un signal autour de 60 GHz.

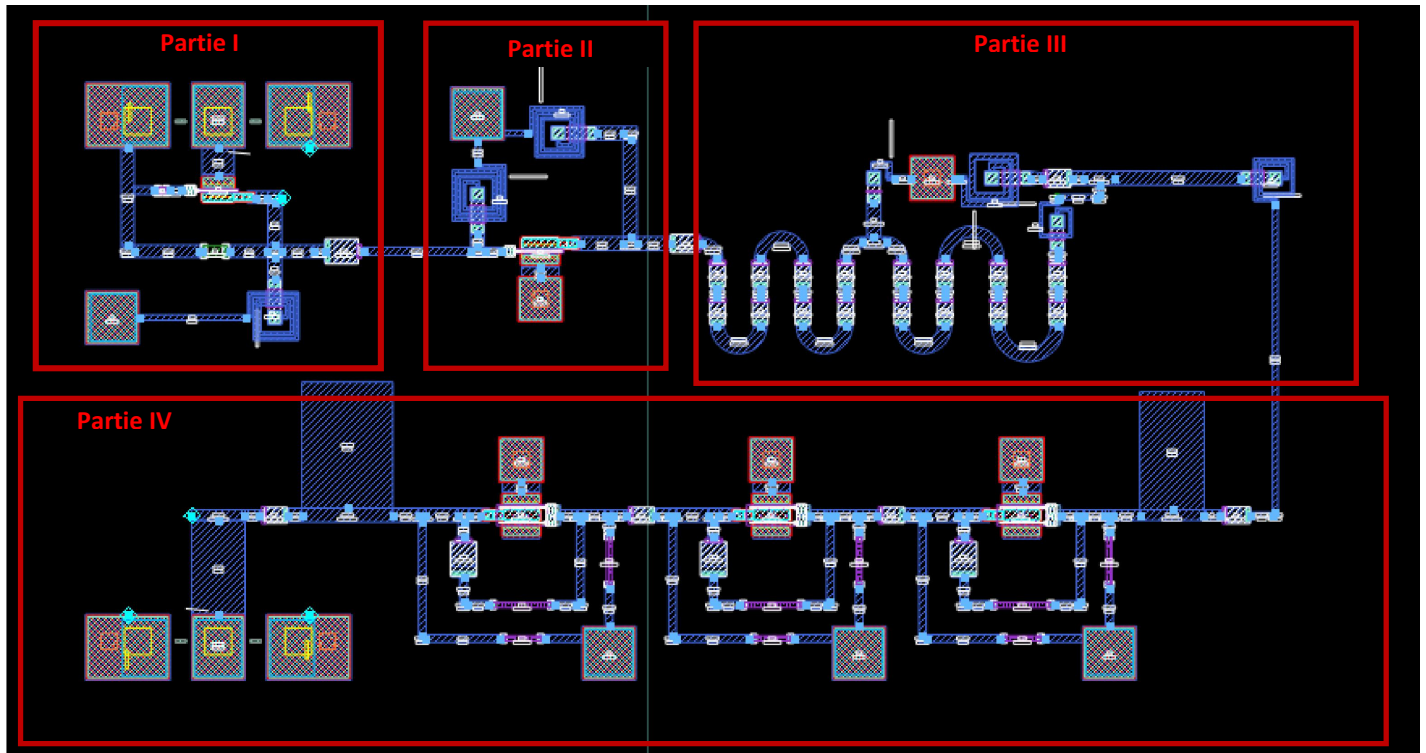


Figure 3.47. Layout de la chaîne de multiplication par 4 en technologie PH15 de la fonderie UMS

D'après la Layout du circuit final, nous observons deux accès RF et cinq accès de polarisation. Ces accès sont disposés de manière à ce que leurs plots soient facilement accessibles lors de la mesure. Le circuit est implémenté sur un substrat GaAs de 100 μm d'épaisseur. Il s'agit d'une technologie Multicouche. Le nombre total de couches utilisées dans la technologie PH15 UMS et employées dans ce circuit est de 16 couches. La totalité du circuit mesure 2.88 mm² dont 2.4 mm de longueur et 1.2 mm de largeur.

Les différentes parties de Layout sont :

- **Partie I** : un système d'adaptation active qui comporte un transistor PHEMT de largeur de 45 μm et de longueur de 0.15 μm . Deux résistances connectées entre la grille et la masse une de forte valeur de 2 K Ω et l'autre a une faible valeur de 18 Ω . Ces résistances permettent de faciliter l'auto-polarisation.

- **Partie II** : un générateur d'harmoniques à base d'un transistor PHEMT de largeur de $75\mu\text{m}$ et de longueur de $0.15\mu\text{m}$. Les capacités et les inductances utilisées sont respectivement de l'ordre de 0.4 pF et de 0.8 nH .
- **Partie III** : un filtre passe haut à deux pôles. Les valeurs des capacités de ce filtre varient entre 22 fF et 480 fF , concernant celles des inductances, elles varient entre 23 pH et 85 pH .
- **Partie IV** : un amplificateur buffer de trois étages, chaque étage comprend un transistor PHEMT de largeur de $2*75\mu\text{m}$ et de longueur de $0.15\mu\text{m}$. Une résistance de polarisation d'une valeur de $232\ \Omega$ et une autre de $170\ \Omega$ pour assurer la stabilité. Les capacités varient entre 0.2 pF et 0.8 pF .

3.5.2.3 Résultats de simulations

3.5.2.3.1 L'analyse linéaire en paramètres S

L'analyse linéaire en paramètres S nous permet de valider le circuit en termes de réflexions en entrée et en sortie du multiplicateur. La figure 3.48 présente les paramètres de réflexion S11 et S22 du multiplicateur de fréquence.

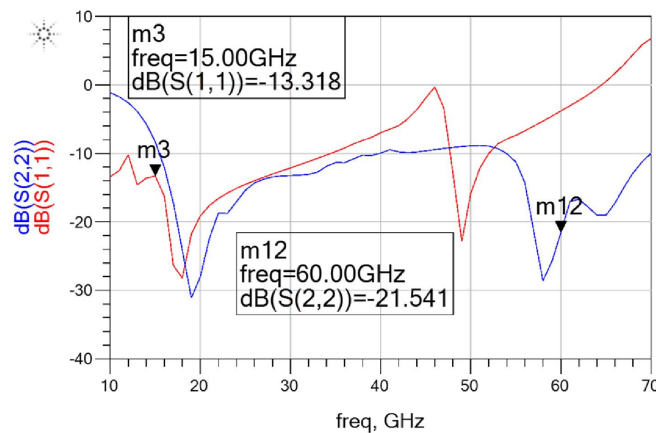


Figure 3.48. Paramètres de réflexions en entrée et en sortie du multiplicateur de fréquence

D'après la figure ci-dessous nous constatons que l'entrée et la sortie du multiplicateur sont relativement bien adaptées. Le coefficient de réflexion S11 est de l'ordre de -13.3 dB à 15 GHz . Tandis que le coefficient de réflexion S22 est de l'ordre de -21.5 dB à 60 GHz .

3.5.2.3.2 Réponses du multiplicateur en fonction de la puissance d'entrée.

Afin de trouver le fonctionnement optimal de la chaîne de multiplication par 4, nous procédons à une succession d'analyses en faisant évoluer les principaux paramètres qui caractérisent la chaîne en fonction de la puissance d'entrée et de la fréquence.

Le circuit Layout de la chaîne de multiplication par 4 est présenté dans la figure 3.47. Les résultats de simulation après optimisation du circuit final sont illustrés dans les figures ci-dessous.

L'évolution du gain de conversion en fonction de la puissance d'entrée est représentée sur la figure 3.49. Nous constatons que le gain de conversion atteint une valeur de l'ordre de 7.3 dB autour d'une puissance d'entrée de 0 dBm pour une fréquence d'entrée de 15 GHz. De ces résultats, nous pouvons constater qu'une puissance d'entrée de 0 dBm est la valeur optimale pour avoir un meilleur gain de conversion.

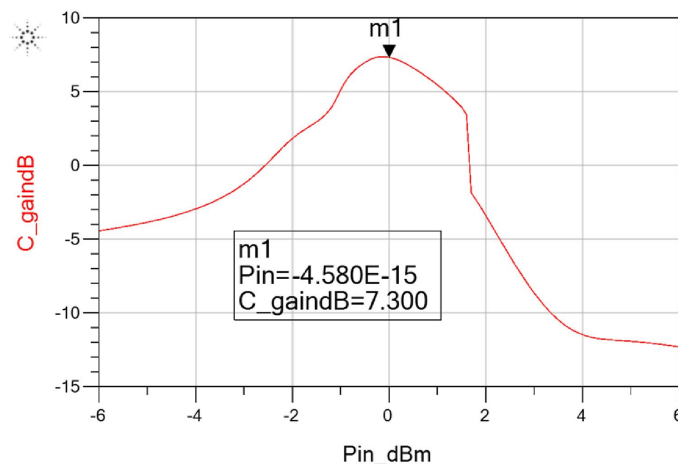


Figure 3.49. Evolution du gain de conversion en fonction de la puissance d'entrée. Fréquence d'entrée est 15 GHz

Des résultats des figures 3.50 et 3.51, nous pouvons constater que la puissance de la quatrième harmonique (la puissance de sortie du circuit final) prend sa valeur maximale autour d'une puissance d'entrée de 0 dBm. De même nous pouvons constater un écart important entre les deux premières harmoniques et l'harmonique désirée, par contre cet écart devient médiocre par rapport à la troisième harmonique.

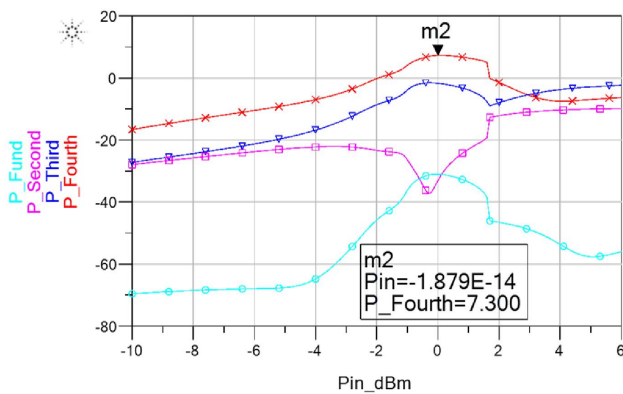


Figure 3.50. Niveaux de puissance des différentes harmoniques. Fondamentale(o), Harmonique 2 (□), Harmonique 3 (Δ) et Harmonique 4 (x)

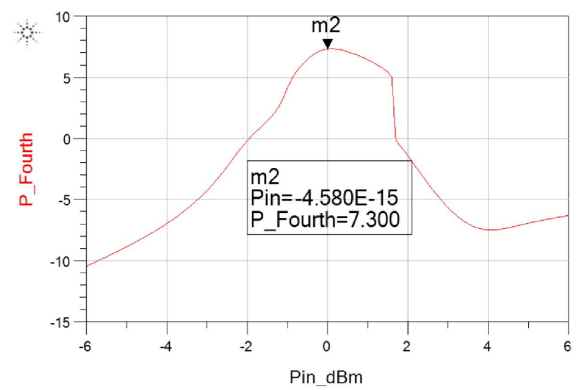


Figure 3.51. Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée. Fréquence d'entrée est 15 GHz

3.5.2.3.3 Réponses du multiplicateur en fonction de la fréquence

L'évolution du gain de conversion en fonction de la fréquence entrée/sortie est présentée sur la figure 3.52. Nous constatons d'après la courbe du gain que autour de la fréquence 15 GHz (60 GHz), le gain de conversion a une valeur de 7.3 dB. De même nous pouvons constater que la bande passante à 3dB de ce multiplicateur est comprise entre 56 GHz et 61.2 GHz.

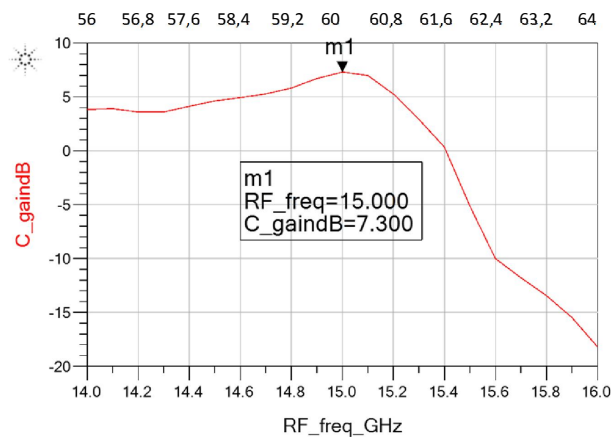


Figure 3.52. Evolution du gain de conversion en fonction de la fréquence entrée/sortie. Puissance d'entrée est 0 dBm

Quant à la puissance de sortie en fonction de la fréquence entrée/sortie, elle est présentée sur la figure 3.53. Nous pouvons remarquer que autour de 15 GHz (60 GHz) la puissance atteint 7.3 dBm pour une puissance d'entée de 0 dBm. Puisque la source est un oscillateur local, alors elle génère plusieurs fréquences autour de la fréquence centrale. La

fréquence centrale est de 15 GHz, pour cela l'étude s'est faite sur la plage [14-16 GHz]. Ainsi, ce multiplicateur de fréquence donne des bonnes valeurs de puissance pour une plage [14-15.3 GHz] ce qui correspond à [56-61.2 GHz] en sortie.

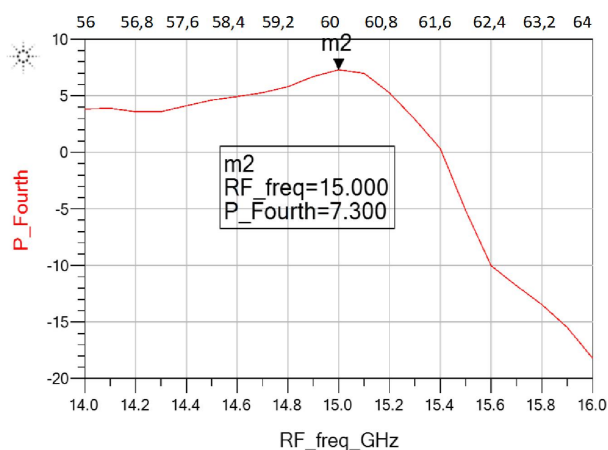


Figure 3.53. Puissance de sortie en fonction de la fréquence entrée/sortie. Puissance d'entrée est 0 dBm

Nous présentons sur les figures ci-dessous les réjections des différents signaux non-désirés présents en sortie du multiplicateur. Dans la bande passante du multiplicateur, la réjection des signaux adjacents peut atteindre 10.7 dB pour la troisième harmonique et 32.8 dB pour la cinquième harmonique autour de la fréquence 15 GHz (60 GHz) (Figure 3.54)

Concernant les autres fréquences indésirables, nous remarquons que pour la fondamentale, la réjection dépasse 34 dB sur toute la plage de fréquence de la bande passante, alors que pour la deuxième harmonique, cette réjection est supérieure à 18 dB (Figure 3.55).

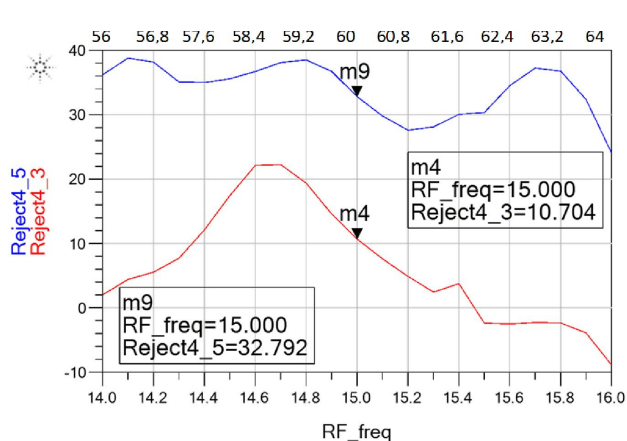


Figure 3.55. Réjection en dB des signaux adjacents la quatrième harmonique

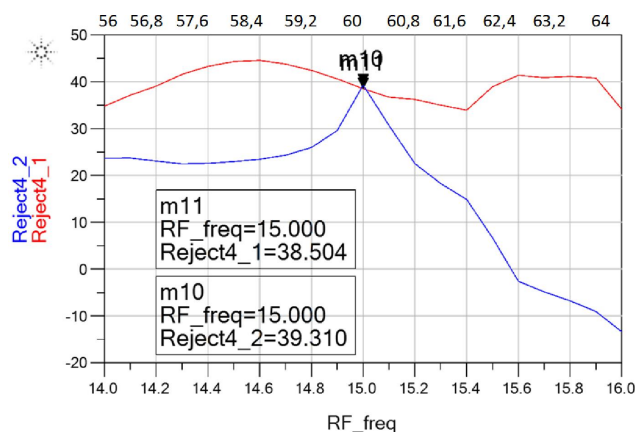


Figure 3. 55. Réjection en dB des autres signaux indésirables

Parmi les paramètres qui qualifient la performance de la chaîne de multiplication par 4, on trouve la puissance consommée par le circuit. Son évolution en fonction de la fréquence entrée/sortie est présentée sur la figure 3.56.

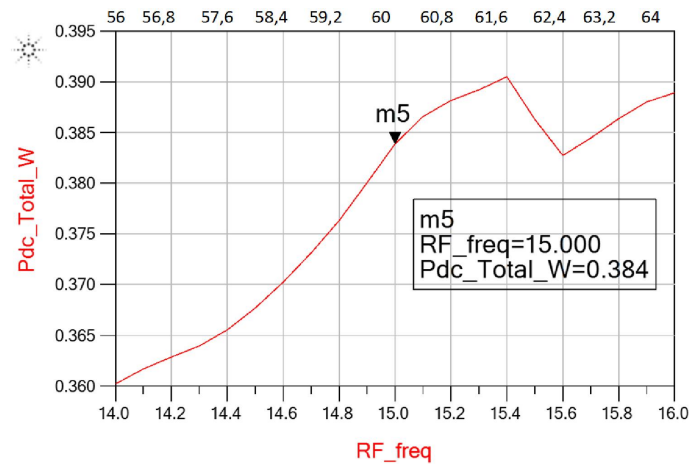


Figure 3.56. Puissance consommée par le multiplicateur de fréquence par 4 en fonction de la fréquence entrée/sortie

Nous constatons de la figure ci-dessus que la puissance consommée par le circuit final est de l'ordre de 384 mW autour de 15 GHz (60 GHz). Cette puissance ne dépasse pas 390 mW sur toute la bande passante.

Un autre paramètre qualifiant la performance du multiplicateur est l'efficacité. Cette grandeur est définie par le rapport de la puissance de la quatrième harmonique sur celle consommée par l'ensemble du circuit. Son évolution en fonction de la fréquence entrée/sortie est présentée sur la figure 3.57.

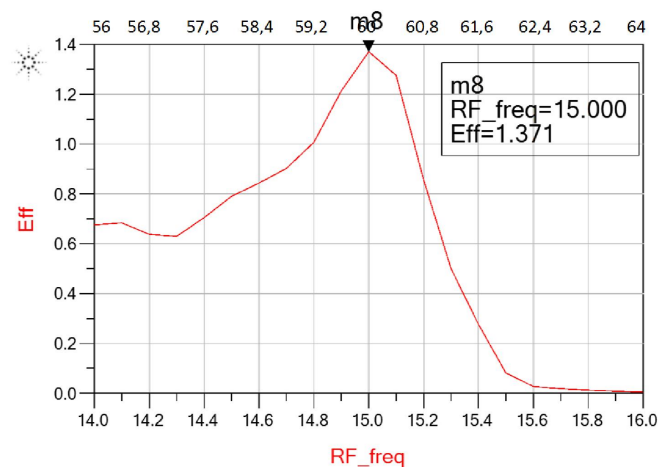


Figure 3.57. Efficacité du multiplicateur en fonction de la fréquence entrée/sortie

Comme illustre la figure ci-dessus, l'efficacité du circuit final atteint une valeur maximale de 1.37% autour de la fréquence 15 GHz (60 GHz).

Le bruit de phase comme détaillé dans le chapitre précédent, est un paramètre primordial pour une chaîne de multiplication. Le bruit de phase de la quatrième harmonique est dégradé de $20\log N$ [dBc/Hz], où N est le facteur de multiplication, par rapport au bruit du signal d'entrée. La simulation du bruit de phase présenté à l'entrée et en sortie du multiplicateur est illustrée par la figure ci-dessous.

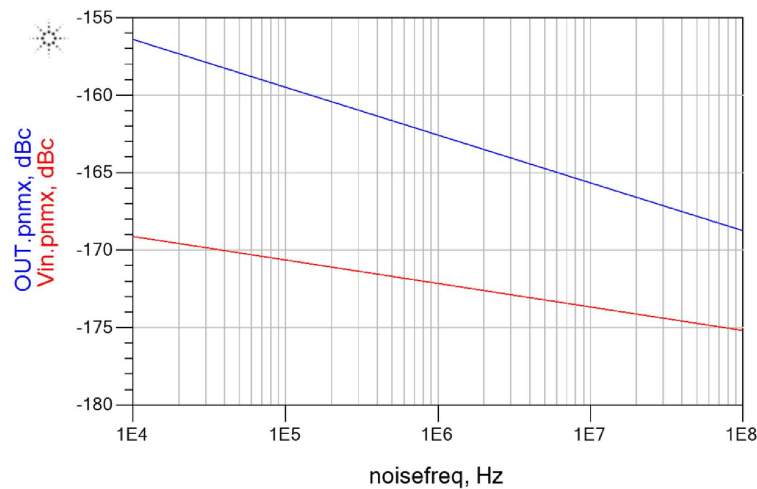


Figure 3. 58. Bruit de phase en bande latérale unique en entrée (rouge) et en sortie (bleu)

Étant donné que nous avons un facteur de multiplication de 4, nous nous attendons à ce que le bruit de phase du signal généré soit dégradé d'environ 12 dB. Ainsi, dans cette étude, nous nous intéressons à un décalage de 10 kHz et 100 kHz de la fréquence de la quatrième harmonique et nous avons obtenu -169dBc/Hz et -171dBc/Hz respectivement pour le signal d'entrée. La mesure du bruit de phase du générateur de signal a donné des valeurs de -156.5dBc/Hz et -159dBc/Hz à ces mêmes fréquences de décalage. Ces valeurs représentent effectivement une dégradation du signal ~ 12 dB (Figure 3.58), ce qui montre que la performance en bruit de phase de notre chaîne de multiplication est très proche de la limite théorique.

3.5.2.3.4 Dispersion technologique

Dans le but de s'assurer du bon fonctionnement de ce circuit, une étude de la dispersion technologique s'imposait. Elle consiste à faire varier les composants susceptibles d'évoluer durant le processus de fabrication. Ainsi nous allons effectuer une analyse de Monte Carlo avec une évolution uniforme de tous les éléments concernés. Cette évolution est typiquement de 5% et sera appliquée sur le modèle du transistor et les modèles de tous les autres éléments passifs tels que les lignes, les selfs, les capacités et les résistances.

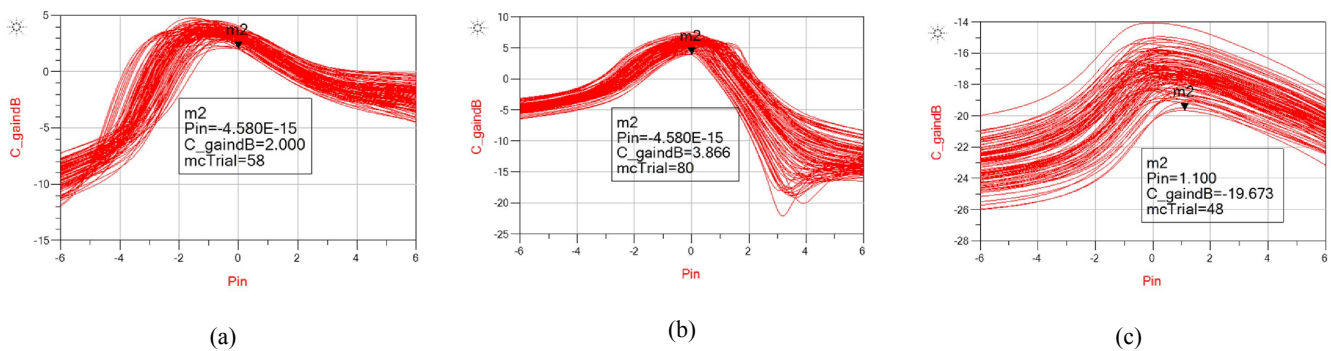


Figure 3.59. Influence de l'évolution technologique sur le gain de conversion.
(a) 14GHz (b) 15 GHz (c) 16 GHz

L'influence de l'évolution technologique sur le gain de conversion est tolérable comme le montre la figure ci-dessus. En effet nous observons des évolutions du gain de conversion en fonction du numéro d'itération, mais ces variations restent acceptables dans le sens où le pire cas de ces courbes 3.86 dB pour 15 GHz et 2 dB pour 14 GHz. La bande passante de ce multiplicateur est de l'ordre de 5.2 GHz (8.87%), puisque le signal de 16 GHz n'appartient pas à cette bande, il présente toujours une perte de conversion pour une puissance d'entrée de 0 dBm.

Le tableau suivant représente une étude comparative des performances de divers multiplicateurs de fréquence en différentes technologies à 60 GHz :

Tableau 3.5. Comparatif des performances de divers multiplicateurs de fréquence à 60 GHz

Références	Technologie	Type	Pout/Pin (dBm)	Fout (GHz)	BW %	Réjection (dB)	Pdc (mW)	Taille (mm ²)
[III.1]	0.15µm PHEMT	Sing. ×8	8/0	60 GHz	16.6	28	450	8
[III.2]	0.1µm InP HEMTs	Sing. × 4	0/6	60 GHz	8.3	20	90	0.79
[III.3]	90 nm CMOS	Bal.×4	-8.1/1.1	60 GHz	15.8	40	120	1.4
[III.4]	0.15µm AlGaAs/InGAs	Sing. ×12	0/-5	60 GHz	8.3	20	295	2.88
[III.5]	0.8µm SiGe HBT	Sing. ×2	-1.6/0	60 GHz	30	1	-	-
[III.6]	65 nm CMOS	Inj.× 4	-75/9	60 GHz	11.6	-	6.8	0.018
[III.7]	90 nm CMOS	Inj.×3	-24.7/0	60 GHz	15	-	23.8	0.09
[III.8]	0.15µm PHEMT	Sing. ×2	18/3	60 GHz	8.3	25	-	3.72
Ce travail	0.15 µm PHEMT	Sing ×4	7.33/0	60 GHz	8.87 %	11	384	2.88

Inj: injection locked (Injection verrouillé), sing: single-ended (asymétrique), bal: balanced (équilibré)

De ce récapitulatif, nous constatons que notre chaine de multiplication par 4 constituée d'un seul étage offre des meilleures performances en termes du gain de conversion et de la

puissance de sortie. La taille globale du circuit est de l'ordre de 2.88 mm^2 , cette taille est la plus petite par rapport aux multiplicateurs de fréquence présentés dans ce tableau, notamment ceux réalisés à base de la technologie GaAs.

3.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté nos travaux sur l'étude et la conception d'une chaîne de multiplication par 4 dont la présence est primordiale dans un récepteur RF pour faire la démodulation d'un signal RF. La chaîne de multiplication par 4 a été conçue par la technologie PH15 de la fonderie UMS. Cette chaîne de multiplication se compose d'un générateur d'harmoniques suivi par un filtre passe haut à deux pôles et un amplificateur buffer en sortie. Les résultats de simulations du circuit final obtenus montrent des bonnes performances en termes du gain de conversion pour une bande de 5.2 GHz. Une étude de la dispersion technologique a été effectuée afin d'analyser son influence sur le fonctionnement du circuit conçu, et des résultats satisfaisants sont présentés.

Bibliographie Chapitre 3

- [III-1] C. Karnfelt, R. Kozhuharov, H. Zirath, and I. Angelov, 'High-purity 60-GHz-Band Singlechip x8 Multipliers in pHEMT and mHEMT Technology', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 54, 2887–2898. June 2006
- [III-2] M. Schefer, 'Integrated Quadrupler Circuit in Coplanar Technology for 60 GHz Wireless Applications', IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 355–358. 2002
- [III-3] G. Souliotis, F. Plessas*, F. Liakou and M. Birbas, A 90 nm CMOS 15/60 GHz frequency quadrupler, International Journal of Electronics, Vol.17, No.1, 2012.
- [III-4] M. Ito, S. Kishimoto, T. Morimoto, Y. Hamada, and K. Maruhashi, 'Highly Integrated 60 GHz-band x12 Multiplier MMIC', IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1697–1700. 2006.
- [III-5] G. Liu, A.C. Ulusoy, A. Trasser, and H. Schumacher, '60-80 GHz Frequency Doubler Operating Close to f_{max} ', in Asia-Pacific Microwave Conference, pp. 770–773. 2010.
- [III-6] S.Hara,, T.Sato, R.Murakami, K.Okada,, and A.Matsuzawa,'60 GHz Injection Locked Frequency Quadrupler', Asia Pacific Microwave Conference, pp. 2268–2271. 2009
- [III-7] W.L. Chan, and J.R. Long, 'A 56–65 GHz Injection-locked Frequency Tripler With Quadrature Outputs in 90-nm CMOS', IEEE Journal of Solid State Circuits, 43, 2739–2746. 2009.
- [III-8] Y. Kim, S. Song, K.S. Seo, and Y. Kwon,'60 GHz Flip-chip Mounted Frequency Doubler/PA Chain MMIC with Low Input Power and High Output Power', IEEE Radio and Wireless Symposium, pp. 411–414. 2008.
- [III-9] J. Guillory, E. Tanguy, A. Pizzinat, B. Charbonnier, S. Meyer, C. Algani, H. Li," A 60 GHz Wireless Home Area Network With Radio Over Fiber Repeaters", Journal of Lightwave Technology, Vol. 29, No. 16, August 15, 2011.
- [III-10] S. Mazer, " Étude de circuits pour la liaison ultra large bande type MB-OOK", Thèse de doctorat en électronique et traitement du signal, Université Marne-La-vallée, 2006.
- [III-11] M. Crandall: Buffer Amplifiers Solve VCO Problems, www.maxim-ic.com.
- [III-12] S. Dréan, "Oscillateur de puissance en ondes millimétriques", Thèse de doctorat en électronique, Université Bordeaux 1, 19 Décembre 2012.
- [III-13] K. W. Kobayashi, D. C. Streit, D. K. Umemoto, T. R. Block, A. K. Oki, "A Monolithic HEMT-HBT Direct-Coupled Amplifier with Active Input Matching", IEEE Microwave and guided wave letters, Vol. 6, No. 1, January 1996.
- [III-14] I. D. Robertson and S. Lucyzyn, RFIC and MMIC Design and Technology. The Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom, 2001, pp. 225-226.

Chapitre 4. Etude et conception d'un mélangeur à réjection de fréquence image dans la bande millimétrique

4.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons étudier et concevoir un mélangeur à réjection de fréquence image dans la bande millimétrique. Ce mélangeur est conçu en utilisant le procédé PH15 de la fonderie UMS [IV-1]. Il fait partie d'un récepteur RF pour faire la démodulation d'un signal RF de fréquence de 57.5 GHz à l'aide d'un signal OL de 60 GHz pour obtenir un signal intermédiaire de 2.5 GHz.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons présenter une étude sur la caractérisation du transistor PHEMT, ensuite nous allons concevoir le circuit mélangeur cascode comme première étape pour la conception du circuit final du mélangeur à réjection. La deuxième partie est consacrée à l'étude et la conception de deux types de diviseurs de puissance. Dans la dernière partie, nous concevrons le circuit mélangeur à réjection de fréquence image, ensuite des premiers résultats de simulation seront présentés.

4.2. Schéma de principe d'un mélangeur à réjection de fréquence image

Dans le cas d'un récepteur superhétérodyne, une porteuse de fréquence pourra être démodulée en réglant l'oscillateur local à la fréquence $F_{OL} = F_{RF} + F_{FI}$. Une autre porteuse de fréquence F'_{RF} telle que $F'_{RF} = F_{OL} + F_{FI}$ produirait la même différence $|F_{OL} - F_{RF}|$. Si ces deux signaux sont présents en amont du mélangeur, ils se retrouveront simultanément dans la bande passante du filtre FI. La fréquence F'_{RF} , non désirée, est située à une distance $2F_{FI}$ de la fréquence F_{RF} et est appelée fréquence image [IV-2].

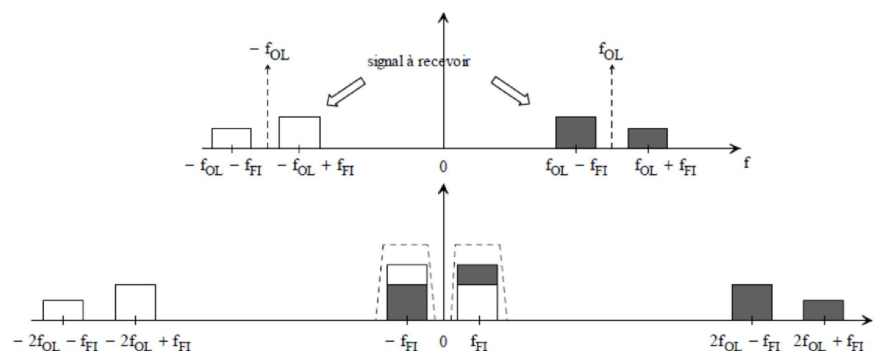


Figure 4.1. Problème de fréquence image

Plusieurs procédés permettent de rejeter la fréquence image, afin d'empêcher la sélection simultanée de deux émetteurs. Un mélangeur classique n'offre qu'une réjection faible (voire nulle) de la fréquence image. Cependant, un mélangeur à réjection d'image aussi appelé modulateur à bande latérale unique permet de supprimer cette fréquence particulièrement critique dans le cas des récepteurs.

La réjection de la fréquence d'image se fait, soit par filtrage, soit par la méthode d'opposition des phases. La méthode par filtrage consiste tout simplement à filtrer la fréquence image au niveau de l'accès RF si les fréquences porteuses sont en quelques centaines de MHz, par contre si ces fréquences porteuses approchent les centaines de GHz, le filtrage est plus délicat.

Les mélangeurs basés sur la méthode d'opposition de phase viennent pour surmonter ce problème de fréquence image. La figure 4.2 représente un schéma bloc d'un mélangeur à réjection de fréquence image. Le mélangeur est constitué de deux mélangeurs bigrilles identiques et de trois diviseurs de puissance. Le signal à l'accès RF est divisé en deux signaux de même puissance déphasés de 90° et qui attaquent les deux entrées des deux mélangeurs. De même pour le signal OL, il est divisé en deux signaux en phase de même puissance pour attaquer les deux autres entrées de chacun des deux mélangeurs. Les deux signaux de sortie sont transférés aux entrées d'un coupleur hybride 90° . La première sortie du coupleur hybride extrait le signal FI provenant de la fréquence RF en bande latérale inférieure (LSB) alors qu'elle rejette le signal image IM provenant de la fréquence RF en bande latérale supérieure (USB). La deuxième sortie du coupleur assure le fonctionnement inverse.

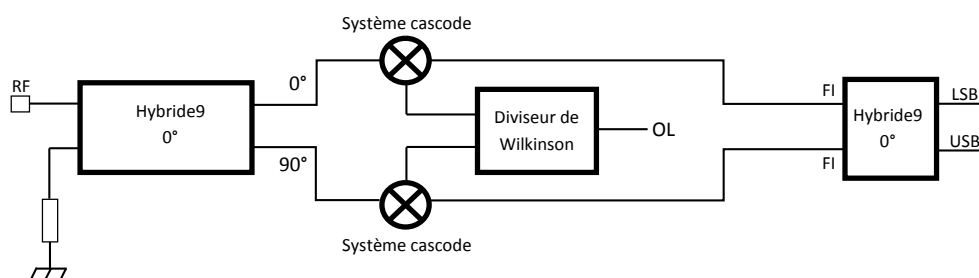


Figure 4.2. Schéma bloc d'un mélangeur à réjection de fréquence d'image

4.3. Etude caractéristique du composant PHEMT « PH15NHF »

4.3.1 Dimensionnement du transistor

Dans notre application, des transistors ayant un gain élevé avec un niveau minimal du bruit sont à privilégier. Ainsi, la technologie PH15 de la fonderie UMS a été choisie, ses caractéristiques typiques sont présentées dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1. Données typiques de la technologie PHEMT utilisée

Paramètres	Valeurs
Densité de puissance	300mW/mm
Longueur de grille	0.15 μm
I_{ds_sat}	220 mA/mm
V_{BDS}	> 4.5 V
Fréquence de coupure	110 GHz
Tension de pincement	- 0.7 V
Gm max	640 ms/mm
Bruit/Gain	1.9dB/6dB @ 60 GHz

Le composant étudié, caractérisé et ainsi utilisé pour la conception du circuit mélangeur possède les dimensions suivantes :

- Longueur de grille $L_u = 0,15 \mu\text{m}$.
- Largeur de grille $W_u = 75 \mu\text{m}$.
- Nombre de doigts de grille $N = 2$.

4.3.2 Caractéristiques I/V du composant PHEMT

L'étude des caractéristiques I/V du transistor PHEMT sera la première étape pour concevoir un circuit de mélangeur. Dans cette étude, nous allons tracer l'évolution du courant du drain I_{ds} en fonction de la tension V_{ds} dans le but d'avoir une idée sur la région de polarisation convenable pour un fonctionnement non-linéaire du transistor.

La figure 4.3 représente les caractéristiques statiques du transistor PHEMT. Les résultats de simulations sont obtenus à l'aide du logiciel ADS/Eesof.

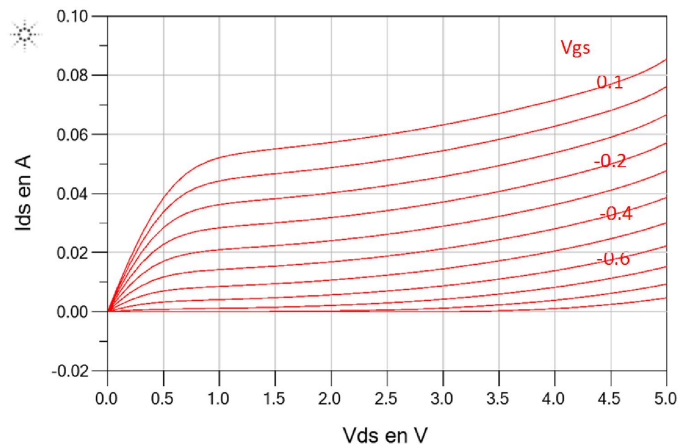


Figure 4.3. Caractéristiques I/V du transistor PHEMT pour une largeur de grille de $2 \times 75 \mu\text{m}$

Comme le montrent les caractéristiques statiques du transistor PHEMT, nous pouvons constater que pour un fonctionnement du PHEMT dans une zone non-linéaire, la tension du drain-source appliquée doit être supérieure à 0.5V avec une polarisation de grille nulle. Nous constatons également que la zone proche de la zone d'avalanche du PHEMT est convenable aussi pour un fonctionnement non-linéaire.

4.3.3 Etude de stabilité

L'analyse de stabilité du composant PHEMT permet de prévenir le circuit contre d'éventuelles oscillations pouvant entraîner un dysfonctionnement du circuit final. Ainsi, il est obligatoire de s'assurer que les impédances présentées aux différents accès du transistor ne rendent pas ce dernier instable.

Plusieurs paramètres peuvent être utilisés pour estimer la stabilité d'un circuit en petit signal. Le plus connu est le facteur de Rollet K . L'outil *Stabfact* est un indicateur numérique qui permet de visualiser le facteur de stabilité K du composant. Le composant est inconditionnellement stable pour $K \geq 1$. Pour un facteur $K < 1$, le composant est conditionnellement stable.

Les figures 4.4 et 4.5 représentent le facteur de stabilité K à l'entrée et en sortie du mélangeur respectivement.

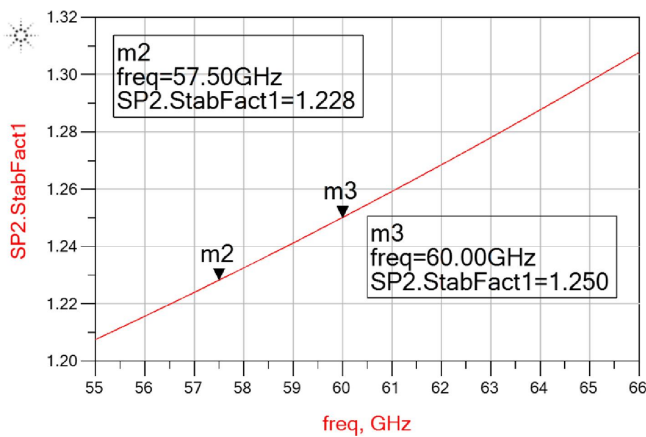


Figure 4.4. Facteur de stabilité du transistor PHEMT pour $V_{ds}=1V$ et $V_{gs}=-0.1V$ sur la bande [55-66] GHz

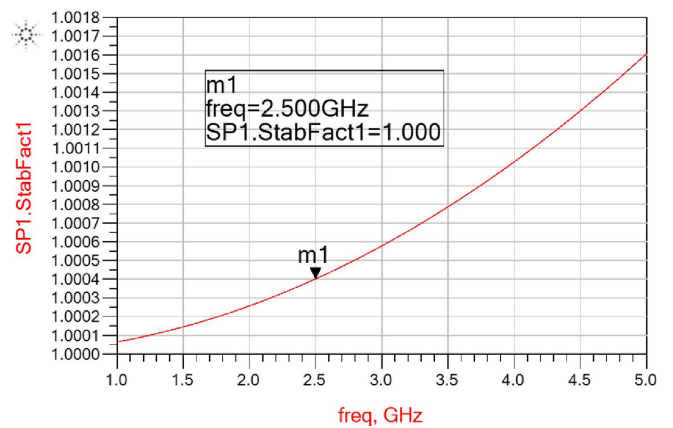


Figure 4.5. Facteur de stabilité du transistor PHEMT pour $V_{ds}=1V$ et $V_{gs}=-0.1V$ sur la bande [1-5] GHz

D'après la figure 4.4, le facteur de stabilité est supérieur à 1 sur une bande de [56-66] GHz, il s'agit donc d'un cas de stabilité inconditionnelle. De même pour la bande [1-5] GHz (Figure 4.5), le facteur de stabilité égal à 1 ce qui implique que le composant PHEMT est inconditionnellement stable.

4.4. Analyse et conception d'un mélangeur cascode

4.4.1 Modélisation du système cascode

Le mélangeur cascode est un élément clé pour la réalisation d'un mélangeur à réjection. Ce mélangeur comporte deux transistors dont l'accès source de l'un est connecté à l'accès drain de l'autre. Les deux grilles du cascode servent ainsi pour l'injection des signaux RF et OL sur les grilles du mélangeur (RF sur la grille de bas 'G1' et le signal OL sur la grille du haut 'G2') (Figure 4.6). L'un des deux transistors doit fonctionner dans la zone linéaire tandis que l'autre fonctionne en zone non-linéaire [IV-3].

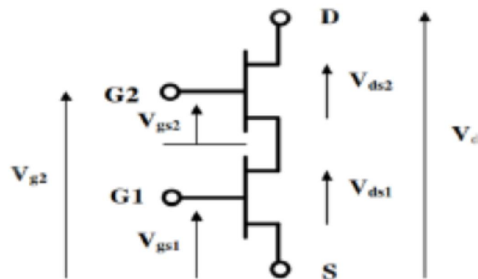


Figure 4.6. Mélangeur cascode à base du transistor PHEMT

Les tensions appliquées sont V_{dd} , V_{g2} , et V_{gs1} . Les tensions entre grille et source de chaque PHEMT contrôlent leur courant drain. La tension V_{gs1} est directement appliquée sur la grille 1 et par conséquent le courant drain du PHEMT1 est facilement contrôlable par la source externe. Ce n'est pas le cas du PHEMT2 puisque la tension V_{gs2} dépend de V_{g2} appliquée sur la grille 2 et de V_{ds1} mesurée au point inaccessible de connexion des deux PHEMTs. La tension V_{ds1} est une tension flottante comprise entre 0 et V_{dd} , la valeur retenue est celle permettant l'égalité des courants drains des deux PHEMTs [IV-4] [IV-5].

Le montage cascode de deux transistors PHEMT impose des relations de tension et de courant qui fixent le point de fonctionnement du montage. Pour polariser les composants, trois sources d'alimentation continues sont nécessaires :

$$I_{ds1} = I_{ds2} \quad (4.1)$$

$$V_{ds1} + V_{ds2} = V_{dd} \quad (4.2)$$

$$V_{gs2} = V_{g2s} - V_{ds1} \quad (4.3)$$

4.4.2 Etude statique du montage cascode

L'étude statique permet de visualiser les zones de fonctionnement non-linéaire qui nous renseignent sur les régions de polarisation du montage cascode. La figure 4.7 représente les caractéristiques I/V du montage cascode de deux transistors PHEMT.

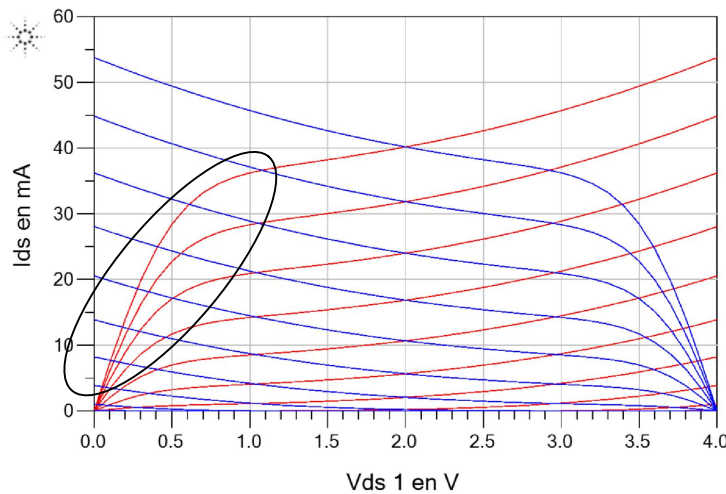


Figure 4.7. Caractéristiques I/V du montage cascode pour différentes valeurs de V_{gs1} et V_{gs2}

Les caractéristiques I/V du système cascode sont tracées pour différentes valeurs de tension V_{gs1} et pour différentes valeurs de V_{gs2} .

La zone encadrée représente la zone non-linéaire où le cascode doit être polarisé afin d'obtenir un bon fonctionnement du mélangeur (PHEMT1) et un meilleur gain de conversion (PHEMT2).

4.4.3 Choix du point de polarisation

Dans le but de maximiser la puissance FI présente en sortie du système cascode utilisé comme mélangeur, nous procédons aux variations des tensions de polarisations appliquées sur les deux grilles des deux transistors PHEMT (V_{gs1} et V_{gs2}). La figure 4.8 représente les puissances FI disponibles en sortie du système cascode en fonction de la tension de polarisation V_{gs2} pour différentes valeurs de V_{gs1} .

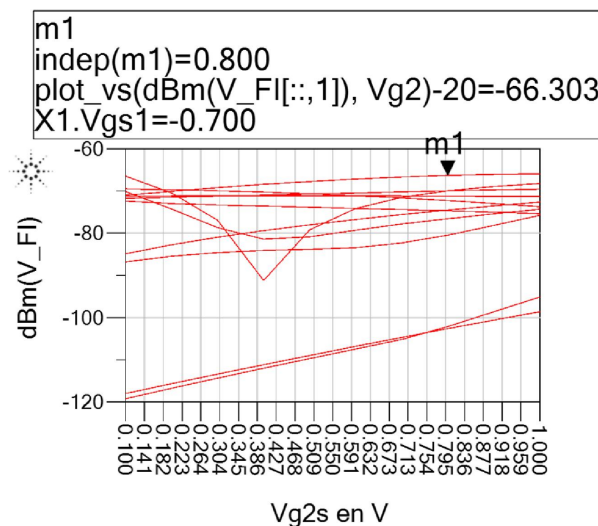


Figure 4.8. Puissances FI disponibles en sortie du système cascode en fonction de V_{g2s} pour différentes valeurs de V_{gs1}

Ces courbes ci-dessus représentent l'évolution de la puissance FI disponible en sortie du mélangeur en fonction de V_{g2s} et pour des puissances injectées fixées ($P_{OL}=10$ dBm et $P_{RF}=-20$ dBm). D'après ces courbes nous constatons que la puissance FI est maximale pour $V_{g2s} = 0.8$ V et $V_{gs1} = -0.7$ V.

4.4.4 Analyse en paramètres S du système cascode

Cette analyse est effectuée pour le point de polarisation optimum ($V_{gs2} = 0.8$ V et $V_{gs1} = -0.7$ V). Son but est de s'informer sur les impédances vues aux entrées et en sortie du système cascode et sur toute la gamme de fréquence comprise entre 1 et 70 GHz.

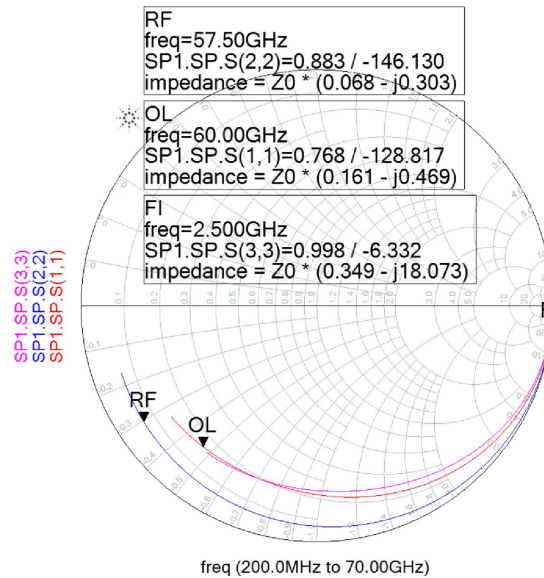


Figure 4.9. Paramètres de réflexions aux trois accès du système cascode sur la bande [1-70] GHz

La figure 4.9 illustre les paramètres S de réflexions sous forme d'impédances dans la bande de fréquence [1-70] GHz. Ces trois réponses (S_{11} , S_{22} et S_{33}) respectivement pour les accès OL, RF et FI sont bien contenues dans l'abaque de Smith, ceci signifie que toutes les impédances obtenues par ces courbes sont à parties réelles positives.

4.4.5 Analyse dynamique : compression, gain de conversion et isolation

L'analyse dynamique du système cascode nous permet d'obtenir la valeur optimale de la puissance OL injectée permettant de maximiser le gain de conversion du mélangeur. La figure 4.10 représente la puissance FI de sortie en fonction de la puissance OL injectée. La puissance RF est fixée à -30 dBm.

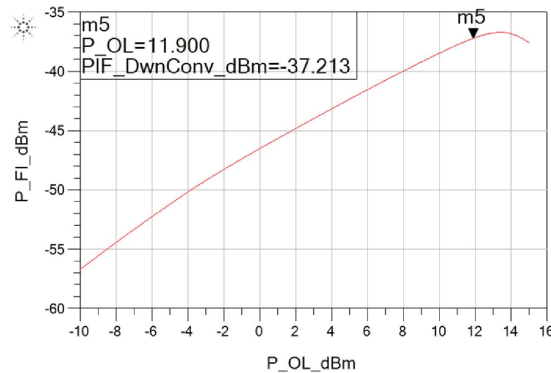


Figure 4.10. Evolution de la puissance FI de sortie en fonction de la puissance OL injectée. $P_{RF}=-30\text{dBm}$

D'après la figure 4.10, nous pouvons constater que la puissance FI atteint son début de saturation pour une puissance OL injectée de 12 dBm. Cette valeur trouvée de P_{FI} correspond à un gain de conversion maximal.

En fixant la puissance OL injectée à 12 dBm, nous pouvons nous renseigner sur la compression du mélangeur cascode en variant la puissance RF injectée.

La figure 4.11 représente l'évolution de la puissance FI de sortie en fonction de la puissance RF injectée.

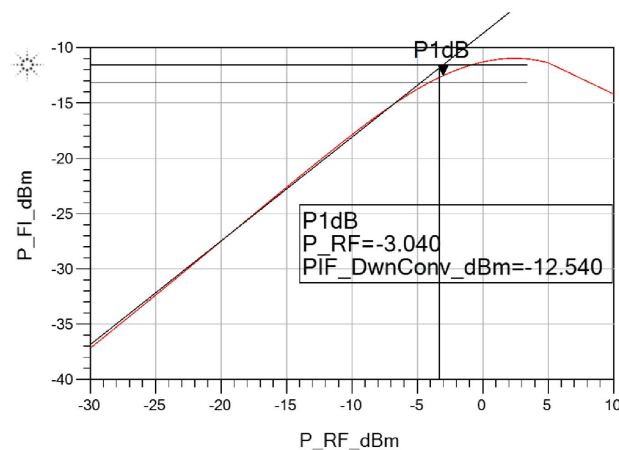


Figure 4.11. Evolution de la puissance FI de sortie en fonction de la puissance RF injectée

D'après la figure 4.11, le point de compression 1dB est obtenu pour une puissance RF injectée de -3 dBm ceci correspond à une puissance FI de -12.5 dBm.

Nous pouvons également exprimer le gain de conversion en fonction de la puissance RF injectée.

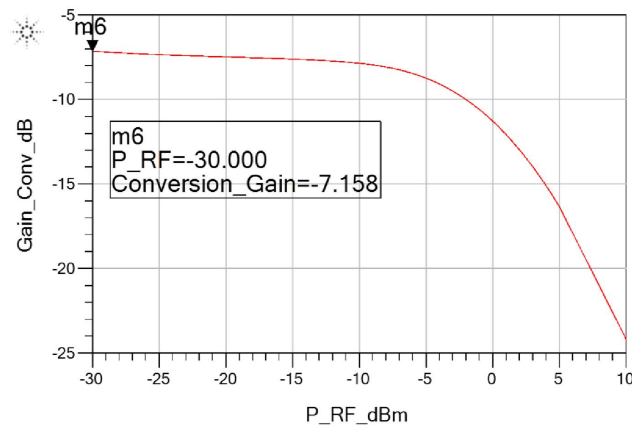


Figure 4.12. Gain de conversion en fonction de la puissance RF

De la figure ci-dessus, nous constatons un gain de conversion constant puis il subit une décroissance qui correspond à la saturation de la puissance FI en sortie du mélangeur. Nous constatons également que la valeur du gain de conversion pour une puissance RF injectée de -30 dBm est de -7 dB.

Une dernière étude pour compléter l'analyse dynamique du système cascode est la vérification des isolations entre ses divers accès. Ces isolations sont obtenues en affichant les différentes puissances des différentes raies présentées sur chaque voie du système cascode.

Les résultats du tableau 4.2 sont obtenus pour des puissances injectées RF et OL respectivement -30 dBm et 12 dBm avec accès non adaptés.

Tableau 4.2. Puissances sur chaque accès du système cascode

Accès	$P_{RF}(dBm)$	$P_{OL}(dBm)$	$P_{FI}(dBm)$
Entrée RF	-33	-7	-63
Entrée OL	-52	10.7	-57.5
Sortie FI	-34	6.4	-37

D'après le tableau ci-dessus, nous pouvons déduire une forte isolation entre les accès. Une isolation de l'ordre de 18 dB de l'accès OL vers l'accès RF et de 19 dB d'isolation de l'accès RF vers l'accès OL. Ces isolations sont dues aux caractéristiques naturelles d'isolations entre les deux grilles du système cascode. L'isolation de l'accès FI vers l'accès

RF est de 26 dB. Les autres isolations telles que l'isolation des accès RF et OL vers l'accès FI seront obtenues grâce à une structure doublement équilibrée. L'isolation de l'accès FI vers l'accès OL peut être obtenue en adoptant chaque accès à sa fréquences (RF à 57.5 GHz, OL à 60 GHz et FI à 2.5 GHz).

4.5. Diviseurs de puissance : Coupleur hybride 90°/ diviseur de Wilkinson

Dans les mélangeurs doublement équilibrés, les diviseurs de puissances sont largement utilisés. Pour la conception du circuit de mélangeur à réjection de fréquence image, deux types de diviseurs de puissances sont employés : coupleur hybride 90° et diviseur de Wilkinson.

4.5.1 Coupleur hybride 90°

Ces types de circuits sont composés de quatre lignes de transmission quart d'onde dont deux d'impédance caractéristique Z_0 (50Ω) et deux autres d'impédance caractéristique $Z_0/\sqrt{2}$ (~35Ω), comme montré sur la figure 4.13.

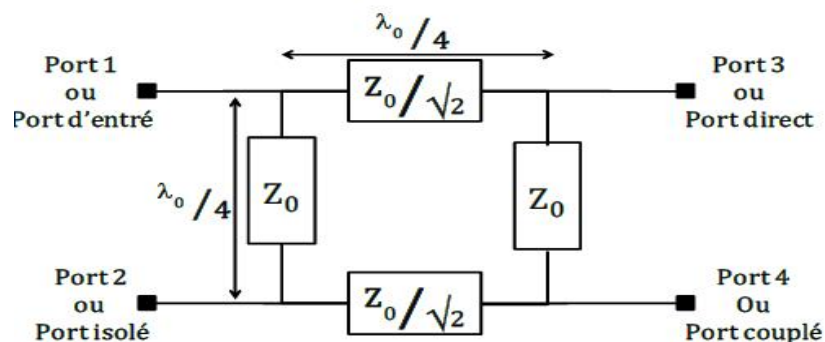


Figure 4.13. Structure de base d'un coupleur hybride 90°

Un coupleur hybride parfait divise en quadrature un signal entrant par le port 1 entre le port 3 (port direct) et le port 4 (port couplé). Les paramètres S de ce dispositif entre les ports 1, 3, 4 sont $S_{31} = -jS_{41} = -3$ dB. Quant au port 2, port isolé, il ne reçoit aucune énergie. Le coupleur 3dB est un composant à 4 accès (port 1 à 4) appelé quadri-porte. La matrice de répartition d'un quadri-porte est la suivante :

$$[B] = [S]:[A] \Rightarrow \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Pour obtenir un coupleur 3dB 90°, on prendra en compte les considérations suivantes :

Tout d'abord on considère que les ports du coupleur sont adaptés, c'est-à-dire les termes de la diagonale de la matrice de répartition sont tous nuls : $S_{ii}=0 \Rightarrow S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{44}=0$.

De plus il faut que chaque port ne soit couplé qu'à 2 autres ports, le dernier des quatre étant isolé. Ainsi le port 1 est isolé du port 2 (et réciproquement) et le port 3 est isolé du port 4 (et réciproquement), d'où : $S_{21}=S_{12}=S_{34}=S_{43}=0$.

Il faut également que le coupleur soit symétrique d'où : $S_{13}=S_{31}$; $S_{14}=S_{41}$; $S_{23}=S_{32}$ et $S_{42}=S_{24}$. La matrice de répartition devient :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{24} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

D'autre part, en choisissant les plans de référence de manière à avoir des termes purement imaginaires : $S_{14}=S_{23}=j\beta$ et des termes réels $S_{13}=S_{24}=\alpha$, nous obtiendrons des signaux qui seront déphasés de 90° entre les ports 3 et 4. La matrice de répartition devient :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \alpha & j\beta \\ 0 & 0 & j\beta & \alpha \\ \alpha & j\beta & 0 & 0 \\ j\beta & \alpha & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

En appliquant la conservation d'énergie à la matrice de répartition, on obtient 4 relations indépendantes :

$$\begin{aligned} |S_{13}|^2 + |S_{14}|^2 &= 1 \\ |S_{23}|^2 + |S_{24}|^2 &= 1 \\ |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 &= 1 \\ |S_{14}|^2 + |S_{24}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\text{Soit } |\alpha|^2 + |j\beta|^2 = 1$$

De sorte à avoir des signaux de même amplitude sur les ports 3 et 4, il faut que $\alpha = \beta$.
Nous obtenons ainsi $\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$

On définit le niveau d'affaiblissement comme le transfert maximum de puissance entre deux ports soit $-20\log\alpha = -20\log(1/\sqrt{2}) = 3\text{dB}$, c'est-à-dire qu'entre le port 3 (ou 4) et le port 1, nous avons une atténuation de 3 dB.

Finalement la matrice de répartition d'un coupleur idéal 90° 3dB est la suivante :

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Plusieurs critères de performance doivent être pris en compte lors de la conception des circuits de coupleurs. Parmi ceux utilisés pour évaluer les coupleurs on trouve :

- Les pertes d'insertion ou le coefficient de réflexion (S_{11}) : elles représentent les pertes de désadaptation
- Le facteur de couplage : indique la fraction de puissance d'entrée qui sera couplée à un de ses ports :

$$\text{Couplage dB} = -20\log|S_{14}| = -20\log|S_{41}| \quad (4.6)$$

- L'isolation : est une mesure du découplage entre l'entrée du signal et la voie isolée.

$$\text{Isolation dB} = -20\log|S_{12}| = -20\log|S_{21}| \quad (4.7)$$

- La directivité est le rapport entre la puissance délivrée au port couplé et le port isolé, elle est définie comme :

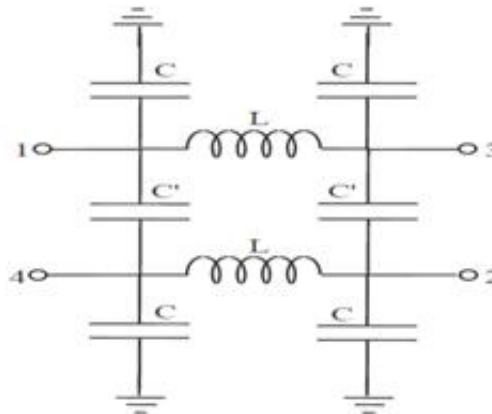
$$\text{Directivité dB} = I-C \quad (4.8)$$

L'inconvénient majeur de ce coupleur est sa taille importante du fait de l'utilisation de lignes quart d'onde. Les surfaces occupées par ce type de coupleurs les rendent extrêmement coûteux lorsqu'ils doivent être co-intégrés avec des MMIC, ce qui limite fortement leur utilisation.

Pour remédier à ce problème, il est impératif de réduire la taille des branches du coupleur soit en utilisant des éléments localisés ou en réduisant la taille du coupleur.

4.5.1.1 Coupleur hybride en éléments localisés

Cette topologie consiste à l'utilisation d'éléments localisés, c'est-à-dire que l'on vient reporter à la surface du circuit des composants de types capacitifs ou inductifs. Comme le figure 4.14. Ainsi il est possible de schématiser le déphaseur à base de circuit hybride en éléments localisés. On remarque que ce circuit est composé de capacités reliées à la masse, des capacités simples ainsi que des bobines.



Les valeurs des éléments ont été choisies après la conversion des éléments distribués en éléments localisés :
Figure 4.14. Coupleur hybride en éléments localisés

Les valeurs des condensateurs sont données par:

$$C' = \frac{1}{\omega \cdot Z_0} \quad C = \frac{1}{\omega^2 \cdot L} - C' \quad (4.9)$$

Les valeurs de L sont données par les équations suivantes :

$$L = \frac{Z_0}{\omega \cdot \sqrt{1 + \omega \cdot C' \cdot Z_0}} \quad (4.10)$$

4.5.1.2 Coupleur hybride à taille réduite

La solution proposée par Hirota pour réduire la taille du coupleur hybride consiste à remplacer les lignes quart d'onde par des circuits équivalents de plus petites tailles. Le principe illustré sur la figure 4.15 est le suivant : la ligne quart d'onde est constituée d'une inductance série et d'une capacité parallèle distribuées. L'inductance et la capacité distribuées d'une ligne de transmission plus courte que la ligne quart d'onde seront naturellement plus faibles. L'approche proposée consiste à compenser la chute d'inductance par une augmentation de l'impédance caractéristique de la ligne et à compenser la perte de capacité en ajoutant des condensateurs localisés aux extrémités de la ligne.

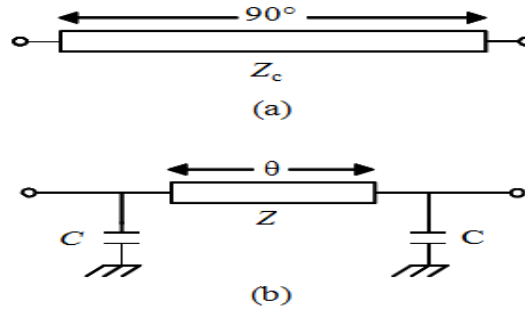


Figure 4.15. Ligne de transmission quart d'onde (a) et son équivalence à taille réduite(b)

Les conditions d'équivalence de ces deux circuits peuvent être déterminées en examinant leurs matrices admittance, $[Y_a]$ et $[Y_b]$, qui sont définies par :

$$[Y_a] = \frac{1}{jZ_0} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$[Y_b] = \begin{bmatrix} \frac{\cos \theta}{jZ \sin \theta} + j\omega C & \frac{1}{jZ \sin \theta} \\ \frac{1}{jZ \sin \theta} & \frac{\cos \theta}{jZ \sin \theta} + j\omega C \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Où Z_0, Z, θ et ω sont, respectivement, l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde, l'impédance caractéristique de la ligne réduite, le déphasage électrique de la ligne réduite et la fréquence angulaire.

Les deux circuits sont équivalents si leurs matrices sont égales, et dans ce cas nous obtenons :

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{Z_0}{Z}\right) \quad C = \frac{\cos \theta}{\omega Z C} \quad (4.12)$$

Dans ce cas, pour obtenir une adaptation sur 50Ω , l'impédance caractéristique des branches du coupleur est de $70,7 \Omega$, la longueur de branches séries est de $1/8$ de longueur d'onde et celle des branches parallèles de $1/12$ de longueur d'onde (Figure 4.16).

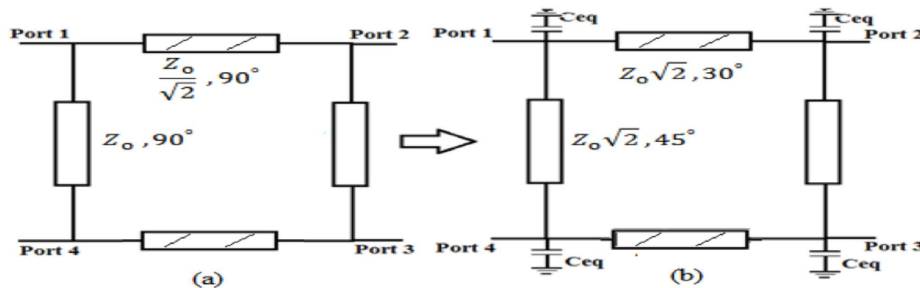


Figure 4.16. Schéma du coupleur classique(a) et de taille réduite (b)

4.5.2 Coupleur de Wilkinson

Le coupleur de Wilkinson est un coupleur 0-180° qui est presque toujours utilisé comme diviseur de puissance 3dB. La puissance incidente au port 1 est alors divisée de manière égale entre les ports de sortie 2 et 3 qui sont mutuellement isolés. De la même manière, les puissances incidentes aux ports 2 et 3 se recombinaient en phase au port 1. L'isolation et l'adaptation des deux ports 2 et 3 sont garanties par une résistance égale au double de l'impédance de référence du coupleur.

Le coupleur permet une bonne adaptation des ports avec des pertes faibles et offre une très bonne isolation entre les voies de sortie. Les propriétés de cette structure sont dues à sa symétrie. Il est donc possible d'obtenir aisément une bande de fréquence de fonctionnement assez large [IV-6]. La matrice S d'un coupleur de Wilkinson est définie par:

$$S_{\text{Wilkinson}} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & j \\ j & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Un coupleur de Wilkinson peut être réalisé à partir de deux lignes de transmission de longueur $\lambda/4$ et d'impédance caractéristique $(\sqrt{2} Z_0)$.

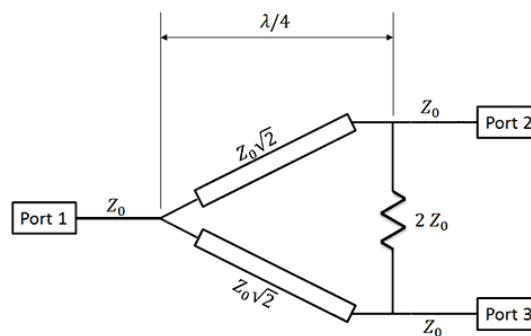


Figure 4.17. Coupleur de Wilkinson

De la même manière que précédemment, la taille du coupleur de Wilkinson peut être réduite par l'utilisation de circuit équivalent en éléments localisés. La bande de fréquence de fonctionnement de cette version localisée est alors environ deux fois plus réduite que celle de la version distribuée à lignes de transmission. On notera qu'il est possible de mettre en œuvre une topologie plus perfectionnée du coupleur de Wilkinson qui permet d'élargir la bande de fonctionnement pour un encombrement sensiblement identique [IV-7].

4.5.3 Simulations du coupleur hybride 90°

Le mélangeur à réjection de fréquence image nécessite deux coupleurs hybrides à éléments localisés. Le premier coupleur va être placé en entrée du mélangeur à réjection pour injectée la puissance RF, et l'autre coupleur pour récupérer la puissance FI. Ainsi, Afin de fixer les valeurs des composants formant le circuit du coupleur, nous nous fixons une fréquence de fonctionnement du diviseur. Cette fréquence est de 57.5 GHz pour le coupleur d'entrée et de 2.5 GHz pour celui de sortie.

Pour la fréquence 57.5 GHz, les valeurs des capacités et des inductances sont :

$$C' = 0.0575 \text{ pF} \quad C = 0.0226 \text{ pF} \quad L = 0.096 \text{ nH}$$

La figure 4.18 illustre les performances en paramètres S du coupleur hybride 90° pour une fréquence de 57.5 GHz.

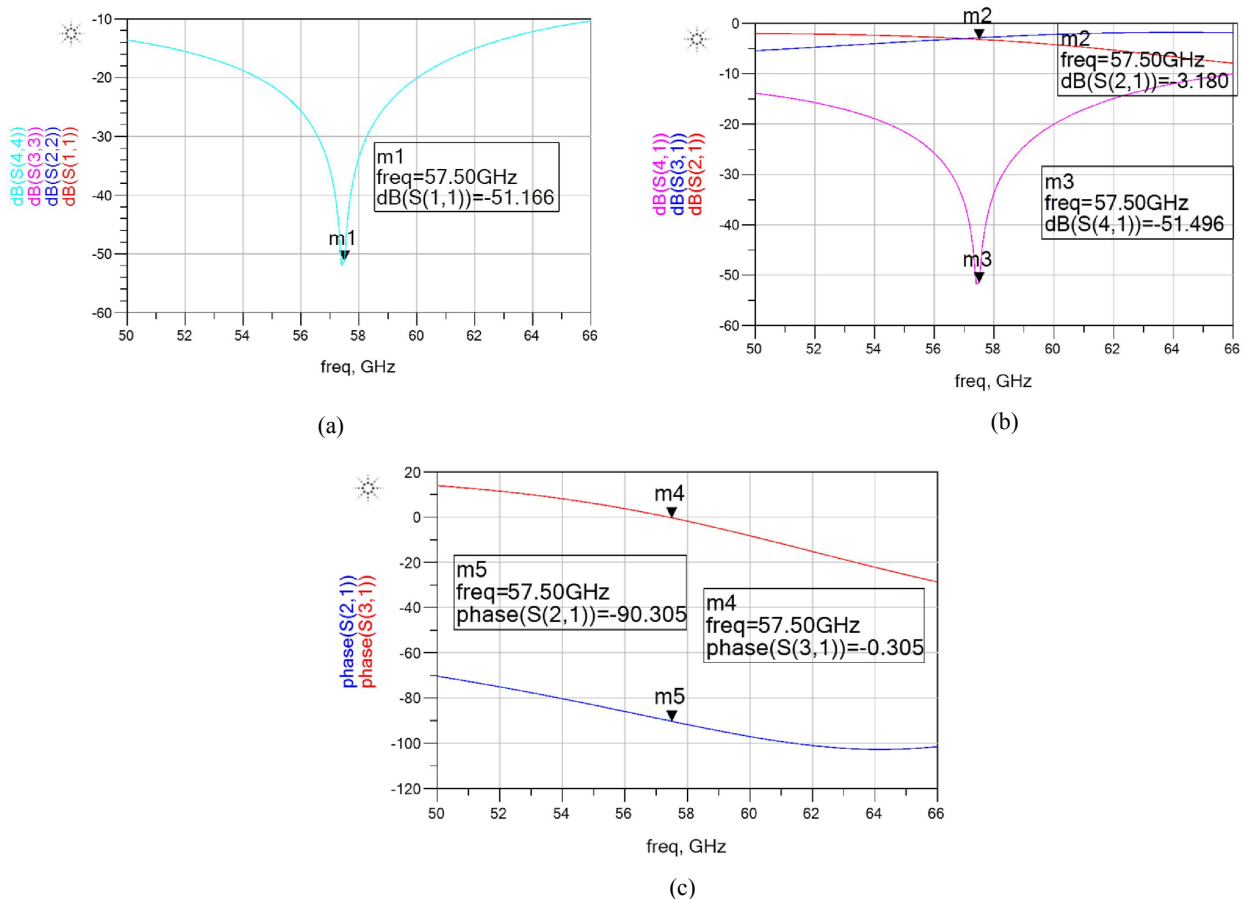


Figure 4.18. Performances du coupleur hybride 90° pour la fréquence 57.5GHz

- (a)- Coefficients de réflexion des quatre ports
- (b)- Transmission (S21), couplage (S31) et isolation (S41)
- (c)- Différence de phase simulée entre les voies directe et couplée

De la figure 4.18-(a), nous pouvons constater que les quatre ports du coupleur sont parfaitement adaptés sur 50Ω à la fréquence de conception de 57.5 GHz. Les coefficients de réflexion de chacun des ports sont inférieurs à -40 dB autour de la fréquence 57.5 GHz.

Signalons que sur cette figure les courbes des paramètres S11 et S22 et S33 sont superposés et cachées par celle du paramètre S44.

Les coefficients de transmission S21 et de couplage S31 sont très proches de -3 dB et l'isolation reste inférieure à -40 dB (Figure 4.18-(b)).

Nous obtenons également une différence de phase relativement constante et sensiblement égale à 90° entre les voies directe et isolée (Figure 4.18-(c)).

Nous allons refaire la simulation du coupleur hybride 90° mais cette fois-ci avec une fréquence de 2.5 GHz. Pour cette fréquence, les valeurs des capacités et des inductances sont :

$$C' = 1.1 \text{ pF} \quad C = 0.5 \text{ pF} \quad L = 2.5 \text{ nH}$$

Les résultats de simulation du coupleur hybride 90° à 2.5 GHz sont présentés dans la figure 4.19.

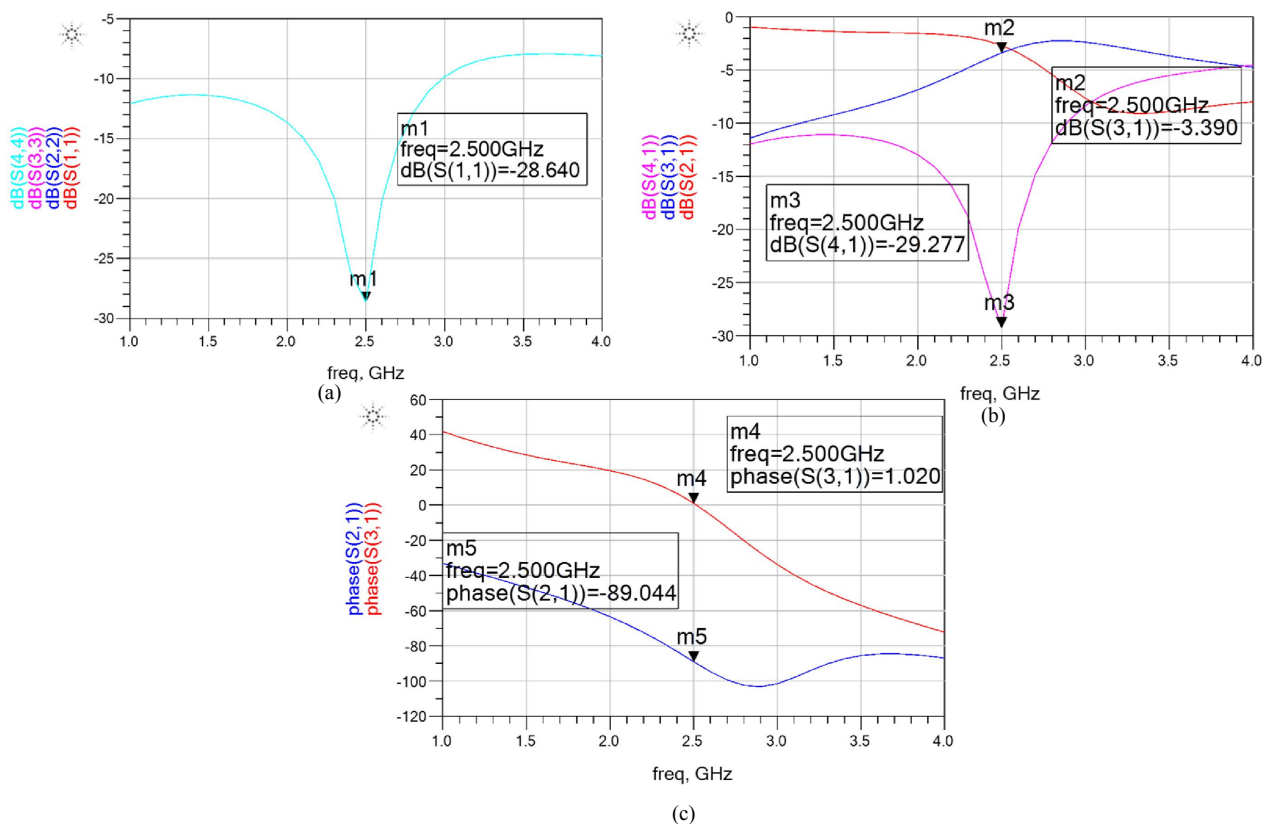


Figure 4.19. Performances du coupleur hybride 90° pour la fréquence 2.5 GHz

- (a)- Coefficients de réflexion des quatre ports
- (b)- Transmission (S21), couplage (S31) et isolation (S4)
- (c)- Différence de phase simulée entre les voies directe et couplée

De la figure 4.19-(a), nous pouvons constater que les quatre ports du coupleur sont parfaitement adaptés sur $50\ \Omega$ à la fréquence de conception de 2.5 GHz. Les coefficients de réflexion de chacun des ports sont inférieurs à -20 dB autour de la fréquence 2.5 GHz.

Signalons que sur cette figure les courbes des paramètres S_{11} et S_{22} et S_{33} sont superposés et cachées par celle du paramètre S_{44} .

Les coefficients de transmission S_{21} et de couplage S_{31} sont très proches de -3 dB et l'isolation reste inférieure à -28 dB (Figure 4.19-(b)).

Nous obtenons également une différence de phase relativement constante et sensiblement égale à 90° entre les voies directe et isolée (Figure 4.19-(c)).

4.5.4 Simulations du diviseur de Wilkinson

Après avoir conçu les deux coupleurs hybrides en entrée et en sortie du mélangeur à réjection, il reste de concevoir le diviseur de Wilkinson qui sert à diviser la puissance OL sur les deux entrées du système cascode (Figure 4.2).

A l'aide l'outil Linecalc sur le logiciel ADS, il est possible de connaître les différentes dimensions de lignes suivant le substrat sur lequel il sera réalisé [IV-8][IV-9]. Il suffit de rentrer les différentes valeurs, le type de topologie, ici en mode microruban, et la fréquence de travail (60 GHz) pour obtenir les dimensions voulues.

Sur un substrat GaAs, on obtient une largeur de ligne de $74\ \mu\text{m}$ pour Z_0 , tandis que pour $Z_0/2$ on a $28\ \mu\text{m}$.

La figure 4.20 présente les résultats de simulation du diviseur de Wilkinson à la fréquence 60 GHz.

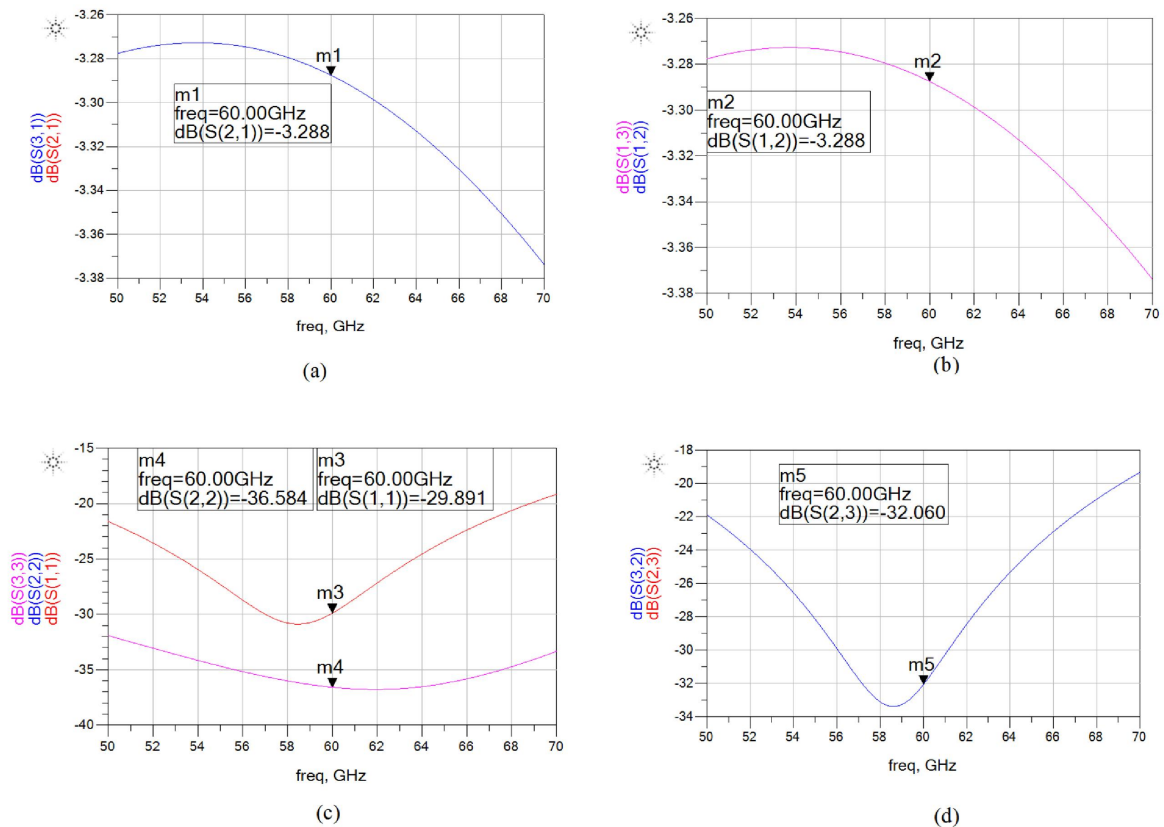


Figure 4.20. Performances du diviseur de Wilkinson pour la fréquence 60 GHz
(a)- (b)- Coefficients de transmission directe et inverse/ (c)- Coefficients de réflexion /(d)- Isolations

La figure 4.20-(a), indique que les valeurs des paramètres de transmissions directes (S_{21} et S_{31}) sont identiques. Ces valeurs atteignent un maximum de -3.3 dB à la fréquence 60 GHz. Cette valeur confirme ainsi la division par deux de la puissance injectée.

La réciprocité est mise en évidence par les courbes de la figure 4.20-(b). Ces courbes sont identiques aux courbes des transmissions directes.

Nous observons de la figure 4.20-(c) qu'à la fréquence 60 GHz, les coefficients de réflexions sont bien atténués. Les valeurs des paramètres de réflexions sont de -30 dB à l'accès 1, elles sont de l'ordre de -36 dB pour les autres accès (2 et 3).

D'après les courbes de la figure 4.20-(d) présentant les isolations entre les sorties du diviseur. Nous observons que les coefficients d'isolation sont identiques. Cette isolation atteint un maximum de -32 dB autour de 60 GHz.

4.6. Conception du mélangeur à réjection de fréquence image

L'objectif de cette partie est de présenter et de concevoir un mélangeur à réjection de fréquence image en technologie PH15 de la fonderie UMS. Ainsi, dans cette partie, nous procédons à une succession d'analyses qui vont évaluer les principaux paramètres caractérisant le mélangeur.

Dans ce qui suit nous signalons que les résultats de simulation sont des résultats qui sont trouvés sans de circuits d'adaptation.

4.6.1 Choix du point de polarisation

Pour le choix du point de polarisation, nous procédons aux variations de la tension appliquée au drain et à fixer la tension V_{gs1} à -0.7 V. Les autres valeurs qui seront également fixées sont :

Pour l'entrée RF : $P_{RF} = -30$ dBm et $F_{RF} = 57.5$ GHz

Pour l'entrée OL : $P_{OL} = 10$ dBm et $F_{OL} = 60$ GHz

Les grandeurs variables sont V_{g2s} ([0. 0.8] V) et V_{ds} ([2.5] V)

La figure 4.21 nous donne un aperçu sur l'évolution de la puissance FI_LSB en fonction de la tension V_{ds} pour plusieurs valeurs de V_{g2s} .

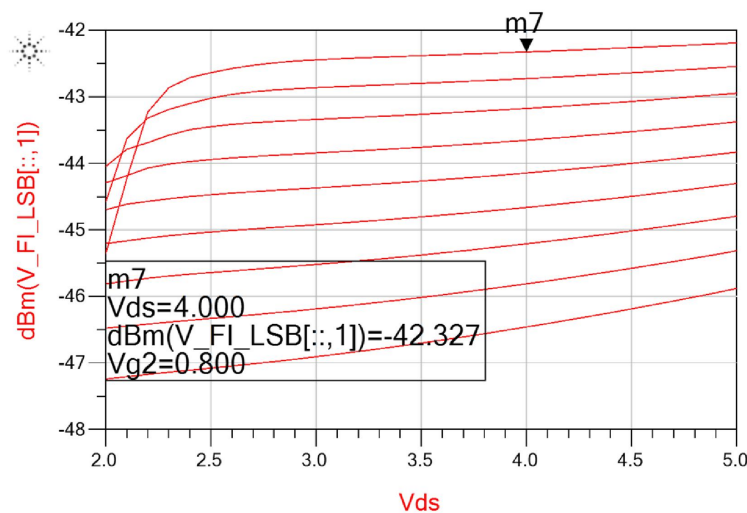


Figure 4.21. Evolution de la puissance FI_LSB en fonction de la tension V_{ds} pour plusieurs valeurs de V_{g2s}

Nous constatons que la courbe $V_{g2s} = 0.8 \text{ V}$ est celle qui donne les puissances FI_LSB) les plus élevées indépendamment de la valeur de V_{ds} . La puissance FI_LSB atteint son maximum pour des tensions V_{ds} supérieures à 4 V. Sa valeur est de -42 dBm pour une tension $V_{ds} = 4 \text{ V}$, ceci correspond également à un gain de conversion de -12 dB.

De même sorte nous traçons les puissances RF et IM (fréquence image) disponibles en sortie. La figure 4.22 illustre le spectre du signal de sortie afin de bien comprendre la notion de réjection de fréquence image.

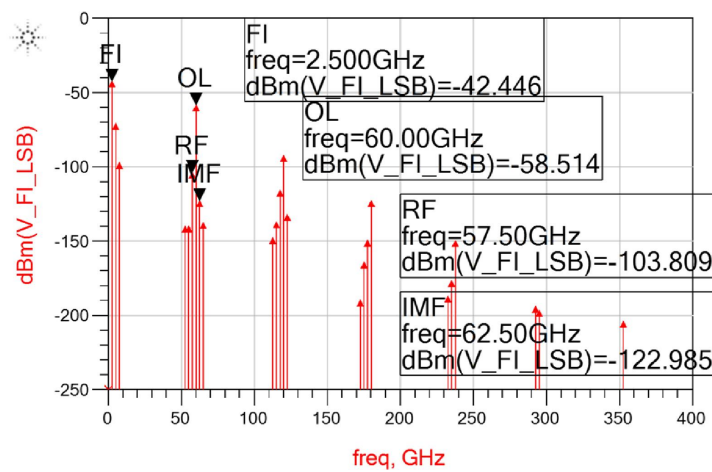


Figure 4. 22. Spectre de sortie du mélangeur

D'après la figure ci-dessus, les deux puissances RF et IM correspondent aux 6^{ème} et 8^{ème} harmoniques respectivement. Leur évolution en fonction de la tension V_{ds} pour plusieurs valeurs de V_{g2s} est présenté sur les figures 4.23 et 4.24.

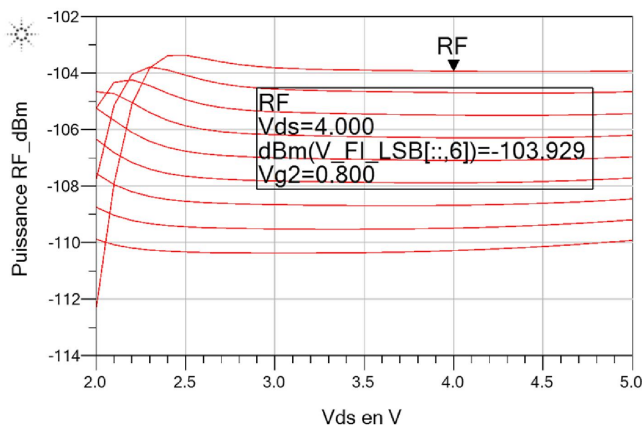


Figure 4.24. Evolution de la puissance RF en sortie du mélangeur en fonction de la tension V_{ds}

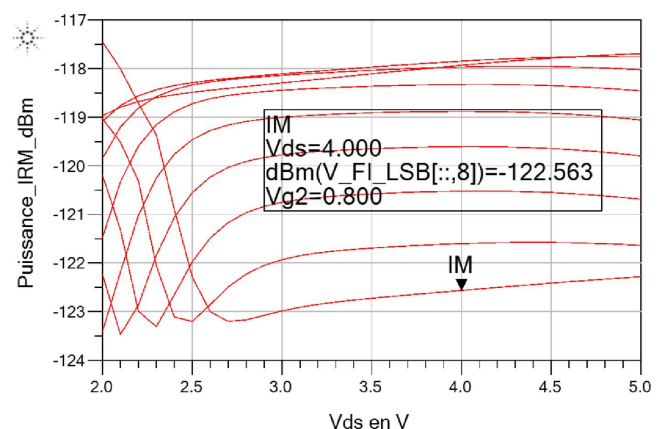


Figure 4.23. Evolution de la puissance IRM en sortie du mélangeur en fonction de la tension V_{ds}

Pour des tensions $V_{ds} = 4V$ et $V_{g2s} = 0.8V$, les valeurs de puissance sont respectivement : -103.9 dBm pour la puissance RF et -122.6 dBm pour le signal IM.

Le taux de réjection de fréquence image est défini par la différence de puissance à l'accès FI entre les contributions du signal RF et du signal image IM dans la puissance résultante FI.

Ainsi, pour le point de polarisation ($V_{ds} = 4V$, $V_{g2s} = 0.8V$ et $V_{gs1} = -0.7V$), le taux de réjection du signal image est de l'ordre de 18 dB.

4.6.2 Choix de la puissance OL maximisant le gain de conversion

Le choix de la puissance injectée P_{OL} participe également à l'augmentation de la puissance FI_LSB par conséquent du gain de conversion. La première analyse porte sur la variation de la puissance P_{OL} afin de trouver une valeur maximale du gain de conversion. La puissance RF est fixée à -30 dBm.

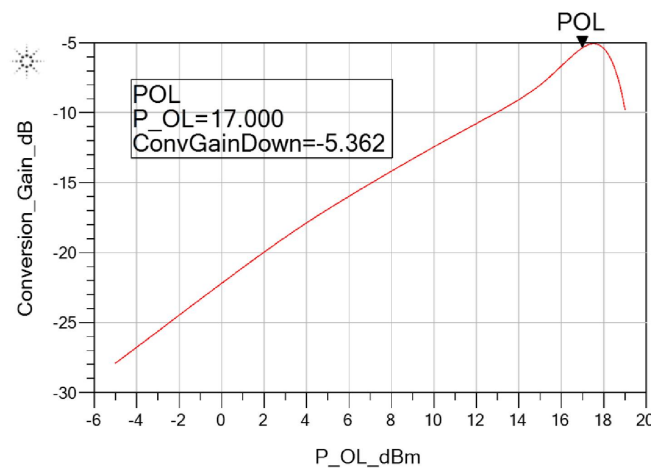


Figure 4.25. Evolution du gain de conversion en fonction de la puissance OL injectée

D'après la figure ci-dessus, le gain de conversion atteint son début de saturation pour une puissance OL de 17 dBm. La valeur précise de la puissance OL injectée à l'entrée du mélangeur sera choisie en fonction de taux de réjection de la fréquence image.

Le taux de réjection de la fréquence image est la différence en dB entre la puissance RF et la puissance IM en sortie du mélangeur.

$$\text{Reject}_{IM_{dB}} = P_{RF(\text{sortie})} - P_{IM(\text{sortie})} \quad (4.14)$$

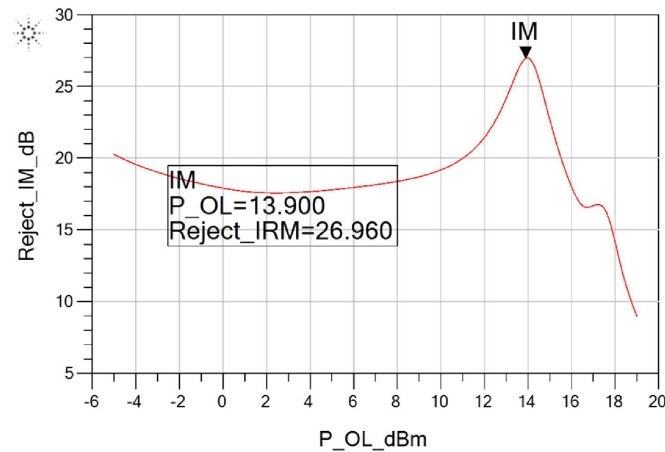


Figure 4.26. Rejection de la fréquence image en fonction de la puissance OL. P_RF= -30 dBm

Nous représentons sur la figure 4.26 le taux de réjection de la fréquence image en fonction de la puissance OL. Une réjection maximale de l'ordre de 27 dB est obtenue pour une puissance OL injectée égale à 14 dBm.

Ainsi nous pouvons obtenir un compromis gain de conversion et réjection pour des puissances OL injectées comprises entre 14 et 17 dBm. Les valeurs du gain et de réjection issues de ce compromis et pour une puissance OL de 14 dBm sont :

- Gain de conversion : - 9 dB
- Réjection de fréquence image : 27 dB

4.6.3 Réponse du mélangeur en fonction de la puissance RF

Le point de compression 1 dB est obtenu en fixant la puissance OL injectée à 14 dBm et en faisant varier la puissance injectée RF. Les puissances RF injectées sont comprises -30 et 5 dBm. Nous constatons sur la courbe de la figure 5.25 que le gain de conversion reste constant pour des valeurs de puissance RF inférieures à -15 dBm. Ce gain commence à décroître au-delà de cette valeur (Figure 4.27).

L'influence de la variation de la puissance RF injectée sur la réjection de la fréquence image est présentée sur la figure 4.28.

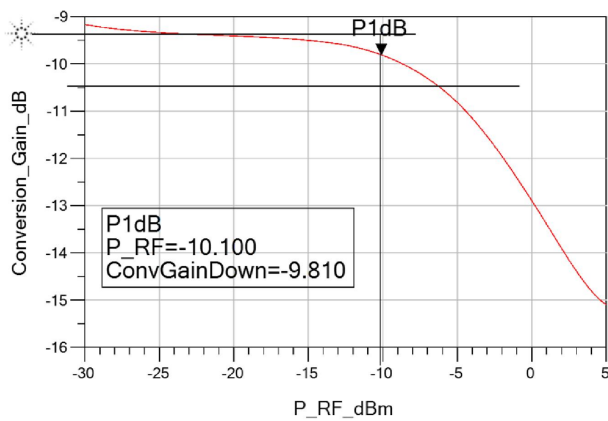


Figure 4.27. Evolution de la puissance FI_LSB en fonction de la puissance RF injectée

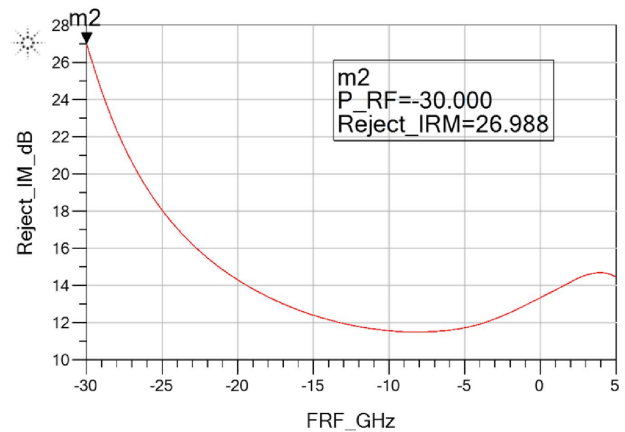


Figure 4.28. Evolution de la réjection de fréquence image en fonction de la puissance RF injectée

Le taux de réjection de la fréquence image décroît avec la croissance de la puissance RF. Ce taux atteint une valeur de 27 dB pour une puissance RF injectée de -30 dBm. Cette valeur de puissance RF correspond également à un gain de conversion de -9 dB.

4.6.4 Evolution fréquentielle du mélangeur

L'évolution fréquentielle du mélangeur permet de déterminer la largeur de bande de fréquence du mélangeur. Cette largeur de bande dépend de la réponse du mélangeur en fonction de la fréquence OL injectée mais également en fonction de la fréquence RF.

Dans un premier temps nous procédons à la variation de la fréquence F_{OL} entre 57.5 et 62 GHz pour une fréquence RF fixée à 57.5 GHz et nous affichons les résultats obtenus.

De la figure 4.29 nous pouvons constater que pour les fréquences OL injectées comprises entre 57.5 GHz et 62 GHz, le gain de conversion reste supérieur à -13 dB. Ce gain atteint son maximum de -9 dB pour une fréquence injectée de 60 GHz. Toutefois en limitant la largeur de bande à 2.1 GHz entre [59.4-61.5] GHz, nous obtenons des fluctuations du gain de ± 2 dB. Cette bande de 2.1 GHz correspond au signal FI en sortie.

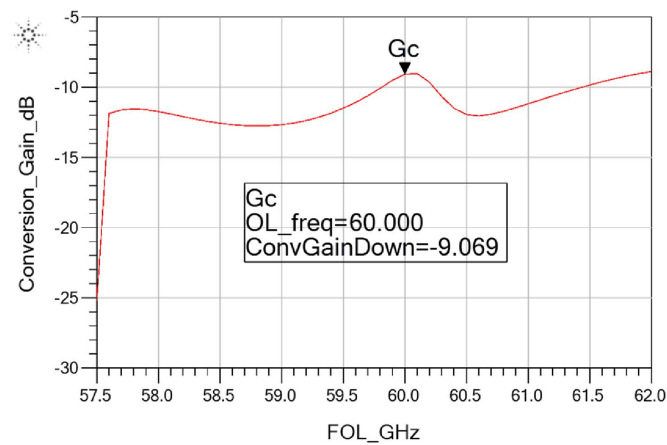


Figure 4.29. Gain de conversion en fonction de la fréquence OL injectée

Quant à la réjection de fréquence image (Figure 4.30), elle est supérieure à 15 dB sur la bande de fréquence FI_LSB ([59.4-61.5] GHz). Elle atteint son maximum à 27 dB pour une fréquence OL de 60 GHz.

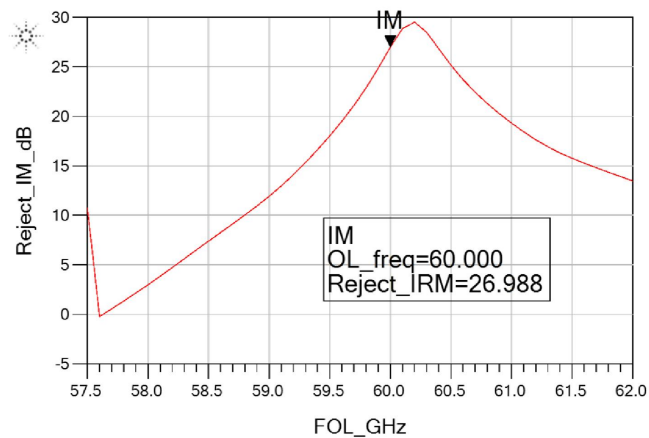


Figure 4.30. Réjection de fréquence image en fonction de la fréquence OL injectée

L'autre balayage fréquentiel porte sur la fréquence RF injectée. Il nous permettra de connaître la bande de fréquence RF injectée. La figure 4.31 montre que pour un gain de conversion compris entre -11 dB et -9 dB, la bande de fréquence de RF est de [57.2-58.1] GHz. Le gain de conversion maximal est obtenu pour une fréquence RF de 57.5 GHz. Nous constatons également que la réjection de la fréquence image est supérieure à 20 dB pour cette même bande de fréquence, elle est maximale à $F_{RF} = 57.5$ GHz pour une valeur de 27 dB (Figure 4.32)

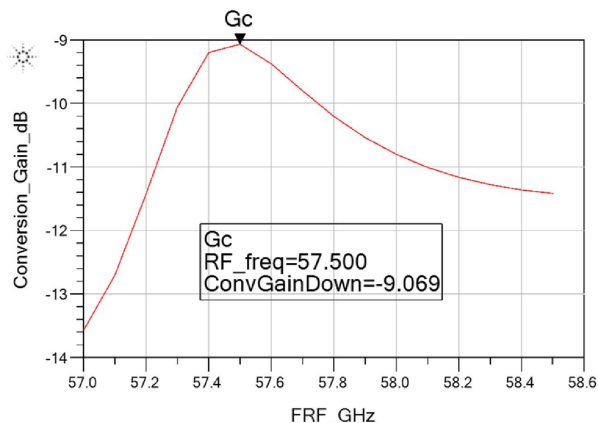


Figure 4.31. Figure 4.29. Gain de conversion en fonction de la fréquence RF injectée

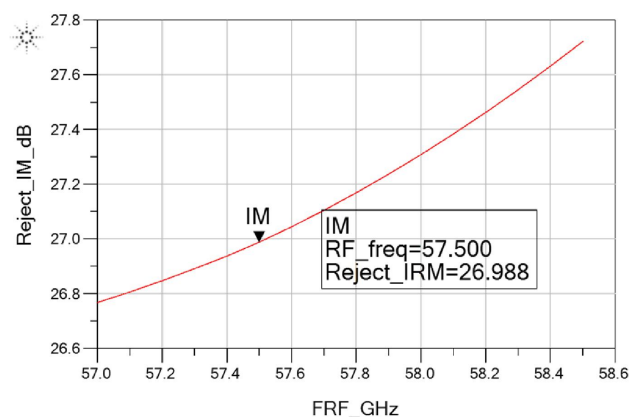


Figure 4.32. Réjection de fréquence image en fonction de la fréquence RF injectée

4.6.5 Paramètres d'isolation et de réjection

Les paramètres d'isolation sont représentés par les paramètres S de transmission. Nous définissons les isolations entre accès par les transmissions entre les deux entrées RF et OL (S12 et S21) et les transmissions de la sortie FI vers les entrées RF et OL (S13 et S23). Les réjections représentent donc les transmissions des entrées RF et OL vers la sortie FI (S31 et S32).

La figure 4.33 montre qu'un signal RF injecté à 57.5 GHz se trouve atténué de -21.46 dB sur la voie OL. Elle montre également que le niveau du signal OL présent sur la voie RF est atténué de -25.26 dB par rapport au signal OL injecté.

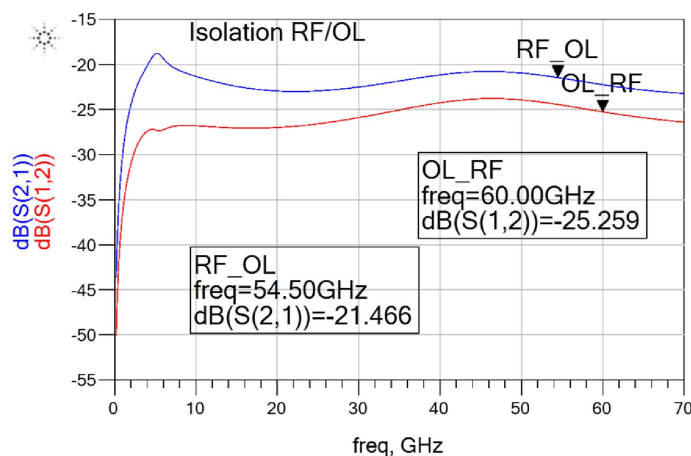


Figure 4.33. Isolations en dB entre les entrées OL et RF

La rejection du signal RF présent sur la sortie du mélangeur vaut d'après la figure 4.32 -81.6dB. Cette réjection est calculée par rapport au signal RF et non pas par rapport au signal FI_LSB. L'isolation FI vers RF est de l'ordre de -48 dB (Figure 4.34).

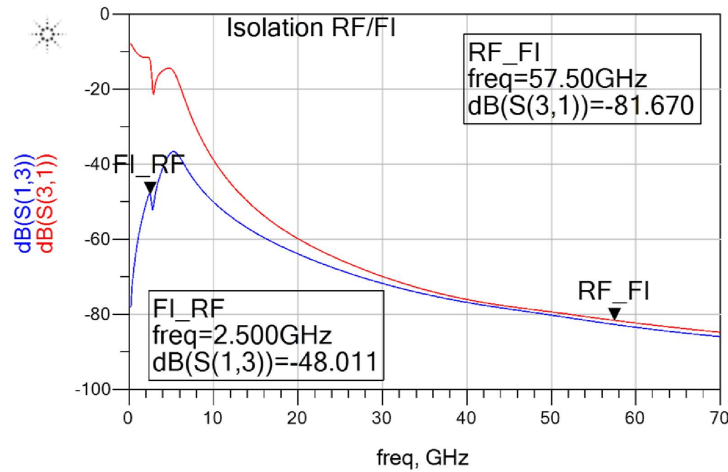


Figure 4.34. Paramètres d'isolation (S13) et de réjection (S31) en dB entre l'entrée RF et la sortie du mélangeur

De même pour la réjection du signal OL, sa valeur est de -68.7 dB à 60 GHz (Figure 4.35). Quant à l'isolation FI vers OL est de l'ordre de -25.6 dB.

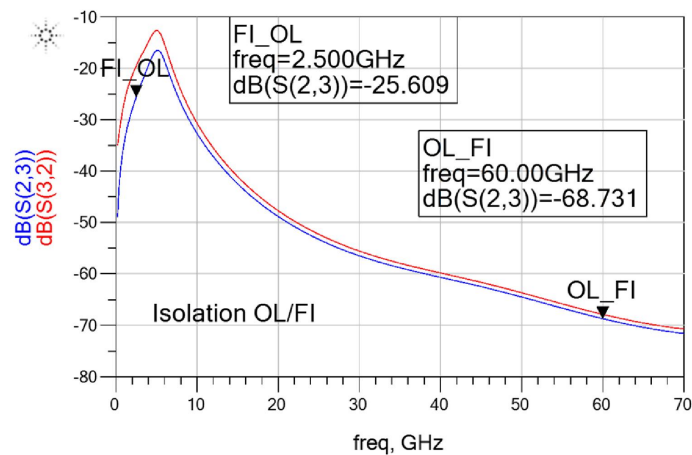


Figure 4.35. Paramètres d'isolation (S23) et de réjection (S32) en dB entre l'entrée RF et la sortie du mélangeur

4.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté et conçu un mélangeur à réjection de fréquence image en bande millimétrique en utilisant la technologie PH15 de la fonderie UMS. Ce mélangeur permet la conversion basse d'un signal RF à une fréquence 57.5 GHz vers une fréquence FI plus basse et située autour de 2.5 GHz.

Au premier nous avons conçu un mélangeur cascode comme un élément de base pour le mélangeur à réjection de fréquence image, ensuite, une étude a été faite pour deux types de diviseurs de puissances.

Des premiers résultats de simulation du mélangeur à réjection de fréquence image montrent des bonnes performances en termes de pertes de conversion (-9 dB) et de réjection de fréquence image (27 dB).

Bibliographie Chapitre 4

- [IV-1] PH15-UMS MMIC Foundry, <http://www.ums-gaas.com/>
- [IV-2] I. Burciu, “Architecture de récepteurs radiofréquences dédiés au traitement bibande simultanée”, Thèse de doctorat en Micro et nanotechnologies/Microélectronique. INSA de Lyon, 2010.
- [IV-3] M. Mehdi, “Conception de mélangeurs bande Ka à réjection de fréquences RF basse et OL sur substrats InP et GaAs pour des applications HFR et LMDS ”, Thèse de doctorat en photonique et micro-ondes, Université Marne La Vallée, 7 Décembre 2005.
- [IV-4] P. Vizmuller, “RF Design Guide: Systems, Circuits and Equations”, Artech House, 1995
- [IV-5] S. A. Maas, “Microwave Mixers, second edition”, 1993.
- [IV-6] S.A. Maas, “Microwave Mixers”. Artech House, Norwood 1986.
- [IV-7] P. Butterworth, “Méthode de conception des mélangeurs millimétriques. Application à la réalisation MMIC d'un mélangeur sous-harmonique à FET froid [42-43.5 GHz]”, Thèse de doctorat en électronique des hautes fréquences et Optoélectroniques, Université de Limoges, 2003.
- [IV-8] K.C Gupta et al, “Microstrip Lines and slot Lines”, Artech House, Second edition, 1996.
- [IV-9] P.F combes, Microondes Tome 1 : Lignes, guide et cavités, Dunod, 1996.

Conclusion générale et perspectives

Le grand besoin de partage et de consommation de contenus multimédias, comme le téléchargement de musique, de vidéos ou le visionnage de programmes TV en direct, exige des débits de plus en plus élevés. Les systèmes de communication sans fil à usage grand public ou professionnel doivent donc disposer d'une technologie capable de fournir des débits supérieurs au Gb/s. Dans ce contexte, la bande de fréquence centrée à 60 GHz semble être une solution préférentielle pour répondre à un tel besoin de par sa bande de fréquence disponible (9 GHz).

Ce mémoire de travaux de thèse a présenté l'étude de circuits pour un système de communication fonctionnant en bande millimétrique autour de 60 GHz. La thématique concerne les circuits dédiés à la génération de fréquences à savoir les multiplicateurs de fréquence et les mélangeurs. Ces deux circuits ont été conçus à l'aide du logiciel de simulation fréquentielle non-linéaire Eesof ADS de Agilent en utilisant la technologie PH15 (0.15 μ m) fournie par la fonderie UMS.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les caractéristiques et les avantages de la bande autour de 60 GHz. Ensuite nous avons étudié la réglementation et la standardisation ainsi que les applications potentielles pour cette bande de 60 GHz. Un état de l'art des systèmes d'émission-réception radiofréquences (front-ends RF) aux fréquences millimétriques a été présenté, en prenant en compte les principales technologies utilisées et les performances en termes d'intégration et de consommation. Nous avons présenté par la suite le contexte du travail de ce projet de thèse suivi par une présentation générale sur la technologie PH15 de la fonderie UMS.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'état de l'art des multiplicateurs de fréquence à base de diodes et de transistors à effet de champs. Un comportement non-linéaire de la transconductance responsable à la génération d'harmoniques dans les multiplicateurs actifs a été détaillé également dans ce chapitre. Ensuite nous avons mis en évidence l'importance du bruit de phase dans les circuits multiplicateurs. La fin de ce chapitre a été consacré l'état de l'art sur le fonctionnement de mélangeurs, leurs performances ainsi que leurs structures équilibrées les plus utilisées dans les communications radios.

Le troisième chapitre a été dédié à nos travaux sur l'étude et la conception d'une chaîne de multiplication par 4. Une telle chaîne est essentielle pour un système de communication en bande millimétrique autour de 60 GHz. Les trois blocs de la chaîne de multiplication ont été

conçus séparément afin de comprendre le rôle de chaque bloc dans la chaîne de multiplication, puis nous avons simulé tout l'ensemble du circuit multiplicateur, et d'importants résultats de simulation ont été présentés dans ce chapitre.

Dans le quatrième chapitre une étude sur un mélangeur à réjection de fréquence image en bande millimétrique a été présentée. Ce mélangeur permet une conversion basse d'un signal injecté à une fréquence $F_{RF} = 57.5 \text{ GHz}$ vers une fréquence bien moins élevée $F_{FI} = 2.5 \text{ GHz}$.

Cette structure a été conçue en technologie PH15 sur substrat GaAs. Les premiers résultats de simulation montrent que des bonnes performances en terme du gain de conversion mais également en termes de réjection de fréquence image.

En perspective, les principaux points envisageables pour la suite de ce travail :

- Possibilité de réaliser le circuit multiplicateur de fréquence par 4 en technologie PH15 de la fonderie UMS
- Optimiser le point de polarisation en fonction de la taille du transistor PHEMT
- Optimiser encore les éléments du circuit mélangeur pour atteindre des meilleures performances en termes du gain de conversion et la réjection de fréquence image ;
- Possibilité de réaliser ce circuit mélangeur en technologie PH15 de la fonderie UMS.

Communications et publications

- Maryam ABATA, Moulhime EL BEKKALI, Said MAZER, Wafae EL HAMDANI, Catherine ALGANI, ***“Design of a MMIC Frequency Quadrupler in Millimeter-Wave Band”***, The 4th International conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS’14), April 14-16,2014, Marrakesh, Morocco.
- Maryam ABATA, Moulhime EL BEKKALI, Said MAZER, Wafae EL HAMDANI, Catherine ALGANI, ***“Conception d’un Filtre Passe Haut à Deux Pôles en Bande Millimétrique”***, Congrès Méditerranéen des Télécommunications, 22, 23 et 24 mai 2014 à la FST-Mohammedia.
- Maryam ABATA, Moulhime EL BEKKALI, Said MAZER, Catherine ALGANI, ***“Design of a MMIC Frequency Quadrupler for 60 GHz Applications”***, The 2014 International Symposium on signal, Image, Video and Communications, ISIVC’2014, November 19-21,2014, Marrakesh, Morocco.
- Maryam ABATA, Moulhime EL BEKKALI, Said MAZER, Catherine ALGANI ***“Structure of a Frequency Multiplier by 4 for WPAN Networks Applications”***, 14th edition of the Mediterranean Microwave Symposium, MMS’14, December 12-14,2014, Marrakesh, Morocco.
- Maryam ABATA, Moulhime EL BEKKALI, Said MAZER, Catherine ALGANI ***“A V-Band MMIC Frequency Quadrupler with Active Input Matching”*** 1st International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT’15), March 25-27, 2015, Marrakesh, Morocco.
- Maryam ABATA, Moulhime EL BEKKALI, Said MAZER, Catherine ALGANI, Mahmoud MEHDI, ***“Design of a V-band Buffer Amplifier for WPAN Applications”*** Mediterranean Conference on Information & Communication technologies (MedICT’15), May 7-9, 2015, Saadia, Morocco.
- Maryam ABATA, Moulhime EL BEKKALI, Said MAZER, Catherine ALGANI, Mahmoud MEHDI, ***“Etude et Conception d’un mélangeur cascode en bande millimétrique, ”***Journée doctorale et postdoctorale des SIT, 30 Décembre 2016, Fès, Morocco.
- Maryam ABATA, Moulhime EL BEKKALI, Said MAZER, Wafae EL HAMDANI, Catherine ALGANI, ***“Etude et Conception d’un Filtre Passe Haut à Deux Pôles pour les Applications à 60 GHz”***, Revue Méditerranéenne des Télécommunications (RMT), Vol. 4, N° 2, 2014.

- Maryam ABATA, Mahmoud MEHDI, Said MAZER, Moulhime EL BEKKALI, Catherine ALGANI, “***A V-band two pole high-pass filter for frequency quadrupler design***”, International Journal on Communications Antenna and Propagation (IRECAP), Vol.6, N° 6, 2016.
- Maryam ABATA Said MAZER, Mahmoud MEHDI, Moulhime EL BEKKALI, Catherine ALGANI “***Nonlinear Behavior Analysis of GaAs PHEMT Transconductance to Design Active Frequency Multipliers***”, International Journal on Communications Antenna and Propagation (IRECAP), 2017.
- Mahmoud MEHDI, Said MAZER, Maryam ABATA, “***A Novel Technique for Obtaining RF-LSB and LO Rejection in a 24-40 GHz Microwave Modulator***”, IEEE Transactions on Wireless Communications (en cours de soumission)
- Maryam ABATA, Said MAZER, Mahmoud MEHDI, Moulhime EL BEKKALI “***Active Matching Technique with Common-Gate Configuration to Improve Performance of PHEMT Frequency Multipliers***”, Wseas Transactions on Electronics (en cours de soumission).

ANNEXES

ANNEXE A : Schéma électrique du multiplicateur de fréquence par 4

