UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

DESIGN DE DIFFÉRENTS COMPOSANTS D'UN DIVISEUR DE FRÉQUENCE RÉGÉNÉRATIVE

JAWAD MOUMEN
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ES SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
AOUT 1998

© Jawad Moumen, 1998

National Library of Canada
Acquisitions and Bibliographic Services
395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale du Canada
Acquisitions et services bibliographiques
395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

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

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

0-612-38699-6

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

DESIGN DE DIFFÉRENTS COMPOSANTS
D'UN DIVISEUR DE FRÉQUENCE
RÉGÉNÉRATIVE

Présenté par : MOUMEN Jawad
En vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées
a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de :

M. SAWAN Mohamad, Ph.D., président
M. BOSISIO Renato G, M.Sc.A., membre et directeur de recherche
M. WU Ke, Ph.D., membre et codirecteur de recherche
M. SERIGNE Diba, Ph.D., membre

Remerciements

Cette étude a été effectuée au sein du centre de recherche Poly-grames de l'École Polytechnique de Montréal.

Je suis reconnaissant à monsieur le professeur Renato Bosisio mon directeur de recherche, d'avoir assuré la direction de ce travail, en ayant mis à ma disposition l'ensemble des moyens nécessaires à son déroulement.

J'adresse aussi mes sincères remerciements à monsieur le professeur Ke We, codirecteur de mon projet de maîtrise, pour ses remarques et conseils judicieux.

J'exprime ma profonde gratitude à monsieur Mohamad Sawan, professeur à l'École Polytechnique de Montréal, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant la présidence de ce jury.

Je tiens à remercier aussi tous les autres membres de jury pour leur disponibilité et leur participation au jury.

Finalement, je tiens également à remercier tous les techniciens du laboratoire pour leur aide précieuse et leur disponibilité.

RÉSUMÉ

Les systèmes de communication hyperfréquences connaissent actuellement un formidable essor généré par le besoin croissant de communiquer toujours plus vite et plus loin. Les radiocommunications sans fils, les télécommunications par satellite ou inter satellites, les dispositifs de surveillances, le domaine de l'automobile constituent un très vaste champ d'application nécessitant des circuits hyperfréquences.

Des performances accrues, une meilleure fiabilité, une réduction d'encombrement et de poids, tels sont les impératifs auxquels est confronté le développement de tous ces systèmes. La conséquence inéluctable en est une rapide mutation de la technologie hybride à la technologie monolithique, c'est-à-dire vers les circuits intégrés micro-ondes «MMIC». Dans notre laboratoire , les études sur ce type de dispositif ont débuté il y a plusieurs années surtout en technologie hybride.

C'est dans ce contexte que s'est déroulé le travail présenté dans ce mémoire. Il consiste essentiellement à faire le design de sous éléments d'un diviseur de fréquence régénérative (boucle de rétroaction) en topologie hybride . Ce diviseur consiste en un mélangeur de fréquence, un multiplicateur de fréquence et des filtres passe bande. Nous avons commencé à élaborer une méthodologie d'analyse et de conception de mélangeur et de tripleur de fréquences, ensuite nous avons validé par les essais effectués sur les divers circuits que nous avons réalisés.

Ce travail comporte deux parties principales :

La première partie consiste à faire la conception et la simulation d'un mélangeur double balancé à base de diodes Schottky à une fréquence RF de 20 GHz et une fréquence LO de 15 GHz. Dans un premier lieu, nous avons fait la conception des circuits hybrides

entourant l'élément non linéaire ; il s'agit de deux circuits balun, le premier est à l'entrée RF et l'autre à l'entrée LO. Nous avons ensuite fait la conception et la réalisation d'un filtre passe bande centré à 5 GHz. Ce filtre sera mis à la sortie du mélangeur afin de récupérer la seule fréquence désirée i.e. 5 GHz. La technologie utilisée pour le design des sous éléments du mélangeur est la technologie MHMIC, le substrat est de l'alumine 9.9 avec une épaisseur de 10 mil.

Dans la deuxième partie, nous avons réalisé le deuxième élément du diviseur de fréquence régénérative. Il s'agit d'un tripleur de fréquence à base de diode varacteur. La fréquence de la source est 5 GHz, la fréquence de sortie est 15 GHz. La réalisation du tripleur de fréquence a été faite en technologie MHMIC, il a été monté sur un substrat d'alumine 9.9 avec une épaisseur de 10 mil.

ABSTRACT

High frequency communication systems are presently undergoing an increase in demand due to market pressures to communicate faster and further. Wireless communications, satellite or inter-satellite telecommunications, and surveillance systems are strong examples of a vast field that requires high frequency circuits.

Systems development is driven to increase the performance and reability and to reduce the size and weight of the product. One aspect of this development is the transfer of hybrid technology into monolithic technology to produce « MMIC » Monolithic Microwave Integrated Circuits. In our laboratory, investigations on these types of circuits started several years ago using our own standard foundry MHMIC fabrication facilities.

This thesis mainly consists of developing the sub-components of a regenerative frequency divider (feedback loop) using hybrid topology. This divider consists of a frequency mixer, a frequency multiplier and band pass filters(BPF). A methodology for the design and analysis of the frequency mixer and multiplier was developed. These were then validated through testing and measurement.
Due to the relatively large number of sub-components of the regenerative frequency divider, there was not enough time at hand to complete all the designs and to fabricate a complete circuit .

This work includes two main parts:

The first part is the design and simulation of a Schottky-diode based, a double balanced mixer operating at RF frequency of 20 GHz and LO frequency of 15 GHz. We then designed hybrid circuits used with the non-linear element. These were two Balun circuits at the RF and the LO input. After that, we designed and built a band pass filter centered

at 5 GHz to be placed at the output of the mixer in order to recover the desired frequency of 5 GHz. MHMIC technology was used to design all the mixer sub-components based on alumina substrate 9.9 having a thickness of 10 mil.

The second part of this work relates to the design of the varactor-diode based frequency tripler which is also an important element of the regenerative frequency divider. The source frequency is 5 GHz, and the output frequency is 15 GHz. The frequency tripler was developed and fabricated using the MHMIC technology mounted on a 9.9 alumina substrate with a 10 mil thickness. In addition, we have also build the input circuit and the band pass filter centered at 15 GHz. which we then validated by testing the various circuits developed.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....iv

RÉSUMÉ.....v

ABSTRACT..... vii

TABLE DES MATIÈRES..... ix

LISTE DES TABLEAUX xiii

LISTE DES FIGURES..... xiv

LISTE DES SYMBOLES..... xvii

INTRODUCTION..... 1

CHAPITRE 1 : APERÇU GÉNÉRAL SUR LES MÉLANGEURS

1.1 Introduction.....5

1.2 Dispositif non linéaire pour le mélangeur double balancé.....7

1.3 Modèle de la diode Schottky.....8

1.4 Les principes de mélange et de génération de fréquences.....10

1.5 Définition des grandeurs caractéristiques d'un mélangeur.....13

1.5.1 Le gain de conversion.....13

1.5.2 Les isolations.....13

1.5.3 L'intermodulation d'ordre 3.....14

1.6 Type de mélangeur.....17

1.6.1Mélangeur à une seule diode.....17

1.6.2 Mélangeur à structure balancée....18
1.6.2.1 Mélangeur double balancé....18
1.7 Baluns....20
1.7.1 Balun à lignes parallèles....21
1.7.2 Blaun Marchand....23
1.8 Conclusion....24

CHAPITRE 2 : CONCEPTION ET RÉSULTATS DU MÉLANGEUR

2.1 Introduction....25
2.2 Le type de composant utilisé....26
2.3 Approche de conception du balun....27
2.4 Conception du filtre passe bande à 5 GHz....27
2.4.1 Filtre passe bande....28
2.4.2 Types de filtres en micro-ondes....29
2.4.2.1 Résonateurs couplés bout-à-bout....29
2.4.2.2 Résonateurs couplés parallèles....29
2.4.3 Méthode de design du filtre passe bande....30
2.5 Résultats de simulation et de mesure du filtre passe bande à 5 GHz....32
2.6 Résultats de simulation du mélangeur double balancé....35
2.6.1 Balun....35
2.6.2 Gain de conversion....35
2.6.3 Intermodulation d'ordre 3....36
2.6.4 Spectre de sortie....42
2.6.5 Analyse de sensibilité....44
2.7 Conclusion....45

CHAPITRE 3 : APERÇU GÉNÉRAL SUR LES MULTIPLICATEURS DE FRÉQUENECE

3.1 Introduction....46
3.2 Classification des multiplicateurs de fréquence....48
3.3 Principe d'opération d'un multiplicateur de fréquence....49
3.4 Dispositifs non linéaire dans les multiplicateurs....51
3.5 Type de multiplicateurs de fréquences....54
3.5.1 Multiplicateur simple....54
3.5.2 Multiplicateur à structure balancée....56
3.5.3 Multiplicateur à diode en connexion antiparallèle....57
3.5.4 Multiplicateurs à topologie de pont....58
3.6 Conclusion....60

CHAPITRE 4 : ANALYSE ET OPTIMISATION DU TRIPLEUR

4.1 Introduction....63
4.2 Analyse non linéaire....64
4.2.1 Méthodes temporelles....64
4.2.2 Méthode d'équilibrage harmonique....65
4.3 Conception du tripleur....68
4.3.1 Méthode source-pull load-pull....69
4.3.2 Méthode de Burckhard....70
4.4 Résultats de simulation du tripleur de fréquence....73
4.5 Résultats de mesure du tripleur....80
4.5.1 Topologie du circuit d'entrée....80
4.5.2 Topologie du circuit de sortie....82

4.5.3 Résultats du filtre passe bande centré à 15 GHz....84
4.5.4 Circuit tripleur entier....85
4.6 Conclusion....87

CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS....89

RÉFÉRENCES....92

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 : Paramètres spice de la diode Schottky.....27
Tableau 2.2 : Condition d'opération optimale du mélangeur double balancé à 20 GHz...42
Tableau 4.1 :Paramètres de la diode varactor.....73
Tableau 4.2 : Condition optimale de fonctionnement en simulation du tripleur de fréquence.....87

Liste des figures

figure 1 : Schéma en bloc d'un diviseur à boucle de rétroaction d'ordre N=4.....2
figure 1.1 : Structure de la diode Schottky.....7
figure 1.2 : Circuit équivalent d'une diode Schottky.....9
figure 1.3 : Schématisation d'un processus de non linéarité.....10
figure 1.4 : Le mélangeur représenté comme un multiplieur idéal.....11
figure 1.5 : principales isolations entre les accès d'un mélangeur.....12
figure 1.6 : Schéma en bloc d'un mélangeur à une seule diode.....17
figure 1.7 : Schéma en bloc d'un mélangeur en topologie de pont.....19
figure 1.8 : Circuit RF équivalent du mélangeur double balancé.....20
figure 1.9 : Schéma montrant la différence fondamentale entre le circuit balun et un transformateur.....21
figure 1.10 : Schéma en bloc d'un balun à lignes parallèle.....21
figure 1.11 : Schéma bloc d'un balun Marchand.....23
figure 2.1 : Masque du circuit balun à 20 GHz.....27
figure 2.2 : Résonateurs couplés bout-à-bout.....29
figure 2.3 : Résonateurs couplés parallèlement.....30
figure 2.4 : Filtre passe bande d'ordre 3 implanté dans le logiciel MDS.....31
figure 2.5 : Masque du filtre passe bande à la sortie du mélangeur à 5 GHz.....32
figure 2.6 : Résultat de simulation du filtre passe bande à 5 GHz.....33
figure 2.7 : Résultat de mesure du filtre passe bande à 5 GHz.....34
figure 2.8 : Résultat du balun à 20 GHz.....37
figure 2.9 : Résultat du balun à 15 GHz.....38
figure 2.10 : Schéma montrant la puissance de sortie et le gain de conversion en fonction de la puissance du signal LO.....39

figure 2.11 : Evolution du gain de conversion en fonction de la fréquence RF, avec IF non constante....40
figure 2.12 : Schéma montrant le spectre des produits d'intérmodulation d'ordre 3....41
figure 2.13 : Résultat du spectre de puissance à la sortie du mélangeur....43
figure 2.14 : Sensibilité du gain de conversion versus C_{j0}....45
figure 3.1 : Schéma bloc d'un multiplicateur de fréquence....50
figure 3.2 : Formes d'ondes aux bornes d'une diode varacteur....51
figure 3.3 : Schéma équivalent d'une diode varacteur....54
figure 3.4 : Schéma bloc d'un multiplicateur simple....55
figure 3.5 : Circuit du multiplicateurs de fréquence d'ordre supérieur à trois....56
figure 3.6 : Multiplicateurs à structure balancée....57
figure 3.7 : Diodes en connexion antiparallèle....58
figure 3.8 : Caractéristiques I-V d'une connexion antiparallèle....59
figure 3.9 : Schéma bloc d'un multiplicateur à connexion de pont....60
figure 4.1 : Circuit du multiplicateur de fréquence....64
figure 4.2 : Schéma en bloc d'un circuit non linéaire en général....66
figure4.3 : Un circuit non linéaire divisé en partie linéaire et non linéaire....67
figure 4.4 : Schéma du tripleur de fréquence implanté dans MDS....69
figure 4.5 : Adaptation à l'entrée et à la sortie de la diode....71
figure 4.6 : Simulation de la variation de la capacité de la diode en fonction de la tension V_{dc}....74
figure 4.7 : Fonction de transfert simulée du tripleur pour de fréquence f_{in}= 5 GHz....75
figure 4.8 : Formes d'onde du courant et de la tension aux bornes de la diode, forme d'onde à la sortie du tripleur de fréquence ; P_{in}= 15 dBm....76
figure 4.9 : Résultats de simulation du spectre du signal RF aux bornes de la charge 50 Ω....77
figure 4.10 : Résultat de simulation des puissances aux bornes de la diode ; P_d, et aux bornes de la charge 50 Ω : P_{3har}, P_{1harm}, et la puissance disponible à l'entrée:P_dispon....78

figure 4.11 : Simulation de l'effet du wirebonde sur le gain de conversion.....79
figure 4.12 : Masque du circuit d'entrée du tripleur de fréquence.....80
figure 4.13 : Paramètres [S] simulés et mesurés du circuit d'entrée du tripleur.....81
figure 4.14 : Masque du circuit de sortie du tripleur de fréquence.....82
figure 4.15 : Paramètres [S] simulés du circuit de sortie du tripleur avec Momentum et MDS de HP.....83
figure 4.16 : Résultats de mesure des paramètres S21 et S11 pour le filtre passe bande à 15 GHz.....84
figure 4.17 : Masque du multiplicateur de fréquence d'ordre trois.....85
figure 4.18 : Spectre de puissance mesuré à la sortie du tripleur de fréquence.....86

Liste des symboles et des abréviations

FET : Field Effect Transistor

SRD : Step Recovery Diode

BJT : Bipolar Junction Transistor

CAO : Conception Assistée par ordinateur

HB : Harmonic Balance

MDS : Microwave Design System

MMIC : Monolothic Microwave Integrated circuits

RF : Radio Frequency

LO : Local oscillator

CO : Circuit ouvert

Z_O : Impédance caractéristique

Z_{oe} : Impédance caractéristique des modes pairs

Z_{oo} : Impédance caractéristique des modes impairs

Balun : balanced to Unbalanced structure transformer

GaAs :Gallium Arsenide

I-V : Relation courant tension

C-V : Relation capacité tension

MHMIC : Minature Hybrid Microwave Integrated Circuit

λ : Longueur d'onde

L .B : Largeur de Bande

Introduction

Une grande partie des circuits électroniques dans les systèmes de communications micro-ondes est dévouées à la génération de signaux à des fréquences spécifiques. Plusieurs applications ont été dévolues, tant en émission qu'en réception, aux dispositifs dits mélangeurs, multiplicateurs et diviseurs de fréquences.

La majorité des circuits qui remplissent la tâche de la division en fréquences sont numériques(compteurs). À présent, ils ne satisfont pas tous les besoins de certaines technologies existantes tels que :

1- Des opérations à très hautes fréquences au delà de 15 GHz
2- Des opérations large bande
3- Un rapport de division variable et assez grand allant jusqu'à 100.

Plusieurs approches sont utilisées pour subvenir à ces critères. Dans ce projet nous allons nous intéresser au diviseur de fréquences régénérative(à boucle de rétroaction) [1], ce type de diviseur est souvent utilisé dans les synthétiseurs de fréquences, le schéma en bloc de ce dispositif est montré à la figure 1.

Dans ce projet l'ordre de division N est égale à 4, la fréquence d'entrée f_0 est de 20 GHz. Le diviseur consiste en six éléments principaux:

1- Un mélangeur de fréquence
2- Un filtre passe bande(FPB) centré à 5 GHz (dans notre projet)
3- Un coupleur (C) pour extraire le signal de sortie
4- Un tripleur de fréquence

5- Un amplificateur (A)

6- Un filtre passe bande(FPB) centré à 15 GHz

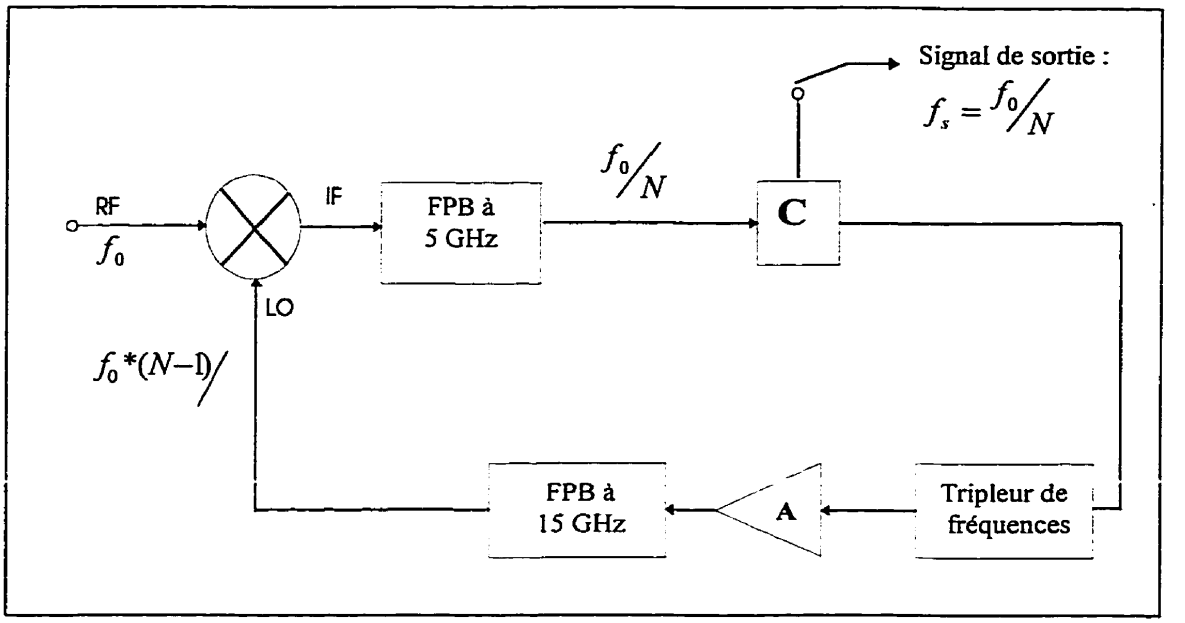


Figure 1 Schéma d'un diviseur de fréquence à boucle de rétroaction d'ordre N=4

L'élément-clé de ce circuit est le mélangeur de fréquence. Ce dernier accepte le signal d'entrée RF dont la fréquence sera divisée par un facteur N=4. Le signal de sortie lui, est extrait de la sorite du mélangeur, sa fréquence est donnée par : $f_s = f_0 - f_0 * (N-1)/N$ ($f_s = 5\ GHz$ dans ce travail)

Afin d'amorcer l'oscillation du circuit, le gain équivalent de la boucle doit être supérieur à 1, et il a été démontré [2] que la seule fréquence pour laquelle le diviseur est stable est f_0/N. L'avantage d'utiliser cette configuration est que théoriquement, elle est capable d'effectuer des divisions à de très hautes fréquences, car le mélangeur et le multiplicateur de fréquences sont capables d'opérer à des fréquences pareilles. D'autre part, aucun

signal de sortie ne sera généré si le signal d'entrée RF est absent. Ceci est utilisé pour détecter et vérifier l'exactitude du circuit.
Ce rapport comporte quatre chapitres :

Dans la première partie, nous définissons les différents paramètres des mélangeurs. Puis une description des différents types de mélangeurs à diodes est présentée dans une optique de conception en mettant en évidence les éléments-clés de chacune des structures. Enfin, une étude bibliographique sur les circuits balun[8,9,10] utilisés dans les mélangeurs doubles balancés.

La deuxième partie comporte l'étude et la conception en technologie hybride du mélangeur à 20 GHz[3]. Nous décrivons dans un premier temps une méthodologie d'analyse et de conception, pour enfin présenter les résultats les plus importants dans notre application et nos simulations. Nous allons présenter les résultats de simulation des circuits balun entourant le pont de diodes du mélangeur double balancé, puis après les résultats de simulation et de mesures du filtre passe bande centré à 5 GHz pour enfin présenter les résultats de simulation du mélangeur de fréquence tout entier.

La troisième partie de ce mémoire est dédiée au deuxième élément d'un diviseur de fréquence régénérative ; le tripleur de fréquence à une fréquence d'entrée de 5 GHz. Nous définissons les différents paramètres intervenants dans les multiplicateurs de fréquences en général. Puis une description de différents types de multiplicateurs à diodes. Nous présentons aussi le modèle électrique non-linéaire de la diode varacteur utilisé pour la conception de ce tripleur de fréquence.

La quatrième et dernière partie concerne l'étude et la réalisation en technologie hybride du tripleur de fréquence à diode 5-15 GHz. Nous y décrivons une méthodologie de design et d'analyse. Après la phase de réalisation, nous présentons les principaux résultats

obtenus en simulations et en mesures. Nous allons présenter les résultats de mesure du filtre passe bande centré à 15 GHz, les résultats de mesure des circuits d'entrée et de sortie du tripleur puis enfin les résultats de mesure du tripleur entier.

Chapitre 1

APÉRÇU GÉNÉRAL SUR LES MÉLANGEURS DE FRÉQUENCES

1.1 Introduction

Le mélangeur de fréquence prend une part très importante dans les systèmes de communications micro-ondes. C'est un composant qui agit comme un convertisseur de fréquence en mélangeant deux signaux d'entrées ensemble afin de produire un signal de sortie à la fréquence désirée. Ce dernier fait appel à une caractéristique non linéaire du dispositif utilisé.

Dans notre projet, le mélangeur est la clé du diviseur de fréquences regénérative, il permet de faire le mélange entre le signal d'entrée RF et le signal qui vient de la branche de rétroaction . Le signal de sortie du mélangeur sera filtré pour récupérer le signal à la fréquence d'intérêt (signal de sortie du diviseur de fréquence). Afin d'augmenter la largeur de bande du diviseur de fréquence regénérative, nous avons choisi de faire la conception d'un mélangeur double balancé à base de diodes.

Aux fréquences micro-ondes, le mélangeur à base de diodes est le plus souvent utilisé car il présente un très faible bruit. Le circuit du mélangeur trouve une place dans une diversité d'application, allant d'un abaisseur de fréquence (le signal est **abaissé** à des fréquences désirées afin de faciliter le travail d'amplification, et de démodulation etc..), à un détecteur de phase[3].

L'histoire des mélangeurs est essentiellement l'histoire des récepteurs à faible bruit, le besoin des récepteurs radar de haute qualité est devenu très urgent durant la deuxième guerre mondiale. A cette époque, une étude théorique très modeste a été faite sur les mélangeurs par les laboratoires de MIT, et la qualité de la diode à point-contact disponible ne présentait pas les exigences demandées. Aux alentours des années 50 (1950), une théorie complète sur les mélangeurs était sur place, et la qualité de la diode utilisée a été améliorée d'une façon significative. Ceci a aidé à diminuer les pertes de conversion de 25 dB à 12 dB[3]. Cependant , ces travaux sont basés sur des méthodes d'analyse analytique et comportent ainsi plusieurs simplifications; ces approximations conduisent à des résultats imprécis. Actuellement, l'étude sur les mélangeurs à base de diodes est très bien établie, elle doit cela essentiellement à la disponibilité de nouveaux dispositifs semi-conducteurs de très grande qualité(diode schottky-Barrier GaAs) et à l'introduction de nouvelles méthodes d'analyse numérique non-linéaire telle que la méthode d'équilibrage harmonique. Ainsi, l'écart observé par plusieurs auteurs entre la simulation et les mesures est attribué à la précision des modèles des éléments utilisés et à la précision des calculs numériques.

Dans ce chapitre, on présente une étude bibliographique sur le dispositif non linéaire utilisé pour la conception du mélangeur double balancé i.e. la diode schottky. On va présenter aussi les mélangeurs à base de diodes les plus utilisés en micro-ondes, on discutera de leurs avantages et leurs lacunes.

1.2 Dispositif non linéaire choisi pour le mélangeur double balancé

Théoriquement, tout dispositif non linéaire (BJT, FET, Diode...) peut être utilisé comme mélangeur de fréquences, mais il y a juste quelques un qui sont capables de subvenir aux besoins pratiques des opérations et des applications de ce dernier(diviseur de fréquence à boucle de rétroaction). Le composant non linéaire utilisé à cette fin doit avoir une très forte non linéarité, un faible bruit ainsi qu'une réponse en fréquence adéquate.

Le dispositif utilisé dans notre projet pour concevoir le mélangeur double balancé est la diode à barrière schottky [3,6]; ce composant utilise la propriété non linéaire du contact entre le métal et le semi-conducteur (figure 1.1).

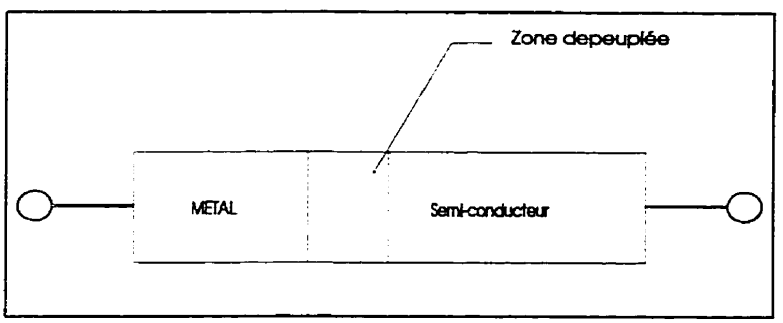


Figure 1.1 structure de la diode schottky

La différence fondamentale entre cette diode et une diode p-n réside dans le fait que le redressement du courant dans le premier cas est dû à la différence entre le travail de sortie du métal et celui du semi-conducteur, tandis que dans le deuxième cas , le redressement est une conséquence d'un profil de dopage non uniforme[16]. Les propriétés électriques de la diode schottky sont définies par l'association du métal et du semi-conducteur ainsi que par la taille de la surface de contact. La conduction dans la diode schottky dépend essentiellement de l'émission thermoionique des porteurs majoritaires, donc le temps de commutation n'est pas gouverné par les effets liés aux porteurs minoritaires ; d'où le

temps de conduction très rapide. Ceci facilite la tâche de mélange des deux fréquences LO et RF.

La plupart des diodes schottky utilisées à présent, sont réalisées en silicium(Si) ou en arsenude de gallium (GaAs), mais celles en GaAs sont plus performantes à hautes fréquences, ceci est dû essentiellement au fait que la mobilité des électrons est plus grande dans une diode à base de GaAs que dans une diode à base de Si. Dans l'état actuel de la technologie, des mélangeurs à diodes opérant au delà de 500 GHz sont possibles grâce au développement des diodes schottky GaAs [3].

1.3 Modèle de la diode schottky

Afin de faire une analyse du mélangeur , il est nécessaire d'avoir un modèle équivalent de la diode schottky . Ce dernier doit être valide pour une analyse grand signal et pour une analyse petit signal. Puisque la diode schottky est immunisée à certains effets de porteurs minoritaires, la jonction capacitive C(v) et le courant décrits par les deux équations 1.1 et 1.2 varient instantanément en fonction du voltage appliqué à la jonction, et donc, on peut assumer que le modèle grand signal de la diode schottky est quasi statique et peut opérer jusqu'à de très hautes fréquences (500 GHz).

La figure 1.2 montre le modèle équivalent de la diode. Ce modèle est constitué principalement d'une résistance et d'une capacité non linéaires représentant la jonction de la diode, ainsi qu'une résistance en série (ce circuit représente le modèle intrinsèque de la diode, d'autres éléments peuvent s'ajouter pour décrire les éléments parasites de l'emballage). Les valeurs typiques de la capacité de la diode sont inférieures à 1pF, et les valeurs typiques de la résistance en série sont inférieures à 10Ω.

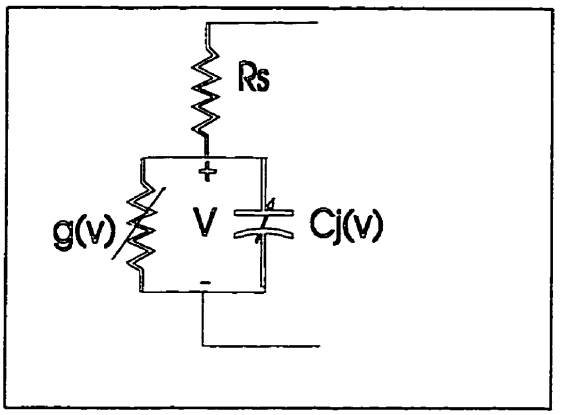


Figure 1.2 Circuit équivalent d'une diode schottky

L'expression de la capacité de la diode est donnée par l'équation 1.1 :

$$C_j(v)=\frac{C_{j0}}{(1-v/\Phi b)^{\gamma}} \tag{1.1}$$

V	est la tension de la jonction
Φb	est la tension de barrière
γ	est le facteur d'idéalité
C_{j0}	est la capacité à polarisation nulle

L'expression du courant I est donnée par l'équation 1.2 :

$$I(v)= I_s[\exp(\frac{qv}{\gamma kT})-1] \tag{1.2}$$

I_s	est le courant de saturation
q	est la charge de l'électron
V	est la tension AC et DC appliquée
γ	est le facteur d'idéalité de la jonction

k est la constante de Boltzman

T est la température de la jonction en degré Kelvin

1.4 Les principes de mélange et de génération de fréquences

Avant de décrire le processus de mélange de fréquences, rappelons que la principale fonction d'un mélangeur est de générer de nouvelles fréquences. En effet, c'est grâce à cette génération de fréquences que l'on peut transférer une information d'une porteuse de fréquence f_1 à une autre porteuse de fréquence f_2. Cette opération est obligatoirement liée à un phénomène non linéaire.

Le moyen traditionnel de montrer le processus de génération de ces nouvelles fréquences est de décrire le comportement d'un élément non linéaire sur lequel on applique 2 signaux d'excitation.

Considérons le schéma de la figure 1.3 :

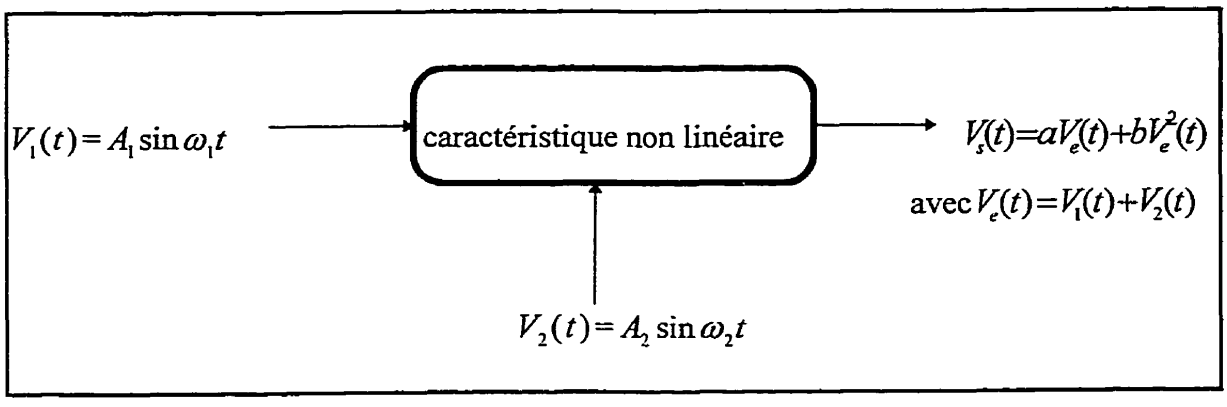


Figure 1.3 Schématisation d'un processus de non linéarité

quand on calcule Vs(t) il vient :

$$V_S(t) = a(A_1 \sin\omega_1 t + A_2 \sin\omega_2 t) + b(A_1 \sin\omega_1 t + A_2 \sin\omega_2 t)^2 + \ldots\ldots$$
$$= a(A_1 \sin\omega_1 t + A_2 \sin\omega_2 t) + b(A_1^2 \sin^2\omega_1 t + A_2^2 \sin^2\omega_2 t + 2A_1 A_2 \sin\omega_1 t \sin\omega_2 t) + \ldots$$

posons :

$V_1 = A_1 \sin\omega_1 t$

et

$V_2 = A_2 \sin\omega_2 t$

on a alors

$$V_S(t) = (aV_1 + aV_2 + bV_1^2 + bV_2^2 + 2bV_1V_2 + \ldots\ldots).$$

$$V_S(t) = [aV_1 + bV_1^2 + \ldots + k_n V_1^n] + [aV_2 + bV_2^2 + \ldots + k_m V_2^m] + [2bV_1V_2 + 3cV_1^2V_2 + 3cV_2^2V_1 \ldots\ldots + kV_1^m V_2^n]$$

On montre en utilisant des formules trigonométriques, que chaque terme en V_1^m génère l'harmonique mf_1, que chaque terme V_2^m génère l'harmonique mf_2 et enfin que chaque terme croisé $kV_1^m V_2^m$ génère des fréquences sommes $mf_1 + nf_2$ et des fréquences différences $mf_1 - nf_2$ (m ,n entiers). On voit qu'un élément fortement non linéaire peut générer un grand nombre de fréquences harmoniques, c'est cette génération d'harmoniques qui traduit le comportement grand signal. Toutefois l'amplitude des harmoniques décroît lorsque m et n augmentent.

Si l'on s'intéresse maintenant à la fonction d'un mélangeur, on peut considérer idéalement celle-ci comme un multiplieur analogique auquel on associe un filtre en sortie. La figure 1.4 montre ce que l'on obtient sur la sortie d'un tel dispositif.

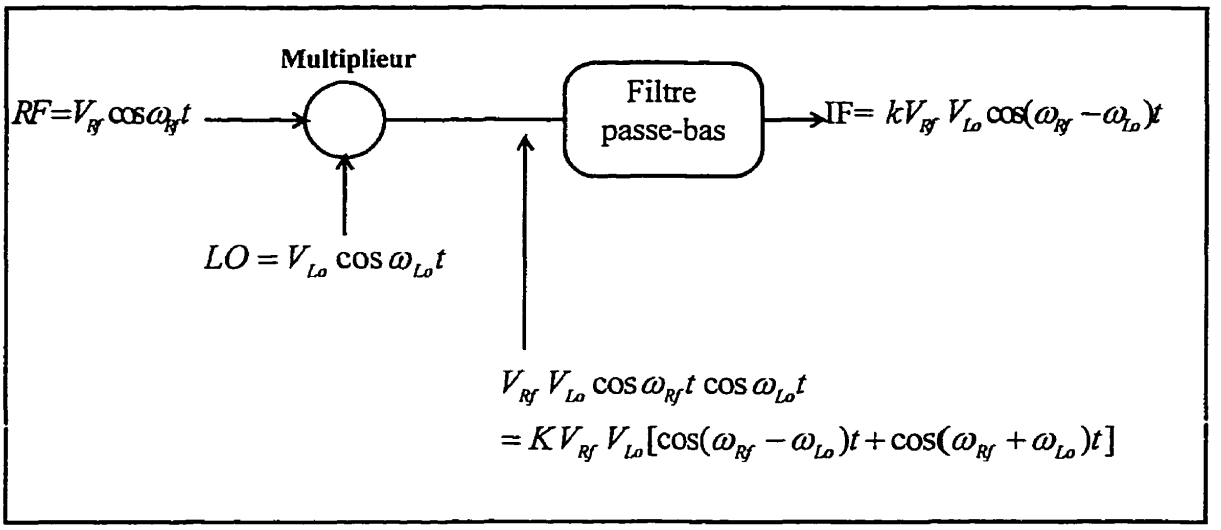


Figure 1.4 Le mélangeur représenté comme un multiplieur idéal

Le signal RF appliqué sur la voie1 est le signal radio fréquence contenant l'information, le signal LO appliqué sur la voie2 est le signal issu d'un oscillateur local, appelé signal de pompe. En prenant $V_{LO} >> V_{RF}$ (V_{RF} issu la plupart du temps d'une antenne de réception), le fonctionnement grand signal est assuré, permettant ainsi de décrire toute la caractéristique non linéaire. À la sortie, le signal obtenu est à une fréquence IF appelée fréquence intermédiaire. Malheureusement les composants non linéaires qui permettent de réaliser la fonction mélange, ne sont pas des multiplieurs idéaux, alors on récupère sur la sortie un grand nombre de fréquences, autre que le signal IF, tel qu'on l'a montré au paragraphe précédent.

La diode schottky est l'élément non linéaire par excellence qui est utilisé pour accomplir cette tâche de mélange et donc la génération de nouvelles fréquences . Tous 3 les ports

montrés sur la figure 1.3 ci-dessus sont connectés à un seul dispositif non linéaire. Des filtres et des circuits d'adaptation seront utilisés pour séparer électriquement les ports d'entrées et de sortie afin d'assurer une isolation port-à-port, ils sont aussi utilisés pour assurer un transfert optimal de puissance aux fréquences désirées (d'intérêt). Les mélangeurs à base de diodes engendrent toujours des pertes de conversion. Un gain de conversion est possible lorsqu'on utilise des transistors comme éléments non linéaire, mais leur inconvénient principal consiste en leur facteur de bruit élevé.

1.5 Définition des grandeurs caractéristiques d'un mélangeur

Afin de rendre compte des performances des dispositifs, un certain nombre de grandeurs caractéristiques sont définies comme suit :

1.5.1 Le gain de conversion

Un mélangeur convertit la puissance d'une fréquence à une autre fréquence ; par conséquent l'un des paramètres le plus important est celui qui rend compte de l'efficacité de la conversion. Ce paramètre appelé le gain de conversion Gc, est défini comme étant le rapport de la puissance du signal de sortie à la fréquence IF (P_{IF}) sur la puissance du signal d'entrée à la fréquence RF (P_{RF}) (équation 1.3) :

$$G_C = \frac{P_{IF}}{P_{RF}} \tag{1.3}$$

ou encore $$G_C \text{ dB} = P_{IF}\,(\text{dBm}) - P_{RF}\,(\text{dBm})$$

1.5.2 Les isolations

La présence de signaux aux fréquences RF et LO et de leurs combinaisons harmoniques est indésirable sur la sortie d'un mélangeur, de même que la présence de signaux de fréquences différentes de celle du signal utile sur l'entrée du dispositif. C'est pour cela que sont définies les isolations. Elles représentent les pertes d'insertion entre deux bornes du mélangeur pour une fréquence donnée RF, LO ou IF (figure 1.5)

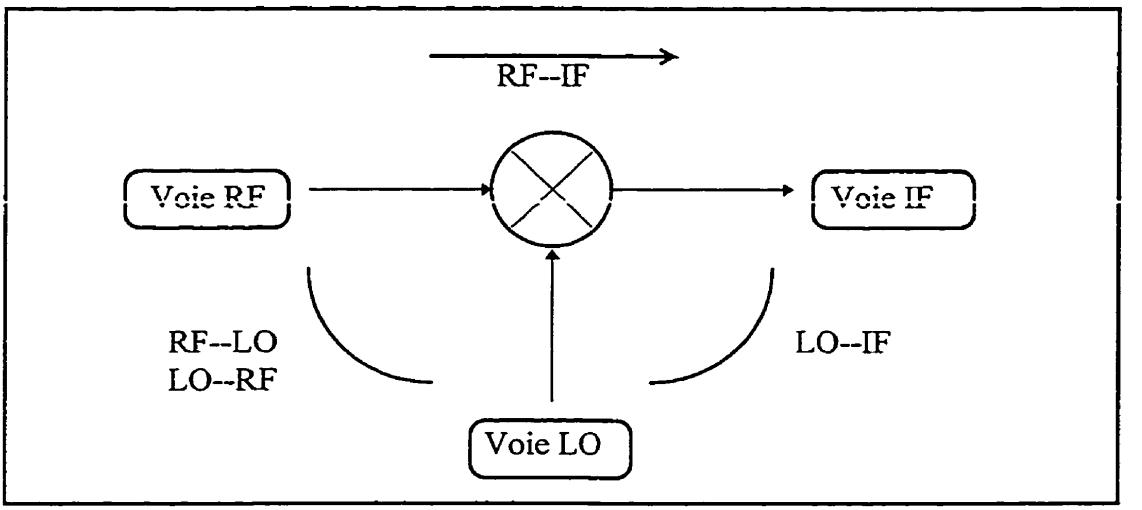


Figure1.5 Principales isolations entre les accés d'un melangeur

$$* \text{ Isolation LO-RF} = \frac{Puissance\ a\ F_{Lo}\ sur\ l'\ entrée\ RF}{Puissance\ a\ F_{Lo}\ sur\ l'\ entrée\ LO}$$

l'isolation LO-RF est certainement la plus importante car elle traduit la capacité du dispositif à éviter l'apparition indésirable du signal LO sur l'entrée RF. Sachant que ce signal de pompe a une forte amplitude, on comprend aisément l'importance de ce paramètre. Dans le cas du mélangeur double balancé, cette isolation sera intrinsequement garantie car on utilise deux circuits hybrides pour chaque signal d'entrée(RF et LO).

$$* \text{ Isolation RF-LO} = \frac{Puissance\ a\ F_{Rf}\ sur\ l'\ entrée\ LO}{Puissance\ a\ F_{Rf}\ sur\ l'\ entrée\ RF}$$

l'importance de ce paramètre est plus relative car la puissance du signal RF est très faible en entrée du circuit.

$$* \text{ Isolation LO-IF} = \frac{Puissance\ a\ F_{Lo}\ sur\ l'\ entrée\ IF}{Puissance\ a\ F_{Lo}\ sur\ l'\ entrée\ LO}$$

$$* \text{ Isolation RF-IF} = \frac{Puissance\ a\ F_{Rf}\ sur\ l'\ entrée\ IF}{Puissance\ a\ F_{Rf}\ sur\ l'\ entrée\ RF}$$

Les mêmes critères d'importance que dans le cas des isolations de type entrée-entrée peuvent s'appliquer ici. Neanmoins, on peut déjà noter que pour des raisons d'amélioration du gain de conversion, il est nécessaire de court-circuiter les signaux RF et LO en sortie. Ce qui contribue évidement à l'augmentation des isolations de types entrée-sortie. Compte tenu de la forte non linéarité d'un mélangeur, on observera également des composantes harmoniques indésirable en entrée et en sortie. Par conséquent, on pourra donc généraliser ces définitions aux frequences harmoniques.

1.5.3 L'intermodulation d'ordre 3

La sensibilité du mélangeur à l'intermodulation d'ordre trois est définie par son point d'interception du 3ème ordre.

Pour illustrer ce qu'est le point d'intermodulation d'ordre 3, considérons un mélangeur sur lequel on applique un signal de pompe LO et les deux signaux RF de même amplitude et de fréquences très voisine.

$$LO = V_{Lo} \cos \omega_{Lo} t$$

$$RF_1 = V_{Rf} \cos \omega_{Rf1} t \qquad \text{avec } \omega_{Rf} = (\omega_{Rf1} - \omega_{Rf2}) \text{ faible}$$

$$RF_2 = V_{Rf} \cos \omega_{Rf2} t$$

si l'on observe le spectre de sortie obtenu avec ce système, on voit que les fréquences d'intermodulation de la forme $[(2F_{RF1}-F_{RF2})-F_{LO}]$ et $[(2F_{RF2}-F_{RF1})-F_{LO}]$ sont très proche de F_{if}. Ils se trouvent, par conséquent dans la bande utile de réception. Il en resulte que les composants parasites ne peuvent être éliminés par filtrage.

Notons que l'on peut déterminer l'amplitude des produits d'intermodulation à l'aide de la formule fournie par S.Maas[3,11], donnée pour le cas général :

$$PIM_n = n P_1 - (n-1) PIS_n \qquad (1.4)$$

avec :

PIM_n :amplitude du produit d'intermodulation d'ordre n

P_1 :amplitude du signal de sortie de l'ordre 1

PIS_n :point d'interception de sortie à l'ordre n

On en conclue donc qu'un PIS élevé garanti une faible amplitude des produits d'intermodulation et traduit ainsi l'insensibilité du mélangeur à ces produits.

1.6 Type de mélangeur

Afin de réaliser des mélangeurs en respectant des besoins pratiques spécifiques, différentes topologies ont été proposées :

1.6.1 **Mélangeur à une seule diode**

Même si cette topologie est très rarement utilisée en micro-ondes, elle est considérée comme la topologie fondamentale pour le design de toutes les autres types de mélangeurs, spécialement les mélangeurs balancés ou les mélangeurs à multiple diodes. Le schéma bloc est montré à la figure 1.6 ci-dessous :

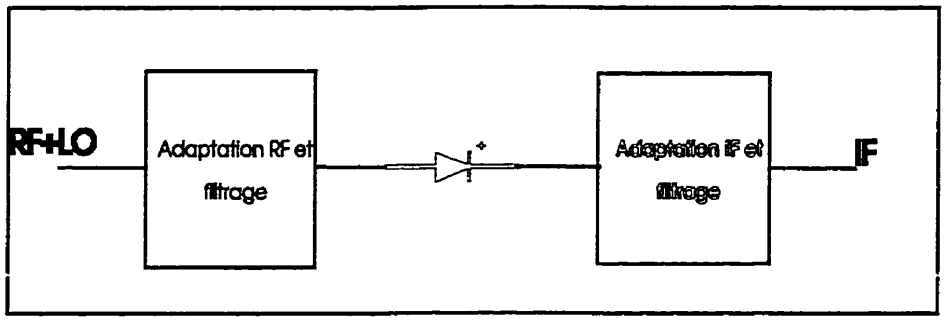


Figure 1.6. Schéma bloc d'un mélangeur à une seule diode

Le signal RF et LO utilisent le même port d'entrée, en pratique, ces signaux sont appliqués à travers un filtre diplexer. Puisque les signaux RF et LO utilisent le même port d'entrée, ils partagent les mêmes circuits d'adaptation. Bien que simple en principe, la conception optimale de ce circuit n'est pas directe. En effet, L'impédance optimum de la source LO est souvent proche à celle de RF, alors si la fréquence LO est proche de la fréquence RF ; adapter la diode à la fréquence RF va automatiquement nous fournir une adaptation adéquate à la fréquence LO. Dans le cas contraire où les fréquences LO et RF ne peuvent pas être adaptées simultanément , l'adaptation LO est souvent sacrifiée en faveur du signal RF.

1.6.2 Mélangeur à structure balancée

Même si les mélangeurs à une seule diode sont très pratiques, et même préférables dans les récepteurs aux fréquences millimétriques, ils ont quand même certains défauts

indésirables. Le principal problème dans le design de ce genre de circuits est le besoin d'un filtre diplexer ainsi que d'autres dispositifs afin de permettre une injection du signal LO. Les mélangeurs balancés surmontent ce genre de problèmes tout en présentant d'autres avantages pratiques. En effet, ce type de mélangeur est capable de rejeter certaines réponses fréquentielles(spurious responses) ainsi que 75% de produits d'intermodulations. Il est aussi capable de rejeter le bruit AM provenant de la source LO et d'assurer intrinsèquement une isolation entre tous les ports.
Il y a un nombre relativement limité pour le design des mélangeurs balancés; on trouve essentiellement les configurations simples balancés et doubles balancés[ ].
Puisque nous avons opté pour la configuration double balancé dans notre projet, nous allons donner un aperçu général sur les mélangeurs doubles balancés à base de diodes

1.6.2.1 Mélangeur double balancé

Les mélangeurs doubles balancés sont les dispositifs les plus utilisés dans la bande de fréquence L, leurs avantages sur les autres types de mélangeurs consistent en une part dans l'isolation entre tous les ports qui est due à l'utilisation de deux hybrides(un RF et l'autre LO) et d'autre part dans le rejet du bruit AM provenant de la source LO. Puisque cette configuration est très balancée et très symétrique, plus ce que 75% des produits d'intermodulation sont éliminés.

Cette topologie présente aussi des désavantages , elle nécessite au moins 4 diodes montées en étoile ou en pont, deux circuits hybrides ainsi qu'une puissance LO assez grande. Généralement, les pertes de conversion sont plus importantes comparées au mélangeur à une seule diode. les deux configurations principales des mélangeurs balancés sont le mélangeur en pont et le mélangeur en étoile. La figure 1.7 montre le schéma en bloc de la topologie de pont.

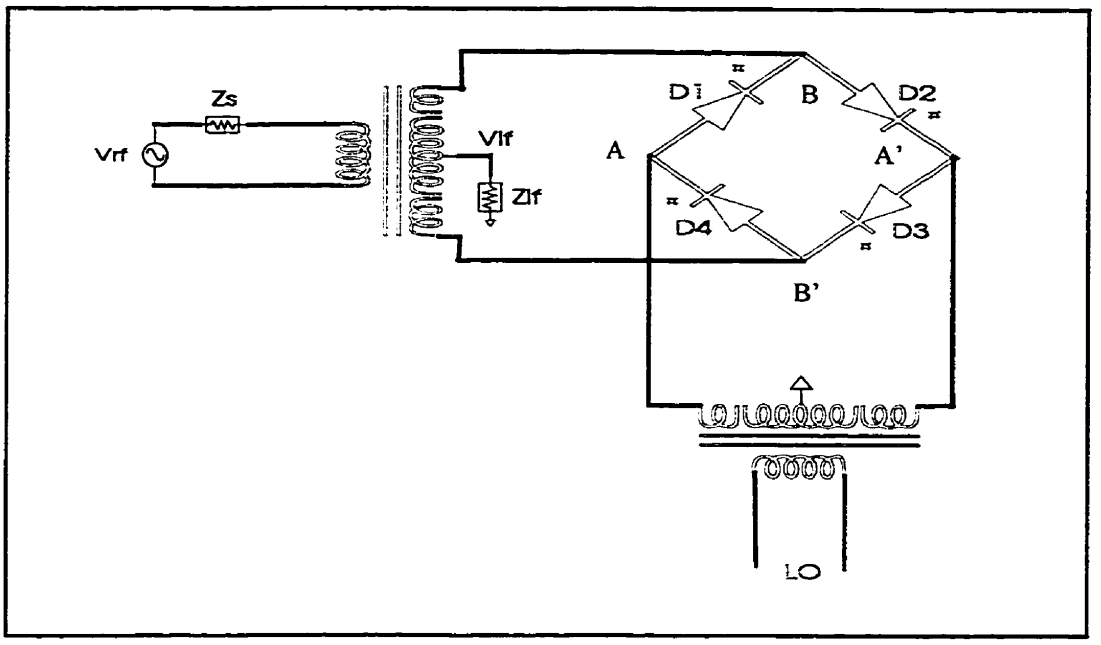


Figure 1.7 Schéma en bloc d'un mélangeur en topologie de pont

Le circuit consiste en deux transformateurs et un pont de diode identique, les diodes sont souvent fabriquées sur un substrat de semi-conducteur commun et donc ils ont les mêmes caractéristiques intrinsèques. Aux fréquences micro-ondes, les deux transformateurs sont remplacés par un type de circuit hybride spécial appelé Balun. Afin de décrire qualitativement l'opération de ce circuit mélangeur, il faut traiter les diodes comme des circuits de commutation piloté par le signal LO. Ce modèle est adéquat seulement pour une description qualitative. La compréhension quantitative du mélangeur en pont est obtenue en déterminant les paramètres intrinsèques du circuit équivalent de chaque diode.

Le circuit équivalent RF est montré à la figure 1.8. Les paires de diodes sont montrées comme des commutateurs, ces dernières commutent alternativement durant chaque demi cycle du signal LO, comme résultat obtenu; la polarité du signal RF appliquée à Zif est périodiquement **inversée** par la fréquence LO, ceci est équivalent à multiplier le signal

RF par le signal carré à la fréquence LO, dans ce cas la fréquence de conversion apparaît via le produit du signal RF et la fondamentale du signal carré.

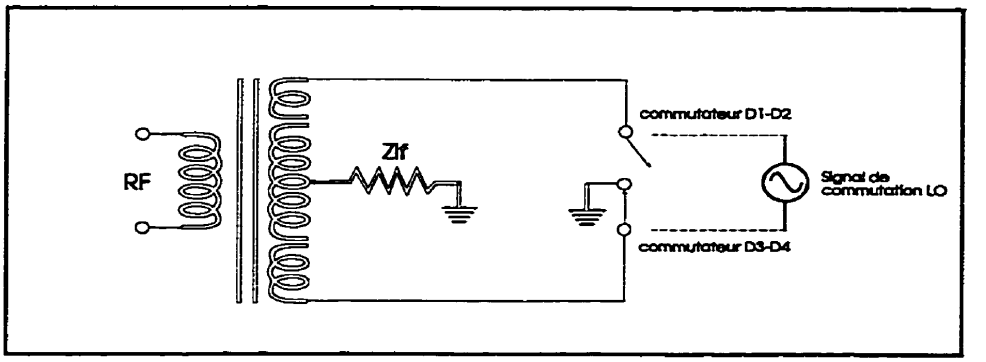


Figure 1.8. Circuit RF équivalent du mélangeur double balancé

1.7 BALUNS

Avant de décrire les types de balun utilisés en micro-ondes, rappelons que la principale fonction d'un balun est de générer deux signaux en antiphase et à amplitude égale dans ces deux sorties. Aux fréquences micro-ondes, les baluns sont vus comme les circuits équivalent des transformateurs[8,9,10]. Ce sont des structures qui joignent les lignes de transmission balancées à des lignes non balancées **(balun).** Les deux topologies balun fondamentales utilisées aux fréquences micro-ondes sont les lignes parallèle et le balun Marchand. La différence majeure entre un transformateur et un Balun réside dans le fait que le premier circuit présente un court circuit aux excitations modes pairs, tandis que le balun présente un circuit ouvert. Cela veut dire que lorsque le courant dans les diodes est en phase le transformateur et le balun présentent des impédances différentes aux diodes aux fréquences mélangées(figure 1.9), et donc les performances des deux circuits sont différentes[3].

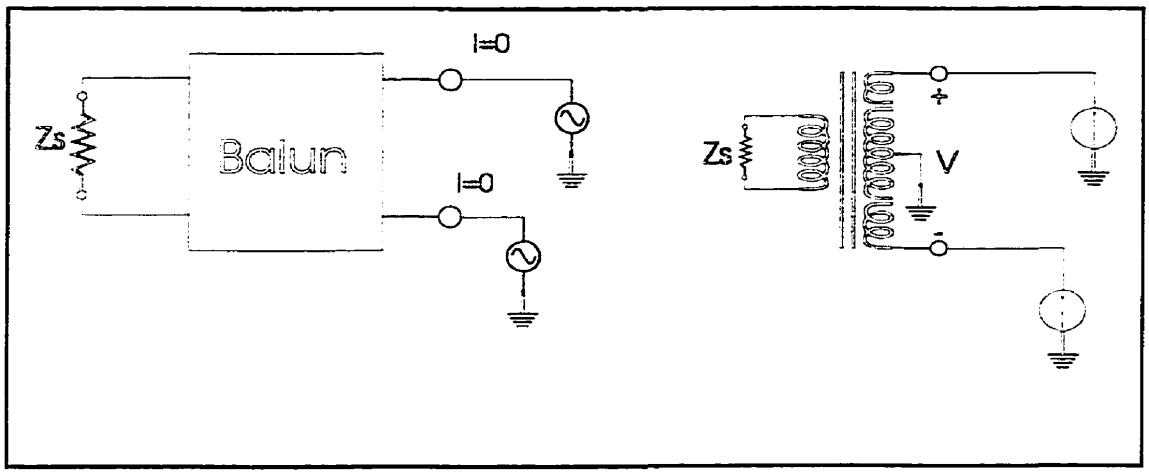


Figure 1.9 Schéma montrant la différence fondamentale entre le circuit balun et le transformateur

1.7.1 Balun en lignes parallèle

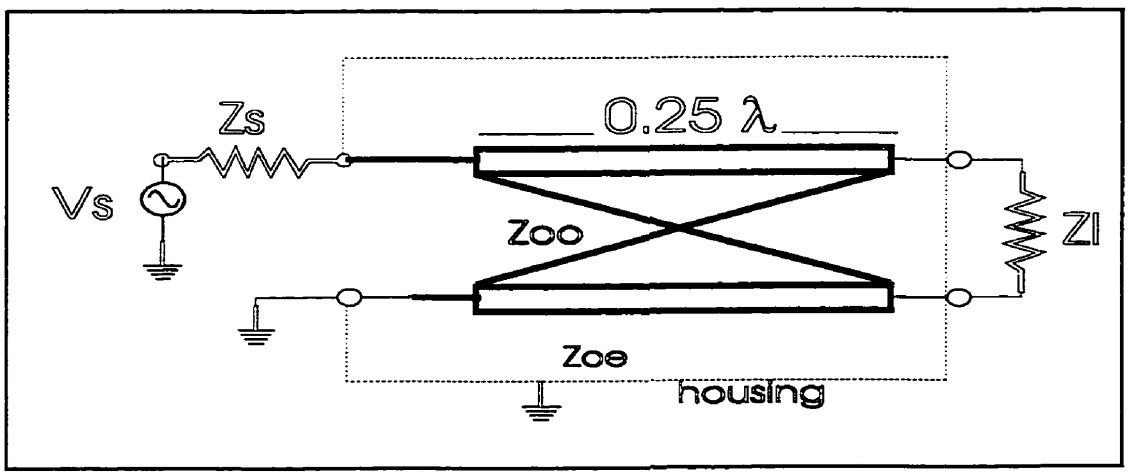


Figure. 1.10 Schéma en bloc d'un balun en lignes parallèles

La figure 1.10 montre le schéma en bloc d'un balun en topologie lignes parallèlle. elle consiste en une ligne de transmission de type **ligne parallèle** d'une longueur $\lambda / 4$, cette section de ligne est utilisée comme un transformateur pour adapter la valeur de Z_l qui est différente de Zs. L'analyse la plus simple de cette structure est de considérer la ligne de

transmission **ligne parallèle** comme un transformateur entre la charge et le microstrip, dans ce cas , l'impédance caractéristique est donnée par :

$$Z_{op} = \sqrt{Z_s * Z_l} \tag{1.5}$$

Une simple ligne de transmission n'est pas un modèle adéquat pour cette structure. En effet, la capacité entre le strip et le plan de masse **(housing)** a un effet significatif sur les performances ainsi que le fonctionnement du balun , et le modèle d'une simple ligne de transmission n'inclut pas cette capacité. Dans ce cas, il est préférable de traiter cette section de ligne de transmission comme une paire de lignes couplées; la capacité entre le strip et le plan de masse est modélisée par l'impédance des modes pairs Z_{oe}. En pratique , afin que le balun opère sur une large bande, on prend Z_{oe} la plus grande possible (dans ce cas la capacité est plus petite). Dès que Z_{oe} diminue , les performances du balun se dégradent et donc la largeur de bande diminue et le VSWR augmente. Malheureusement, ce type de balun est relativement sensible aux petites valeurs de Z_{oe} . Comme règle générale de design Z_{oe}>>10* Z_{oo} , cette grande valeur est pratiquement impossible à obtenir.

Le balun Marchand comme on va le voir est moins sensible aux petite variations de Z_{oe}.

1.7.2 **Balun Marchand**

Le balun Marchand est un peu compliqué, mais il présente une très grande largeur de bande et il est moins sensible aux petites valeurs des impédances mode pairs. Théoriquement, il est possible de réaliser une réponse Chebychev (au delà de 6 octave) en augmentant le nombre de section de longueur λ /4.

La figure 1.11 montre le schéma d'un balun Marchand, il consiste en deux sections de lignes couplées chacune d'une longueur de λ /4, et terminées par une masse, une charge

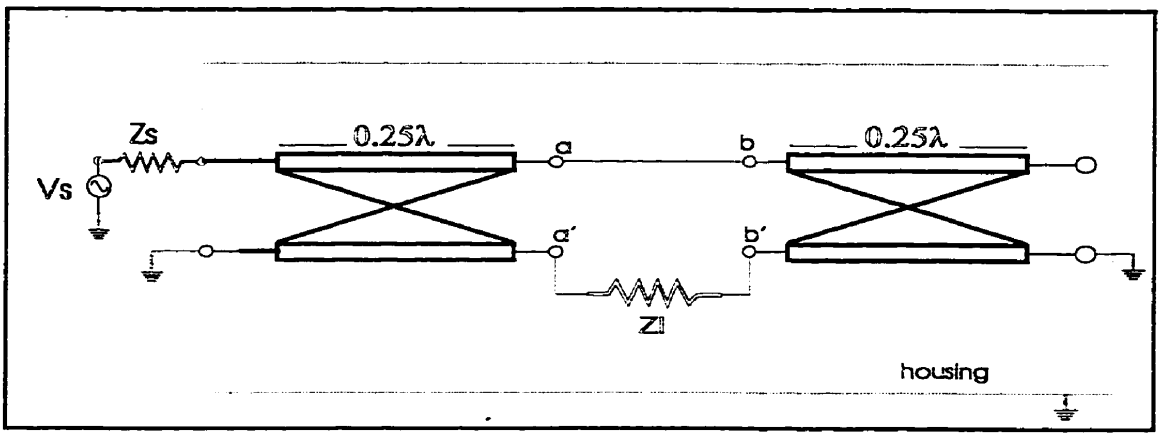


Figure. 1.11 Schéma bloc d'un balun Marchand

est connectée entre les deux sections. La deuxième section des lignes couplées est terminée à sa droite par un circuit ouvert, elle est donc considérée comme un **trançon** circuit ouvert et elle a une impédance d'entrée égale à 0. Cette dernière nous fournit deux avantages ; le premier est que le trançon ouvert nous assure une deuxième résonance, ce qui augmente la largeur de bande de ce modèle de balun. Le deuxième avantage est que l'impédance des modes pairs du balun est très grande, même plus grande que celle dans le balun à ligne parallèle. L'impédance des modes pairs dans les lignes couplées est idéalement infinie, et l'impédance des modes impairs est donnée par l'équation (1.6).

$$Z_{oe}=0.5\sqrt{Z_s * Z_l} \qquad (1.6)$$

Le Z_{oe} minimum est de l'ordre de 3 Z_{oo} .

1.8 Conclusion

Au cours de ce premier chapitre, nous avons, dans un premier temps, décrit et démontré d'une façon générale les grands principes de la fonction mélange. Les principales grandeurs caractéristiques ont été définies en expliquant l'intérêt et le rôle de chacune.

Nous avons ensuite expliqué les principes de fonctionnement de plusieurs types de mélangeurs à diodes ainsi que des généralités sur les types de balun utilisés dans la conception des circuits micro-ondes. Nous avons aussi discuté les généralités de la structure physique de l'élément non linéaire utilisé dans la conception de notre mélangeur i.e. la diode schottky-Barrier.

Chapitre 2

CONCEPTION ET RÉSULTATS DU MÉLANGEUR DOUBLE BALANCÉ À 20 GHz

2.1 Introduction

Les outils de conception assistés par ordinateur CAO sont des moyens efficaces pour représenter le comportement d'un dispositif quelconque. Des logiciels de conception et de simulation tels que MDS, Libra et Spice offrent des méthodes d'analyses et de résolution de systèmes très performantes et représentent une étape essentielle dans la conception des circuits intégrés en technologie MHMIC et MMIC.

Dans ce projet, nous avons utilisé le logiciel MDS de HP pour effectuer nos simulations. Ce dernier utilise la méthode d'équilibrage harmonique pour étudier et prédire le comportement non linéaire d'un circuit quelconque.

Au cours de ce chapitre, nous nous proposons de détailler la méthodologie que nous avons employé pour concevoir un mélangeur double balancé à base de diode à une fréquence RF de 20 GHz et une fréquence LO de 15 GHz. La technologie que nous avons opté est la technologie MHMIC, le substrat utilisé est de l'alumine 9.9 avec un épaisseur de 10 mil. Le travail de conception consistait à déterminer les différents circuits entourant l'élément non linéaire(4 diodes) ; les circuits hybrides d'entrées, les circuits d'adaptation de la sortie, pour obtenir les performances optimales. Ceci est fait en respectant les

conditions de fonctionnement grand signal et avec la modélisation de la diode schottky décrite dans le chapitre précédent.

Nous avons adopté une méthode de conception reposant sur deux étapes :

1- la première étape consiste à faire le design de deux circuits hybrides(balun) pour l'entrée LO à la fréquence 15 GHz et l'entrée RF à 20 GHz, ainsi que l'évaluation de leur performances.

2- La deuxième étape consiste à faire le design des circuits d'adaptation pour adapter l'impédance de la diode à la fréquence IF à la charge (50Ω) .Enfin le design d'un filtre passe bande centré à la fréquence de sortie du mélangeur i.e. 5 GHz.

Dans ce chapitre, nous allons aussi présenter les résultats de simulation de tous les composants du circuit mélangeur double balancé; les résultats de simulation des circuits balun à 15 GHz et à 20 GHz et le résultat de simulation et de mesure du filtre passe bande centré à 5 GHz. Enfin, nous présenterons les résultats de simulation du mélangeur double balancé; le gain de conversion pour une puissance RF de -30 dBm et une puissance LO de 8 dBm ainsi que les produits d'intermodulation d'ordre trois.

2.2 Le type de composant utilisé

Le composant non linéaire qu'on a choisi est la diode schottky Barrier GaAs. Nous avons obtenu les paramètres spice de ce composant et nous avons implanté son modèle dans le logiciel MDS. Normalement, on aurait dû faire des mesures de la diode, puis faire sortir son modèle équivalent pour enfin l'implanter sur MDS, ceci a pour effet de rapprocher plus les résultats de simulation à celles de mesures. Le tableau ci-dessous montre les paramètres spice considérée dans le design du mélangeur.

Tableau 2.1. paramètres spice de la diode schottky

R_S	C_{j0}	Bv	Is	IBv	Eg	N	Vj	Fc
4 Ω	0.5 e-13	4	0.5 e-12	1 e-5	1.43	1.05	0.82	0.5

2.3 Approche de conception du balun

Nous abordons maintenant la partie de conception de circuits balun. Nous avons utilisé le logiciel MDS de HP pour faire le design d'un tel circuit. Cependant, une analyse électromagnétique s'est imposée pour valider les résultats. Dans ce projet nous avons choisi le balun Marchand, la structure de base du circuit est montrée dans le chapitre précédent. La topologie du balun Marchand offre de meilleurs performances que celles du balun à lignes parallèles. L'utilisation de ce type de balun s'explique par leur grande largeur de bande et par leur insensibilité aux valeurs des impédances en mode pairs.

La figure 2.1 montre le masque du balun Marchand à 20 GHz, la même configuration a été utilisée pour le design du balun à 15 GHz.

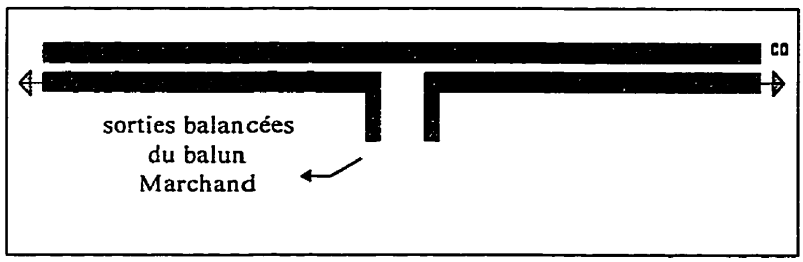


Figure 2.1 Masque du balun Marchand à 20 GHz

2.4 Conception du filtre passe bande à 5 GHz

Les filtres sont des circuits souvent utilisés dans les topologies de multiplicateurs de fréquences et à la sortie des mélangeurs pour éliminer les signaux indésirables générés par l'élément non-linéaire.

À très haute fréquence, la conception des filtres devient un problème délicat à résoudre. Parfois les résultats obtenus ne satisfont pas aux attentes. Dans ce cas, une attention particulière devrait être prêtée pour le cas des interférences électromagnétiques et de discontinuités dont les effets augmentent en fréquence. Les filtres passe bande aux fréquences micro-ondes présentent une autre bande passante à $3f_0$ où f_0 est la fréquence centrale du filtre.
Dans les paragraphes qui suivent, nous introduisons la conception d'un filtre passe bande en technologie MHMIC monté sur un substrat d'alumine 9.9 avec un épaisseur de 10 mil. Ce filtre sera utilisé à la sortie du mélangeur double balancé pour récupérer le signal d'intérêt à 5 GHz.

2.4.1 Filtre passe bande

Les filtres passe bande sont souvent utilisés dans la conception des circuits de transmission et de réception en micro-ondes. Des performances accrues, une meilleur fiabilité, une réduction de taille, tels sont les impératifs auxquels est confronté le développement des filtres dans les systèmes de communications.

Plusieurs types de filtres existent, ils sont construits à partir des éléments électriques : filtres Chebychev, Butterworth, Cauer et les filtres de Bessel.
Ces classes diffèrent selon leur performances. Ces filtres sont caractérisés par la disposition des pôles et des zéros dans le plan complexe.
Un filtre Butterworth possède un facteur de qualité moyen, il est souvent utilisé dans les design qui demandent une réponse en amplitude assez plate dans la bande passante. Par contre, un filtre Chebychev, il possède un grand facteur de qualité et donc caractérisé par ces ronflements dans la bande passante. Un filtre Cauer a le même comportement que le filtre Chebychev dans la bande passante. L'avantage du filtre Cauer est l'emplacement des zéros de transmission dans la bande de coupure, et donc on est capable d'éliminer une

fréquence indésirable en plaçant un zéro à cette fréquence. Finalement, on peut dire que le choix du filtre va surtout dépendre des performances voulues.

2.4.2 Types de filtres passe-bande en micro-ondes

Plusieurs types de filtres passe-bande sont utilisés en micro-ondes. Principalement, On trouve les résonateurs couplés bout-à-bout et les résonateurs couplés parallèles. Dans ce chapitre, nous allons expliqué d'une façon générale la méthode suivie pour faire le design d'un filtre passe-bande de type résonateurs parallèle.

2.4.2.1 Résonateurs couplés bout-à-bout

Le filtre composé de résonateurs couplés bout-à-bout est une des configurations les plus simples à utiliser, elle ne nécessite pas le calcul d'impédances paires et impaires. L'un des désavantages évident de cette structures serait la longueur totale du filtre.

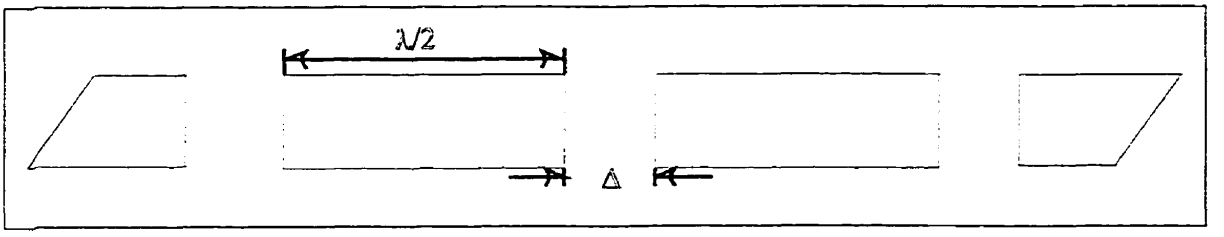


Figure 2.2. Résonateurs couplés de bout-à-bout

2.4.2.2 Résonateurs couplés parallèles

En couplant les résonateurs parallèlement, la longueur du filtre se trouve diminuée par rapport à la configuration précédente. De plus, cette configuration possède une deuxième bande passante à $3\omega_0$ au lieu de $2\omega_0$ .Cependant, cette deuxième bande passante peut apparaître à $2\omega_0$ si le filtre est mal ajusté.

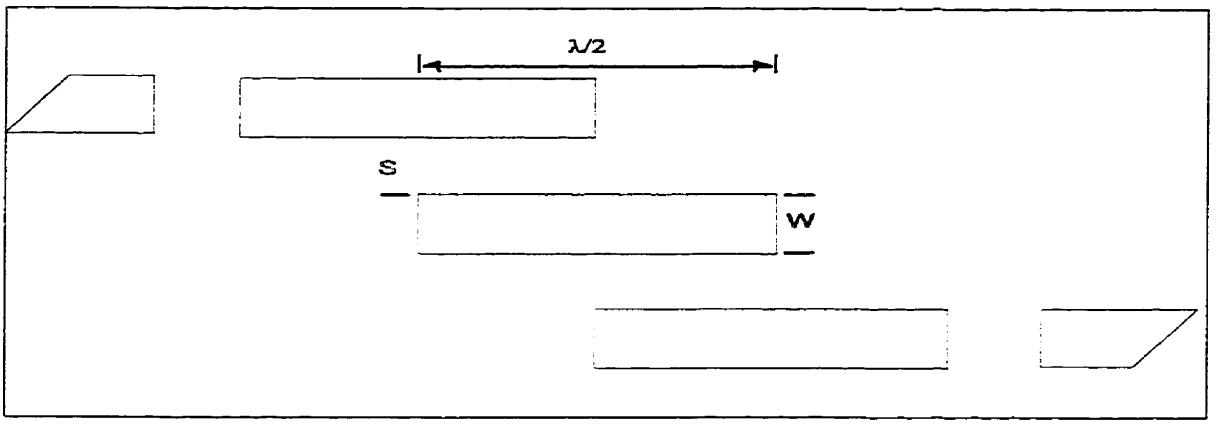


Figure 2.3 Résonateurs couplés parallèlement

2.4.3 Méthode de design du filtre passe bande

Pour la conception d'un filtre passe bande en technologie planaire MHMIC, il faut premièrement choisir la topologie du filtre à utiliser. On se base souvent sur les configurations des éléments électriques [13]. Après, on transforme le modèle à son équivalent planaire. Les inductances sont représentées par des lignes courts circuits et les capacités par des lignes circuits ouverts. En technologie planaire, l'objectif est d'avoir le même comportement du filtre que celui avec des éléments électriques. Pour faire la conception du filtre passe bande, nous avons pris un modèle électrique du filtre Butterworth[13] puis au moyen des équations de design et de tableaux déjà existant dans la littérature des filtres [14], les paramètres du filtre ont été calculés pour obtenir les dimensions physiques des lignes requises.

Le filtre passe bande utilise des blocs de lignes de transmission couplées en parallèle. Ces blocs sont cascadés en série de N+1 éléments, où N représente l'ordre du filtre. Le nom utilisé pour cette configuration est : filtre à résonance entre lignes couplées « parallel

coupled resonator filter ». La longueur des lignes de transmission utilisées pour obtenir la résonance est $\frac{\lambda}{4}$.

La figure 2.4 montre la structure typique d'un filtre à résonances entre lignes couplées implanté sur MDS. Cet exemple présente un filtre d'ordre 3.

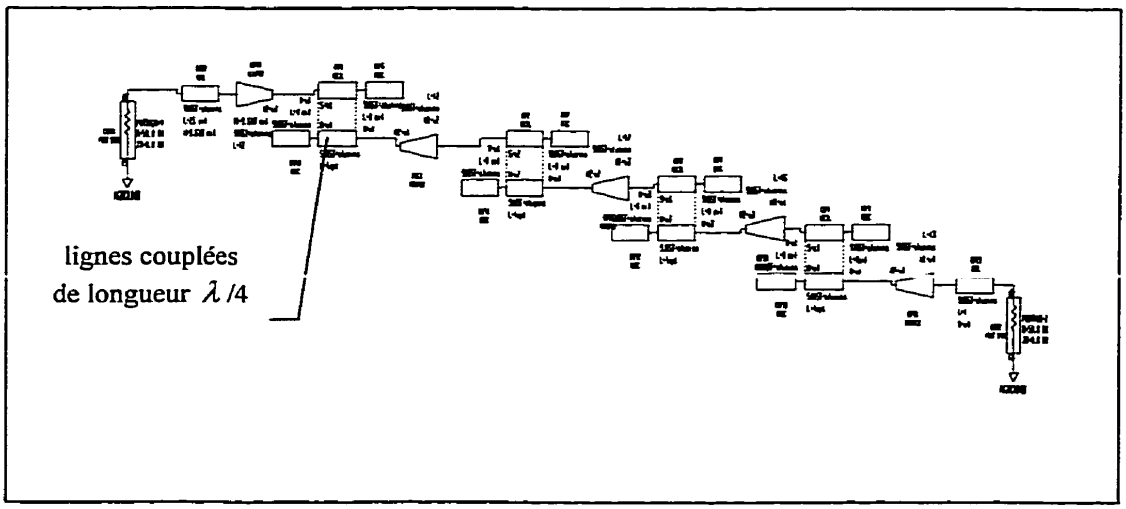


Figure 2.4 Filtre passe bande d'ordre 3 implanté dans le logiciel MDS

Les lignes sont toutes de longueur $\frac{\lambda}{4}$, mais pour compenser la capacitance provenant de l'effet de frange, on diminue la longueur des lignes d'une certaine valeur :$d_{i,i+1}$. Cette correction sera évaluée par le processus d'optimisation de MDS. Chaque bloc de ligne de transmission couplée possède une largeur de ligne qui est déterminée par un coefficient de couplage. Cette largeur de ligne détermine la bande passante du filtre.
les valeurs du modèle utilisé pour ce filtre ont été légèrement modifiées afin d'éliminer au maximum les harmoniques indésirables des fréquences LO et RF. Un tronçon est utilisé à l'extrémité droite du filtre pour éliminer la fréquence 15 GHz et diminuer le signal à la fréquence 20 GHz.

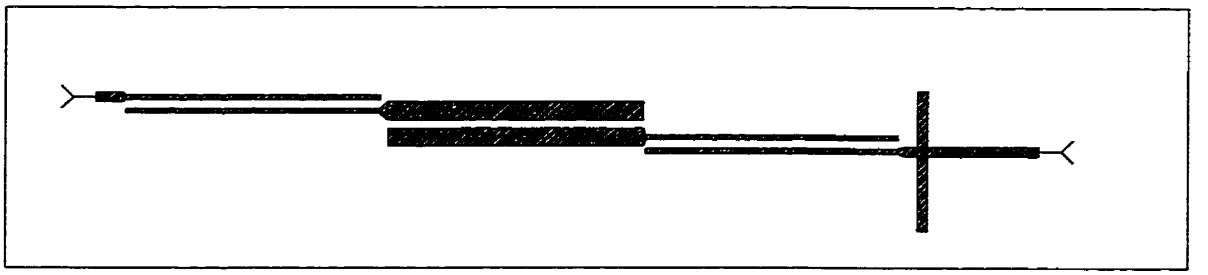


Figure 2.5 Masque du filtre passe bande à la sortie du mélangeur à 5 GHz

2.5 Résultats de simulations et de mesures du filtre passe bande

Dans un premier temps, le filtre a été conçu et simulé sur MDS, puis valider par une analyse électromagnétique utilisant le logiciel momentum. Les résultats sur momentum présentés à la figure 2.6 montrent un bon comportement du filtre passe bande, on remarque qu'à 5 GHz, le filtre est très sélectif et il coupe bien les fréquences de 15 GHz et de 20 GHz. Dans la bande de coupure du filtre, la répétition du spectre à 15 GHz a été éliminée en ajoutant un tronçon de longueur $\lambda/4$ à une fréquence de 15 GHz.
Dans la figure, on montre les résultats de mesure dans une bande allant de 4 GHz à 25 GHz,
On remarque que les résultats obtenu à partir de Momentum sont assez comparables à ceux mesurés. Des pertes d'insertion sont attribuées aux connecteurs utilisés et à la différence entre le plan de calibration et le plan de mesure du filtre. En effet, les pertes d'insertion simulées sont de l'ordre de $-2.E^{-3}$ dB, par contre dans le cas des mesures, elles sont de l'ordre de -0.7 dB.

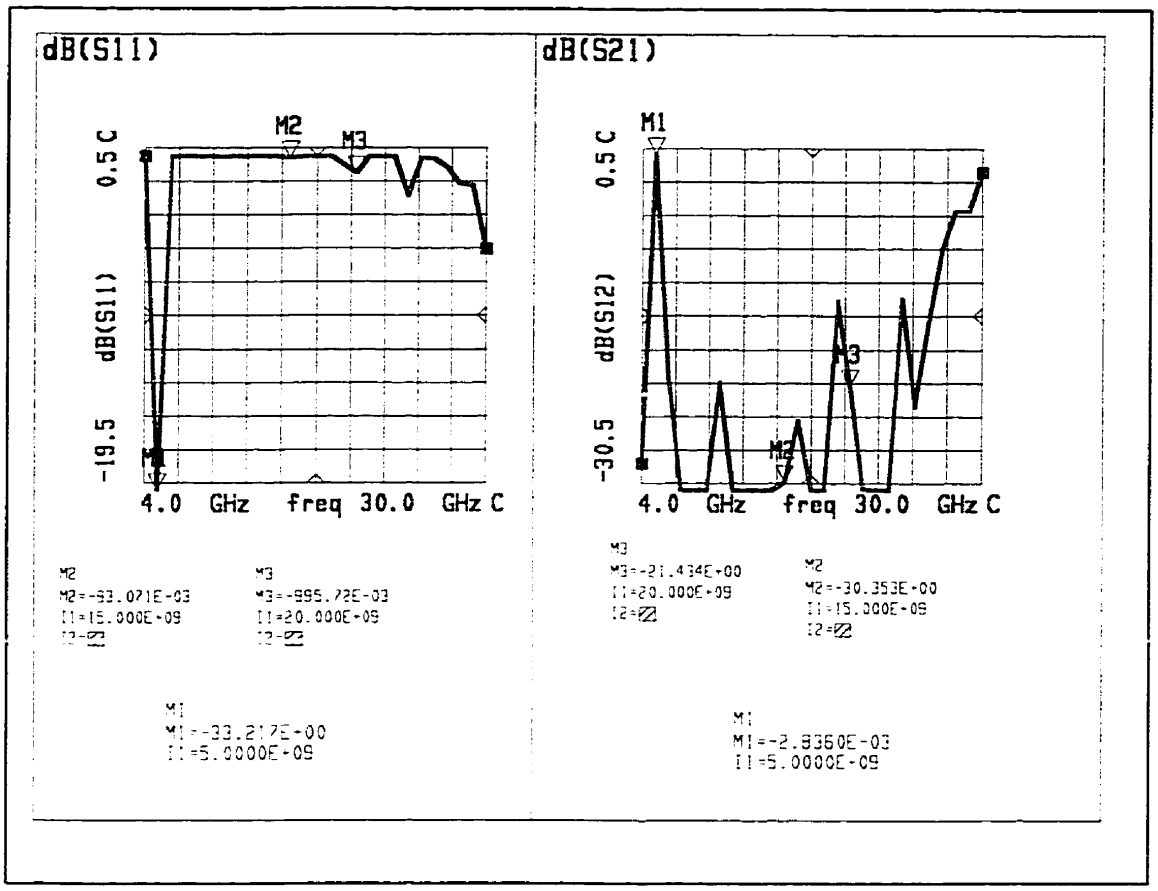
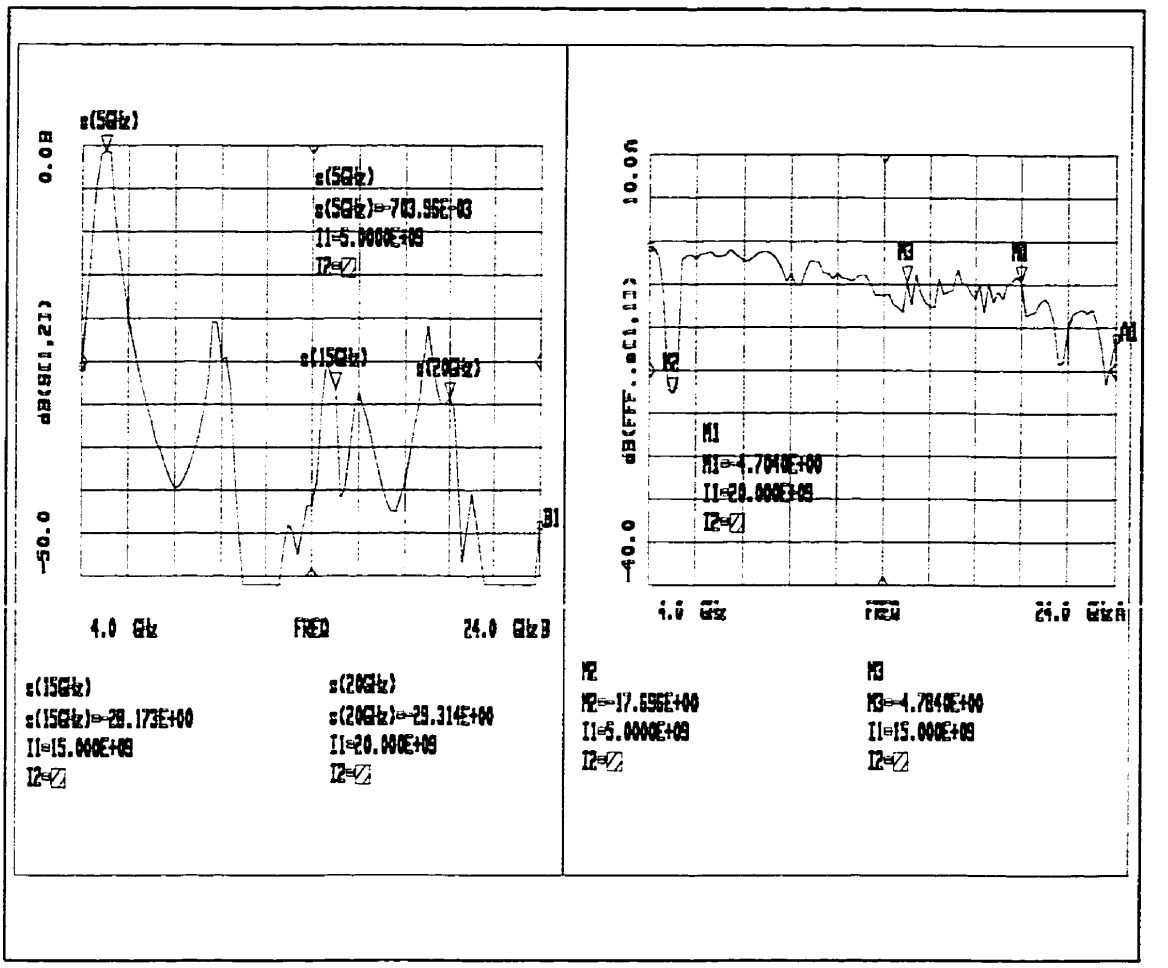


Figure 2.6 Résultats de simulation du filtre passe bande à 5 GHz



Figures 2.7 Résultats de mesures des paramètres S11 et S21 du filtre passe bande à 5 GHz

2.6 Résultats de simulation du mélangeur double balancés

La simulation du mélangeur a été formée en combinant le balun RF, LO, les quatre diodes et le circuit d'adaptation de l'impédance de sortie du mélangeur à 50 Ω ainsi que le filtre passe bande, afin d'extraire le signal IF à 5 GHz (signal de sortie du diviseur de fréquence). La simulation a été faite à l'aide du logiciel MDS puis validée par MDS-momentum

2.6.1 Balun

Les deux figures 2.8 et 2.9 montrent les résultats des circuits balun à 20 GHz et à 15 GHz respectivement. La simulation a été faite à l'aide du logiciel MDS puis validée par une simulation électromagnétique à l'aide de Momentum. On remarque clairement que les deux signaux de sortie de chaque balun sont en amplitude égale et ils sont en antiphase. La somme des deux puissances de sortie pour chaque balun est à peu près égale à la puissance d'entrée. Cela veut dire que le balun ne présente pas beaucoup de perte de puissance.

2.6.2 Gain de conversion

Deux types de simulations ont été effectuées pour une puissance du signal d'entrée P_{RF} égale à -30 dBm.

Dans le premier cas, on fixe la puissance du signal d'entrée RF à -30 dBm, et on fait un balayage de puissance sur le signal de LO. On obtient dans ce cas le gain de conversion G_C. La figure 2.10 montre les résultat obtenu.

L'évolution du gain de conversion en fonction de la puissance de LO présente un maximum autour de -36.3 dBm pour une puissance LO de 8 dBm et une puissance d'entrée RF de -30 dBm . Ceci nous donne un gain de conversion G_c de -6.3 dB.

Puisque nous avons utilisé un circuit d'adaptation pour adapter la charge Z_{IF} à $50\,\Omega$ et un filtre à la sortie du mélangeur , La largeur de bande du mélangeur sera très réduite. Cette caractéristique sélective due au filtre et au circuit d'adaptation a été volontairement délaissée au profit du gain de conversion, de l'isolation port à port et de la nature du diviseur de fréquences (récupération du signal de 5 GHz tout seul).

Dans le deuxième cas, on effectue la simulation du mélangeur en changeant la fréquence RF tout en gardant la fréquence de sortie F_{IF} =5 GHz. Ce genre de simulation nous donne la largeur de bande du signal RF. Cette largeur de bande n'est pas si importante dans notre cas, car on veut effectuer un diviseur de fréquence d'ordres 4 pour une fréquence RF fixe de l'ordre de 20 GHz. Le résultat est présenté à la figure 2.11 .

2.6.3 Intermodulations d'ordre 3

La figure 2.12 présente les résultats du spectre de puissance à la sortie du mélangeur. Ce résultat est obtenu en appliquant deux sources en entrée distante de 10 MHz (RF1=20 GHz et RF2= 20.01 GHz) associées à LO. On remarque d'après la figure 2.12 que la puissance du signal d'ordre 3 est au delà de -95 dBm, par contre la puissance au signal utile est de l'ordre de -36.3 dBm ,ce qui donne une différence de plus de -60 dBc.

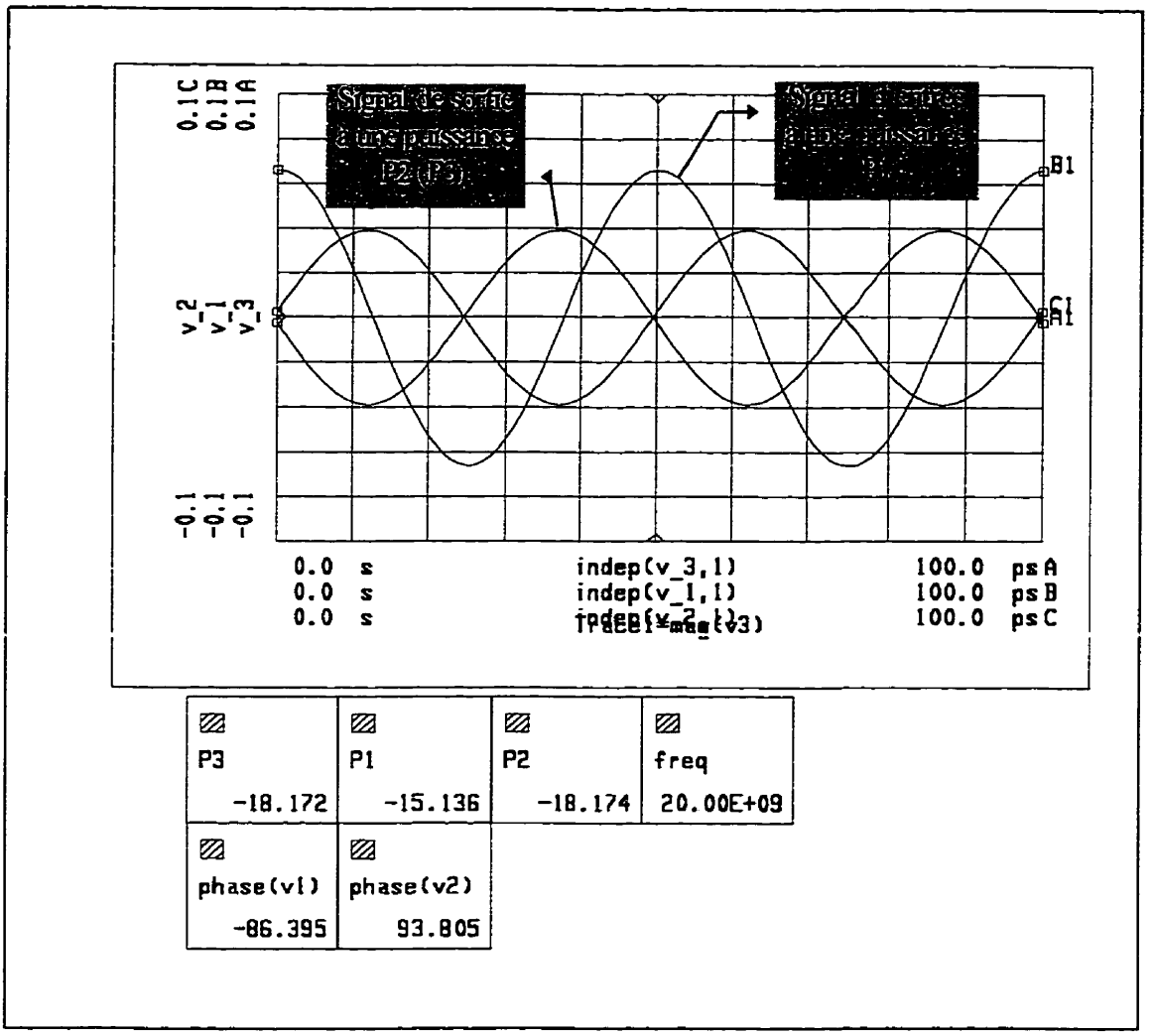


Figure 2.8 Résultat de simulation montrant le signal d'entrée à une puissance p1=-15 dBm et les deux sorties du balun à 20 GHz (p3 et p2)

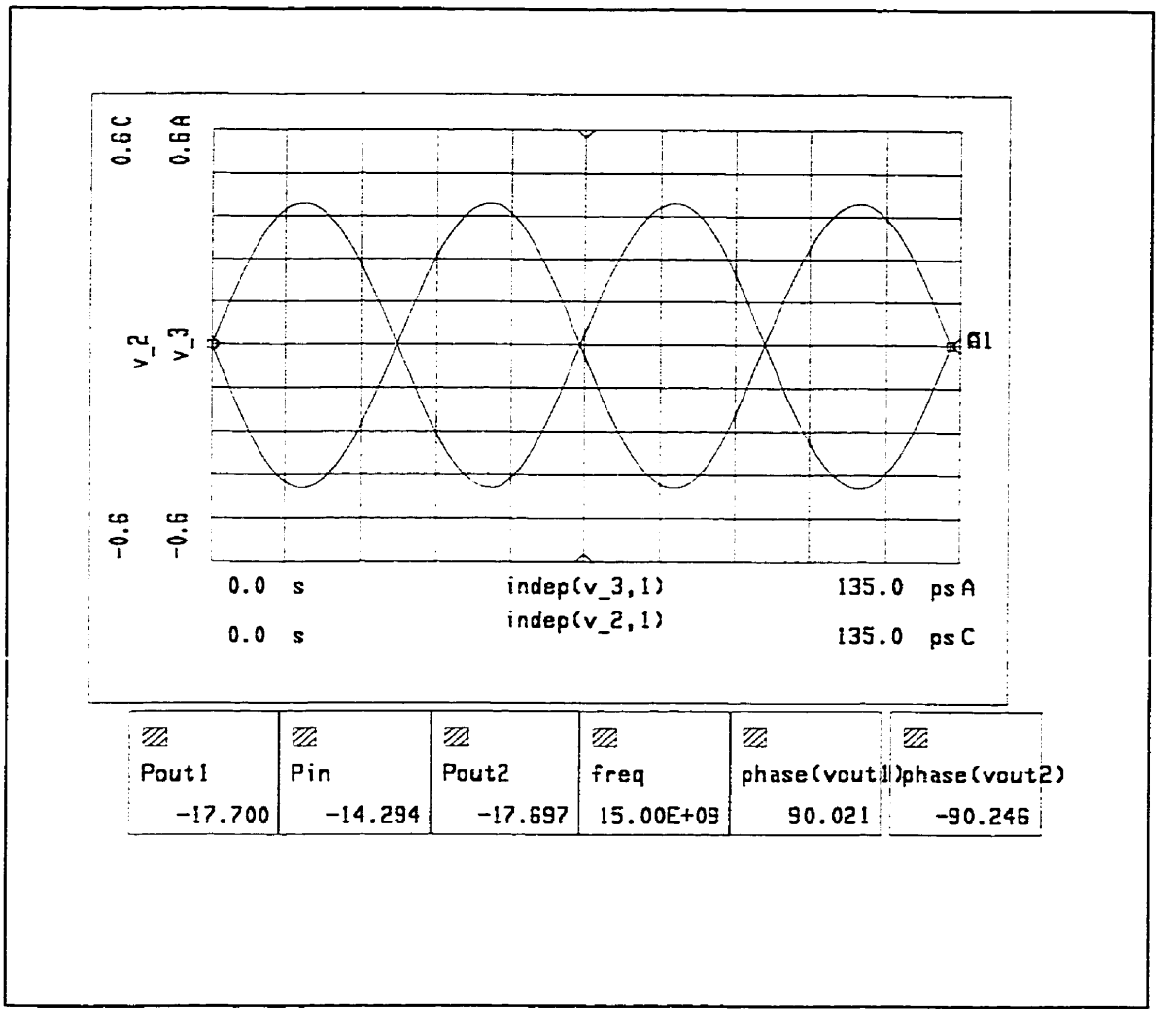


Figure 2.9 Résultat de simulation montrant les deux sorties du balun à 15 GHz pour un signal d'entrée d'une puissance de pin=-14 dBm

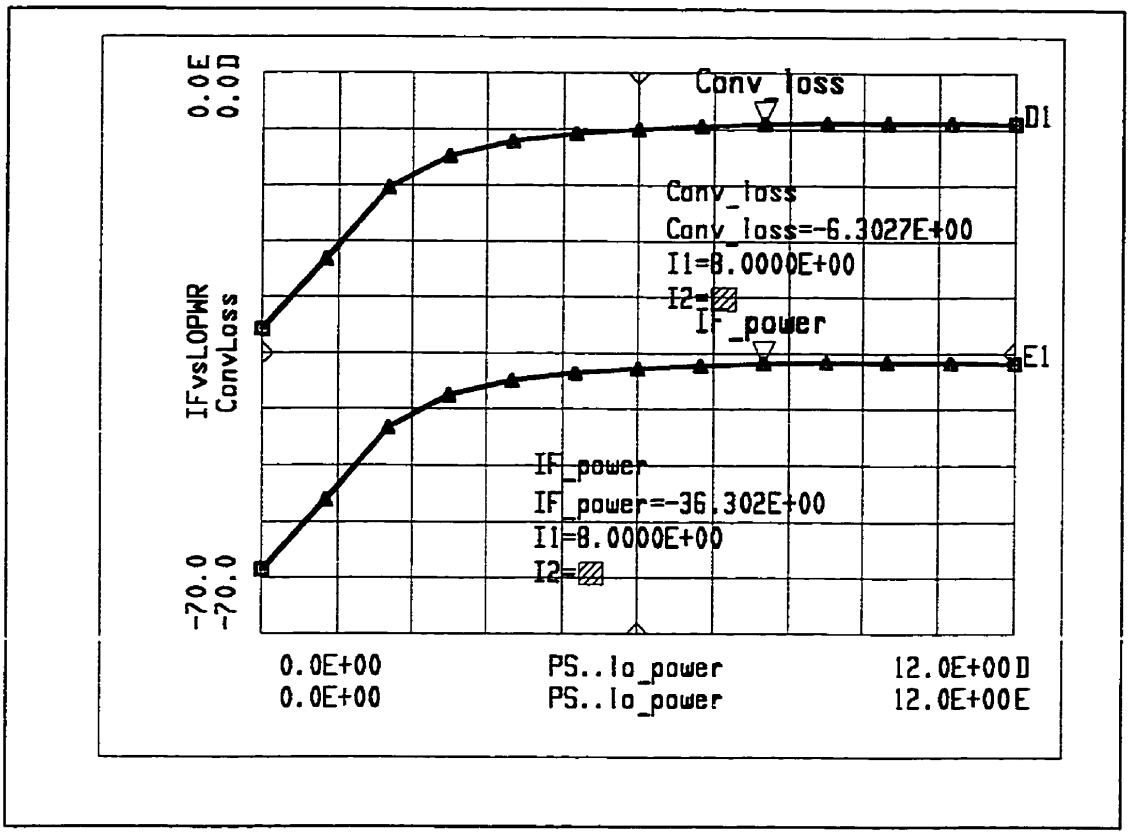


Figure 2.10 Résultat de simulation montrant la puissance de sortie et le gain de conversion en fonction de la puissance du signal LO

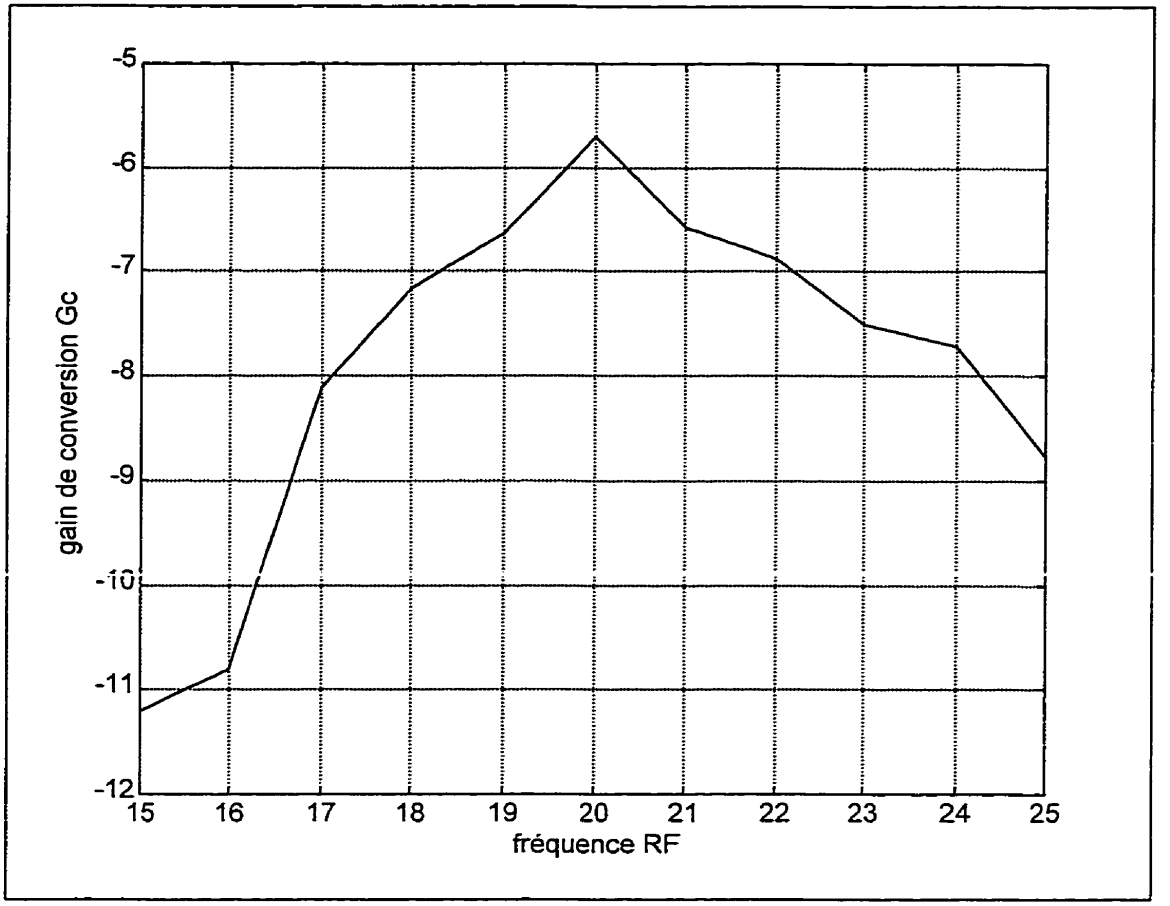


Figure 2.11 Évolution du gain de conversion en fonction de la fréquence RF, avec IF non constante

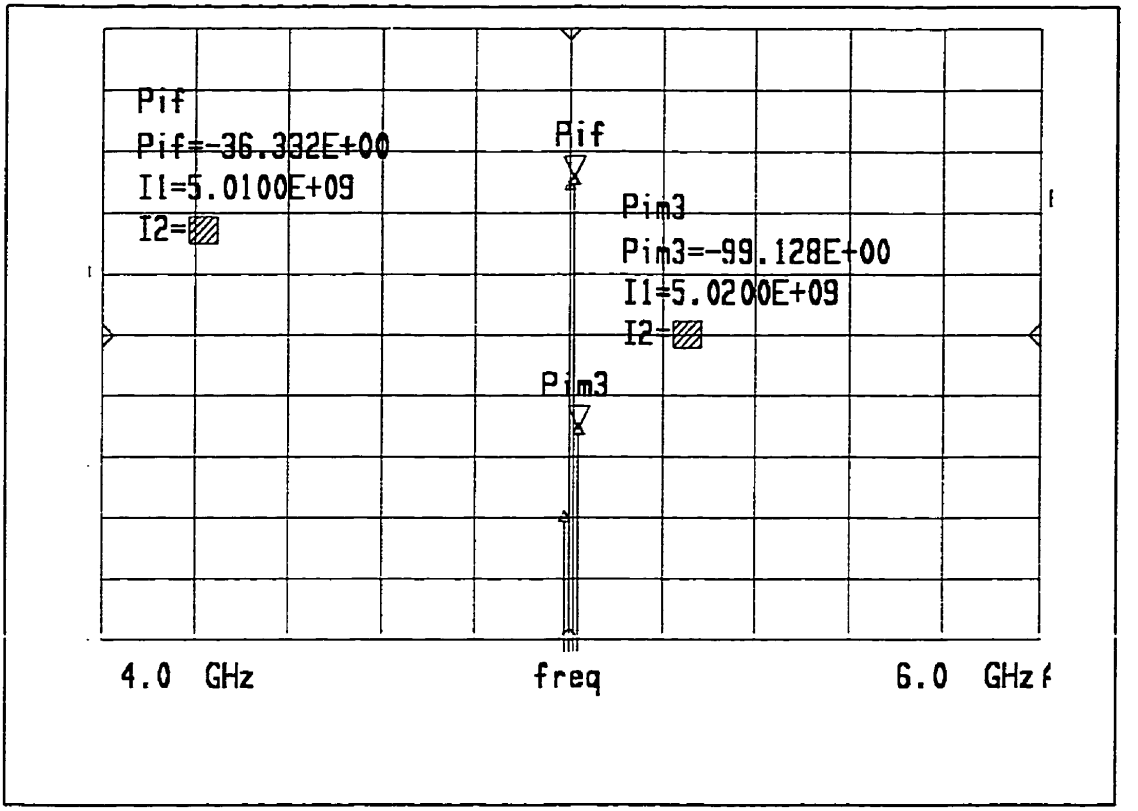


Figure 2.12 Résultat de simulation montrant le spectre des produits d'intermodulation d'ordre 3 pour une puissance LO de 8 dBm et une puissance RF de -30 dBm

2.6.4 Spectre de sortie

Les principales composantes en fréquences à la sortie du mélangeur sont présentées à la figure 2.13. Le spectre est ainsi obtenu pour une puissance LO de 8 dBm et une puissance RF de -30 dBm. Les composants harmoniques de LO et de RF (2LO, 2 RF..) ainsi que les harmoniques croisées sont très fortement rejetées.

Le spectre de sortie nous permet également de déterminer les valeurs des isolations entrée-sortie :

LO/IF= 48 dB et RF/IF=39 dB

Les principaux résultats de simulations du mélangeur double balancé sont rassemblés dans le tableau ci dessous.

Tableau 2.2 : Condition d'opération optimale du mélangeur de fréquence à 20 GHz

P_{RF}	P_{Lo}	G_C	P_{IF}	LO/IF	PIM_3	RF/IF
-30 dBm	**8 dBm**	**-6.3 dB**	**-36.3 dBm**	**48 dB**	**60 dBc**	**39 dB**

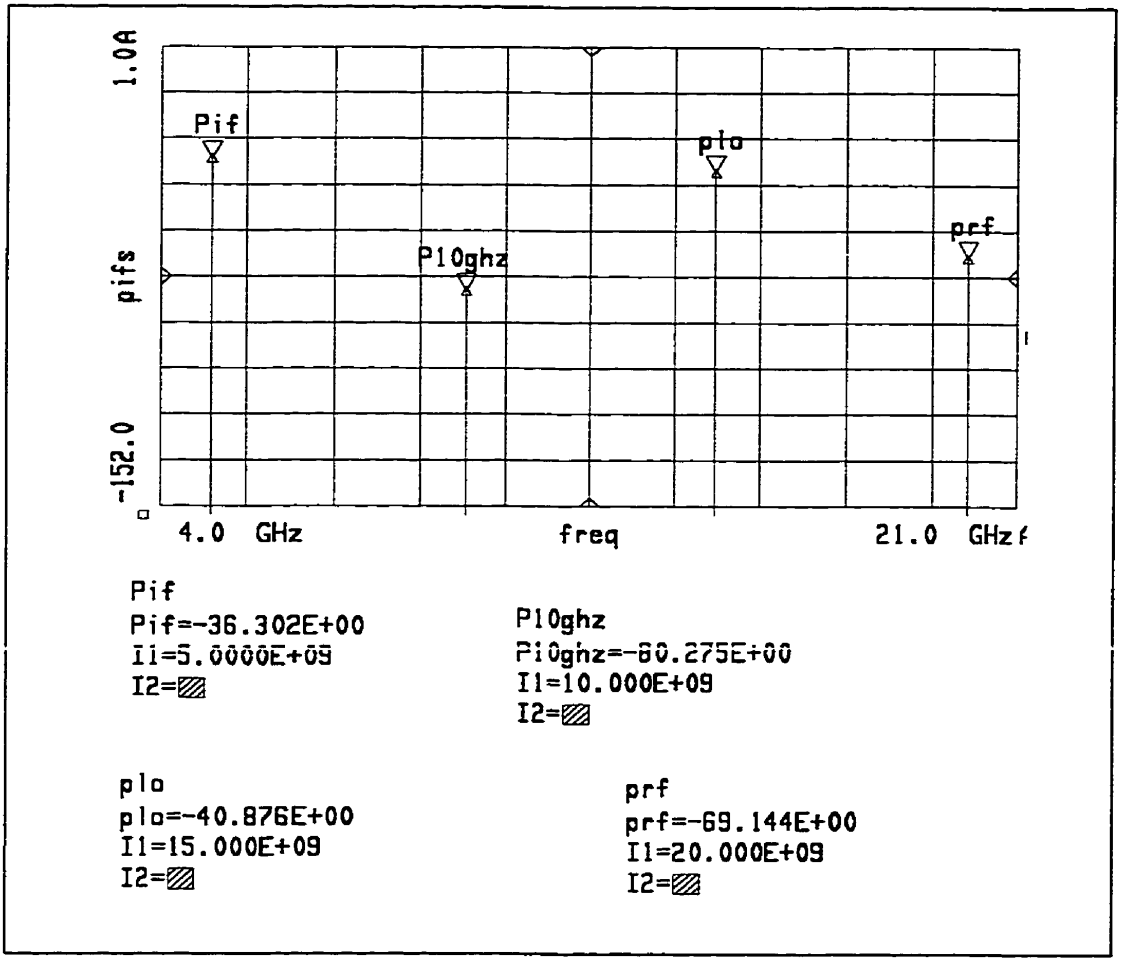


Figure 2.13 Résultat de simulation du spectre de puissance à la sortie du mélangeur

2.6.5 Analyse de sensibilité

Les performances des pertes de conversion d'un mélangeur de fréquences dépendent des pertes des éléments parasites de la diode et des pertes des circuits d'adaptation. En plus, on trouve les pertes dues à l'action du mélange de la résistance dynamique de la diode. Les pertes des circuits dans le mélangeur sont dues essentiellement aux pertes dans les baluns (circuits passifs). Ils sont généralement considérés comme un facteur secondaire pour déterminer les pertes totales du mélangeur. Les pertes dues aux éléments parasites de la diode contribuent d'une façon directe dans les pertes du mélangeur, et ceci dépend évidemment de la bande de fréquences. Ces pertes sont pilotées par la technologie utilisée.

Pour une fréquence donnée (20 GHz), les éléments parasites de la diode peuvent déterminer la taille de la diode schottky afin d'accomplir un minimum de perte de conversion. La résistance série R_s et la capacité de jonction de la diode schottky influencent d'une façon très direct les performances de pertes de conversion. Pour la diode schottky utilisée dans notre projet, on s'intéressera dans cette analyse, uniquement aux variations des éléments non linéaires du schéma équivalent de la diode. On fait varier indépendamment la jonction capacitive C_{j0} et la résistance R_s.
la figure 2.14 montre l'effet de la variation de la capacité de jonction sur le gain de conversion. On remarque que ce dernier passe par un maximum pour une valeur de C_{j0} bien précise.

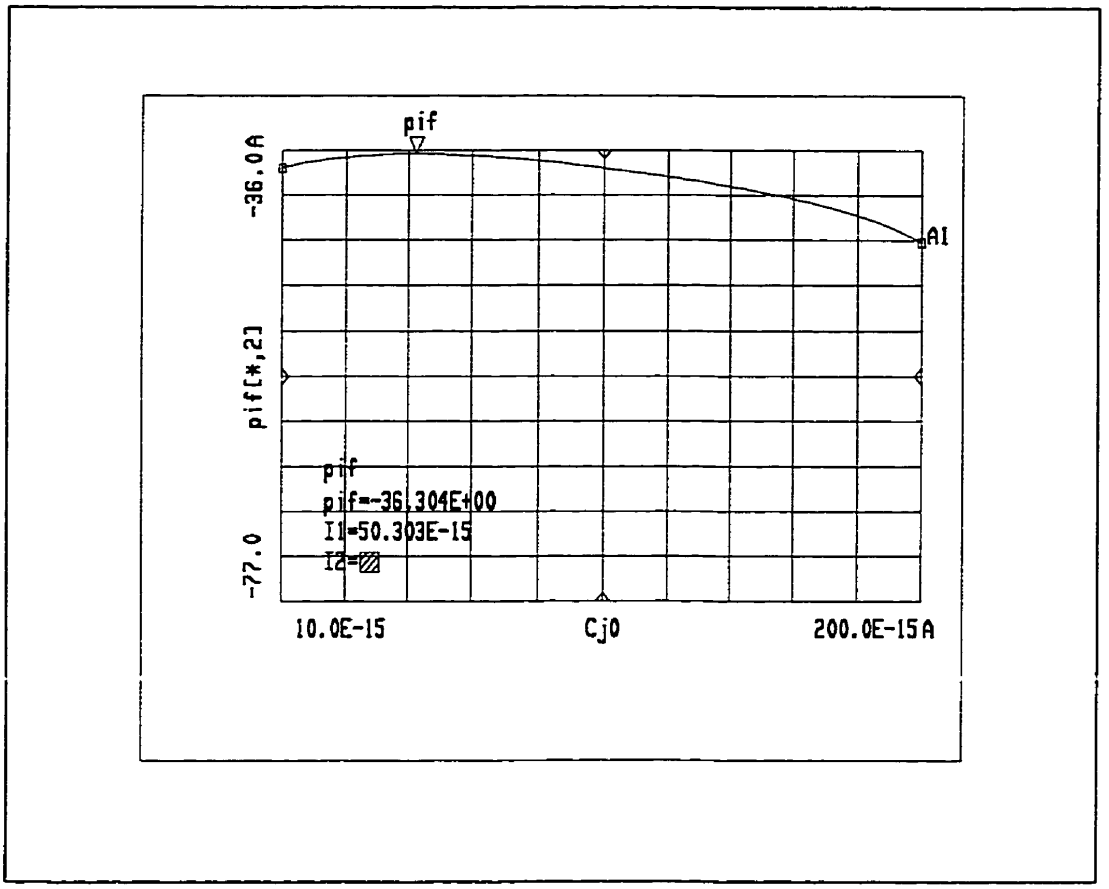


Figure 2.14 Effet de la capacité de jonction de la diode sur le gain de conversion

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons discuté les différentes étapes de conception du mélangeur et de ses composants à une fréquence RF de 20 GHz. Dans un premier lieu, nous avons montré les masques des circuits baluns et leurs résultats à 15 GHz et à 20 GHz respectivement. Nous avons aussi présenté les résultats du gain de conversion et des produits d'intermodulation pour une puissance d'entrée RF de -30 dBm et une puissance LO de 8 dBm. Les résultats de simulations sont faite par Momentum, et nous remarquons qu'elles sont très prometteuse. Nous avons aussi effectué les mesures du filtre passe

bande centré à 5 GHz, ce filtre a été placé à la sortie du mélangeur. La résultats de mesure sont très prometteur comparés aux résultats simulés.

Chapitre 3

APERÇU GÉNÉRAL SUR LES MULTIPLICATEURS DE FRÉQUENCES

3.1 Introduction

Dès le début des expériences dans le domaine de la radiocommunication en micro-ondes, la technique de génération de signaux a été un des problèmes majeurs. La multiplication de fréquences a été reconnue comme une technique de génération de fréquences efficace, permettant ainsi d'obtenir et d'utiliser les harmoniques de la fondamentale du signal d'entrée(absorbée à l'entrée). Dans notre projet le multiplicateur de fréquence joue un rôle aussi important que le mélangeur. Il permet de multiplier la fréquence du signal de la branche de rétroaction(5 GHz) par un facteur de trois afin de récupérer la fréquence du signal LO (15 GHz). Nous avons utilisé un multiplicateur de fréquence à base de diode varacteur.

Les multiplicateurs de fréquence ont connu leur début expérimental durant la deuxième guerre mondiale. A cette époque, ils ont commencé par des expériences sur les diodes à point contact en germanium(Ge) et en silicium(Si). Ce n'est qu'au début des années 60 que le monde des multiplications en micro-ondes a été révolutionné, ceci est dû essentiellement aux investigations dans les calculs numériques non linéaire ainsi que le développement de dispositifs non linéaire, notamment la venue de la diode p-n et la diode schottky[15,16]. Ainsi, le multiplicateur de fréquence trouve une place dans diverses applications en télécommunication micro-ondes allant du synthétiseur de fréquence jusqu'au source de puissance. Le multiplicateur de fréquence est un circuit qui génère à sa

sortie des multiples entiers du signal d'entrée, ce phénomène fait appel à un dispositif de caractéristique non linéaire tels que les diodes et les transistors, donc par sa nature, le multiplicateur de fréquences est un élément actif. Le développement de dispositif non linéaire ainsi que la disponibilité des méthodes de calcul non linéaire a permis des opérations de multiplication de fréquences au delà de 100 GHz[19].
Dans leurs travaux, Tang, sad et Burckhard[17,18] ont traité le cas des multiplicateurs réactifs. Ces travaux sont longtemps restés un outil de conception. Burckhard a établi des règles générales(Tables normalisées) de conception de multiplicateurs. Sa méthode analytique est basée sur des tables normalisées utilisant des diodes varacteurs dont la non linéarité doit suivre la loi d'un varacteur p-n donnée par l'équation (3.1)

$$C(v) = \frac{Cj_0}{\left(1 - \frac{v}{\Phi_b}\right)^{\gamma}} \tag{3.1}$$

où v est la tension de la jonction.

Φ_b est la tension de la barrière.

γ est le facteur d'idéalité.

C_{j0} est la capacité à polarisation nulle.

Cette méthode comporte plusieurs simplifications et avoue ses limites aux fréquences millimétriques, surtout pour les diodes dont la relation C-V ne suit pas celle de la relation(3.1).

Le déploiement de l'informatique et la mise au point de logiciel de CAO adaptés aux circuits micro-ondes non linéaires permettant la conception avec précision de multiplicateur de fréquence, ainsi, l'introduction de la méthode d'équilibrage harmonique (HB)[4] aux années 80 ont permis des études approfondies sur les multiplicateurs. Parmi

les informations disponibles d'une simulation HB, on trouve les effets de terminaisons aux harmoniques supérieures, du courant de polarisation et de variations de l'impédance en fonction de la puissance d'entrée. La précision des modèles non linéaires utilisés et la précision des calculs numériques ont aidé d'une façon rigoureuse à diminuer l'écart observé entre les simulations et les mesures[20,21,22].

3.2 Classification des multiplicateurs de fréquence

Pour concevoir un multiplicateur de fréquences, l'utilisation d'un composant actif non linéaire est nécessaire. Il y a deux genres de multiplicateur de fréquences: une multiplication à FET et une autre à diode. Dans ce rapport nous avons opté pour un multiplicateur à diodes. dans ce cas on trouve deux catégories de multiplicateurs :

1- multiplicateur résistif
2- multiplicateur réactif.

Un multiplicateur résistif utilise un dispositif à non linéarité résistive, dans cette catégorie, on trouve les multiplicateurs à diode schottky, à diode varistor. Ce genre de multiplicateur opère sur une large bande de fréquences, ils sont faciles à adapter et ils sont moins sensibles (plus stable) aux variations de charge que leur homologue réactif, par contre, ils montrent de grande perte de conversion et génèrent plus de bruit.

Un multiplicateur réactif est tout multiplicateur qui utilise un dispositif à non linéarité capacitive. Les diodes varacteurs sont les candidats par excellence utilisés pour générer des harmoniques d'ordre < 4, tandis que les diodes SRD sont utilisées pour générer des harmoniques à ordre supérieure à 4. Cette catégorie de multiplicateur opère sur une bande étroite et est très sensible aux variations de la charge donc instable s'ils sont mal

adaptés(improprement terminés). Cependant, ces multiplicateurs présentent moins de pertes de conversion et moins de bruit que les multiplicateurs résistifs.

3.3 Principe d'opération d'un multiplicateur de fréquence

Avant de décrire le processus de multiplicateur, rappelons que la principale fonction d'un multiplicateur de fréquences est de générer des harmoniques à partir d'une fréquence fondamentale d'entrée. En effet, c'est grâce à cette génération d'harmonique que l'on peut transférer une information d'une fréquence f1 à une autre fréquence nf1. Cette opération est obligatoirement liée à un phénomène non linéaire. La figure(3.1) montre le schéma bloc d'un multiplicateur de fréquence.

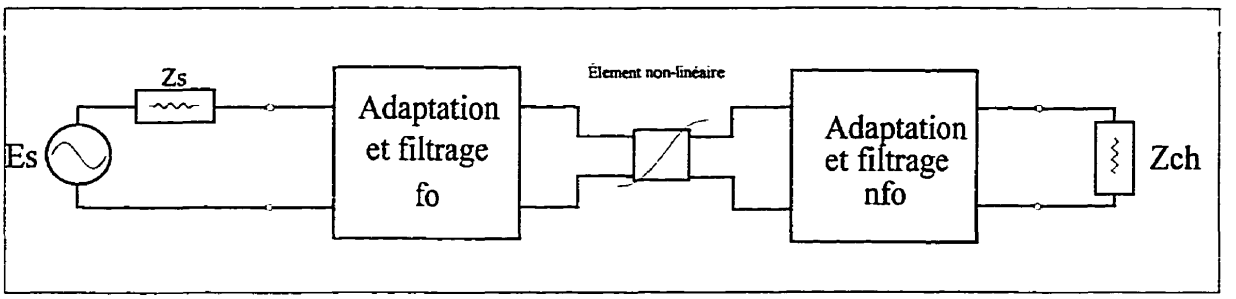


Figure 3.1 : Schéma bloc d'un multiplicateur de fréquence

Afin d'assurer un transfert optimal de puissance aux fréquences d'intérêt, des blocs d'adaptation et de filtrage sont mis à l'entrée et à la sortie du dispositif non linéaire. Les multiplicateurs de fréquence à diode engendrent toujours des pertes de conversion, un gain de conversion est possible en utilisant des transistors comme élément non linéaire. La figure (3.2) explique comment une non linéarité résistive ou capacitive peut générer un signal périodique contenant des multiples de l'harmonique du signal d'entrée d'une seule harmonique.

Mathématiquement, la relation courant-tension dans le cas d'une non linéarité résistive et la relation charge-tension dans l'autre cas capacitive peuvent s'écrire sous la forme d'une série de puissance autour du point de polarisation , donc :

$$I(V_{dc} + \Delta_V) = a_0 + a_1.\Delta_V + a_2.\Delta_V^2 + a_3.\Delta_V^3 + \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (3.2)$$

$$Q(V_{dc} + \Delta_V) = b_0 + b_1.\Delta_V + b_2.\Delta_V^2 + b_3.\Delta_V^3 + \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (3.3)$$

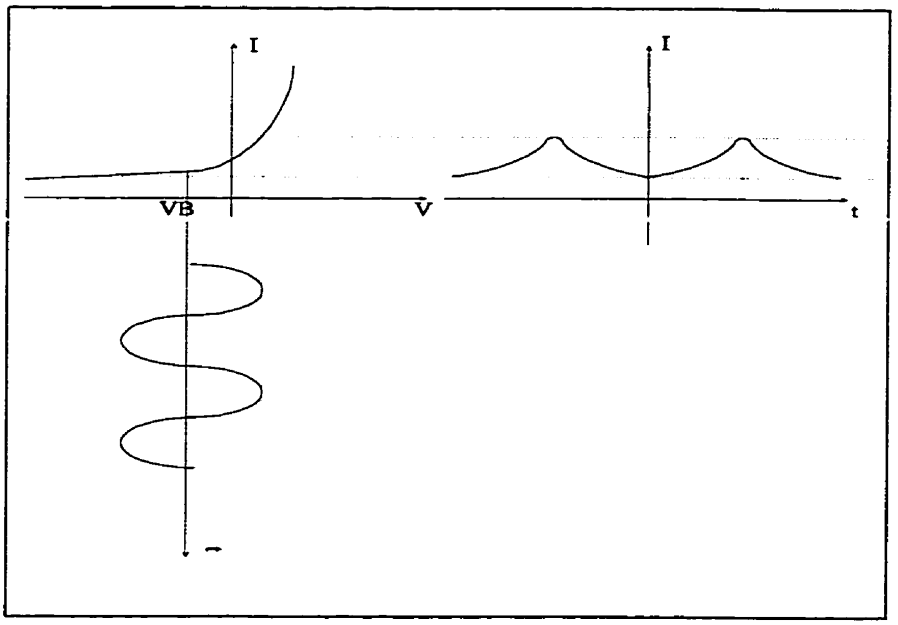


Figure 3.2 : Formes d'ondes aux bornes d'une diode varacteur

En injectant un signal RF aux bornes de la diode $\Delta_V = V_d \cos(\omega_{rf} t)$ et en insérant cette équation dans les deux équations , on obtient les deux relations courant et charge

$$I(t) == I_0 + I_1.\cos(\omega_{rf} t) + I_2.\cos(2\omega_{rf} t) + I_3.\cos(3\omega_{rf} t) + \ldots\ldots \quad (3.4)$$

$$Q(t) == Q_0 + Q_1.\cos(\omega_{rf} t) + Q_2.\cos(2\omega_{rf} t) + Q_3.\cos(3\omega_{rf} t) + \ldots\ldots \quad (3.5)$$

le courant ainsi créé est riche en harmonique, donc le multiplicateur de fréquence doit comporter un élément non linéaire(diode), des circuits d'adaptations et des filtres afin de permettre la sélection de la composante spectrale désirée(pour tirer une composante quelconque nf_{rf}, il faut qu'elle existe dans le spectre). Les deux équations 3.4 et 3.5 montrent clairement la présence d'harmonique dans le spectre I et Q ainsi généré. La composante harmonique la plus élevée est égale au degré du polynôme de l'équation 3.4, ceci est vrai si on ne tient pas compte de la caractéristique du mélangeur que joue un élément non linéaire. Il est ainsi possible de générer des harmoniques supérieures à l'ordre du polynôme en permettant le mélange fréquentiel de sous composantes appropriées. Ainsi, la conception d'un tripleur de fréquences (génération de la 3ème harmonique), a besoin d'un élément à non linéarité carrée moyennant un mélange de la fondamentale et de la 2éme harmonique. Cette opération est contrôlée par un circuit résonant aux fréquences intermédiaires qu'on appelle « Idler ». En conclusion, pour un ordre de multiplication élevé, le nombre d'idler augmente rapidement, ce qui complique un peu la conception aux fréquences millimétriques. Dans ce cas, des éléments à forte non linéarité sont utilisés, l'utilisation de la diode SRD est très répandue à cette fin.

3.4 Dispositifs non linéaire utilisés dans les multiplicateurs de fréquences

Toute conception de circuits intégrés, hybrides ou monolithiques, nécessite une description exacte du ou des composants actifs utilisés. Cette description passe donc par une modélisation électrique rigoureuse. Les applications non linéaires comme les amplificateurs de puissances, les mélangeurs et plus particulièrement les multiplicateurs de fréquences nécessitent l'emploi de modèles grand signaux de l'élément non linéaire ainsi utilisé.

Ces modèles phénoménologiques, c'est-à-dire reposant sur le schéma équivalent, doivent traduire de façon la plus simple possible, les évolutions des divers éléments intrinsèques

qui composent le schéma équivalent du composant. Ce sont les paramètres R_s et C_{j0} qui sont décrits dans la majorité des cas pour les diodes.

La mise en œuvre d'un modèle non linéaire doit être la plus aisée possible tout en étant rigoureuse. Ce qui revient à dire qu'il est souhaitable d'utiliser des expressions mathématiques simples pour décrire les variations des paramètres. Ces expressions n'ont d'ailleurs pas forcément des significations physiques directes, mais elles permettent une représentation globale du fonctionnement. Ces modèles sont destinés à être implantés dans un logiciel de CAO. On comprend alors facilement qu'il ne soit pas concevable pour des raisons de temps, de calcul et de convergence d'avoir des modélisations complexes prenant en compte chaque effet physique du composant. D'autant plus que la simulation d'un fonctionnement non linéaire, à l'aide de la méthode d'équilibrage harmonique(HB) demande un grand nombre d'itération, car elle est elle même complexe.

Afin de faire une bonne conception d'un système utilisant des éléments non linéaire, il est préférable de proposer un modèle spécifique du composant non linéaire basé sur les caractéristiques expérimentales et des mesures ainsi effectuées au laboratoire. En ce qui concerne mon projet de maîtrise, j'ai pris le modèle équivalent de la diode varacteur et j'ai pris les paramètres intrinsèques ainsi que les paramètres spices ainsi indiqués par le manufacturier.

La diode varacteur

Théoriquement, tout composant non linéaire est capable de convertir un signal à une seule harmonique en un autre signal contenant de multiple de l'harmonique du signal d'entrée. Aux fréquences micro-ondes, nous utilisons souvent des diodes comme élément non linéaire. Ces derniers, utilisées dans des multiplicateurs de fréquences engendrent des pertes de conversions, mais moins de bruit à la sortie. Dans ce travail, nous allons faire le

design d'un multiplicateur de fréquence à diode varacteur dans la bande de 5 GHz à 15 GHz.

La diode varacteur et sa version particulière SRD est un élément qui représente une réactance variable à très faibles pertes[16]. Ces applications principales sont :

1- multiplicateur de fréquence

2- amplificateur paramétrique

3- oscillateur commandé en tension (VCO)

en outre, les varacteurs peuvent être utilisés dans les déphaseurs. Elles sont essentiellement des jonctions p-n ayant un profil de dopage soit abrupte soit hyperabrupte Les paramètres importants d'une diode varacteur sont :

. variation de la capacité Cmax/Cmin

. coefficient de surtension

. Tension de claquage

Le modèle équivalent simplifié d'une diode varacteur est :

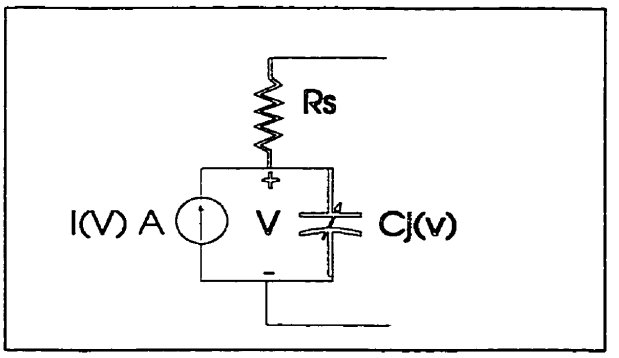


Figure 3.3 : Schéma du circuit équivalent de la diode varacteur

3.5 Type de multiplicateurs de fréquences

Dans les paragraphes précédents, nous avons expliqué d'une façon générale le rôle que joue un élément non linéaire ainsi que les circuits d'adaptation et de filtrages dans la conception d'un multiplicateur de fréquences. En effet, la fonction principale d'un élément non linéaire est de produire des harmoniques à partir d'un signal d'entrée, tandis que les circuits d'adaptation et de filtrages assurent un transfert maximal de puissance dans la charge à la fréquence désirée.
Afin de réaliser des performances bien spécifiques, différentes topologies ont été proposées, les multiplicateurs les plus connus sont :

3.5.1- multiplicateur simple

Cette topologie est considérée comme une topologie fondamentale pour le design de tous les autres multiplicateurs de fréquences. On trouve deux configurations principales. La seule différence entre elles consiste en la façon de la connexion de la diode entre le port d'entrée et de sortie(shunt ou série). La figure 3.4 montre le schéma en bloc de l'une de ces configurations. L'élément non linéaire (diode) est connecté en shunt entre les deux circuits d'adaptation et de filtrages.

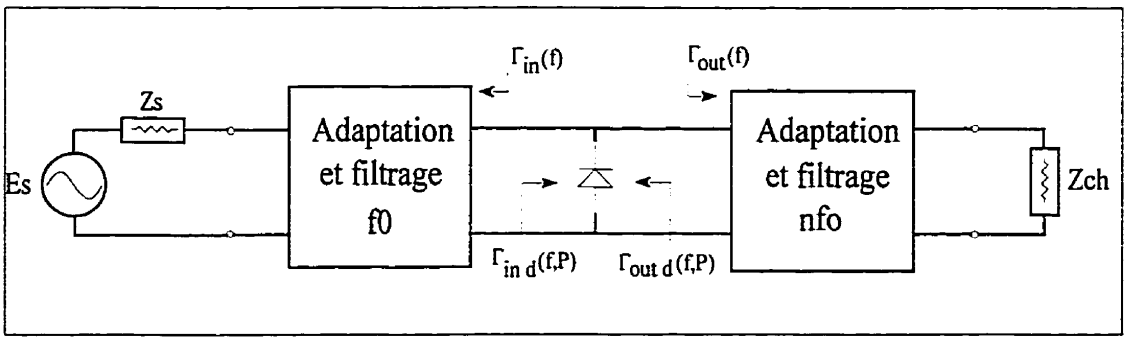


Figure 3.4 : Schéma bloc d'un multiplicateur simple

Lorsqu'une puissance RF est appliquée à l'entrée du circuit, l'élément non linéaire génère un spectre d'harmonique. Les circuits d'adaptation et de filtrage assurent un transfert optimal de la puissance . Bien que simple en principe, la conception de ce genre de multiplicateur exige le respect de certains conditions optimales d'opération :

1- $\Gamma_{in}(f_0) = \Gamma^*_{ind}(f_0, P)$

2- $\Gamma_{in}(nf_0) = 1\angle 0^o$ (Circuit Ouvert)

3- $\Gamma_{out}(nf_0) = \Gamma^*_{outd}(nf_0, P)$

4- $\Gamma_{out}(f_0) = 1\angle 0^o$ (Circuit Ouvert)

Lorsque n>2, des charges réflectives aux harmoniques supérieures à la fondamentale seront utilisées. Ce sont des idlers ; par définition, un idler est un circuit résonant en court-circuit ou en circuit ouvert. Il permet de stocker l'énergie de l'harmonique considérée. Un idler en circuit ouvert annule le courant à l'harmonique considérée, par contre, lorsqu'il est en court-circuit, il permet de faire circuler le courant à la masse pour cette harmonique. Dans les deux cas, les idlers permettent d'éviter la dissipation de la puissance des ces harmoniques dans la charge. Ce qui se traduit par une meilleur efficacité de conversion de puissance. Dans le cas d'un tripleur de fréquence, un idler à la deuxième harmonique est utilisé.

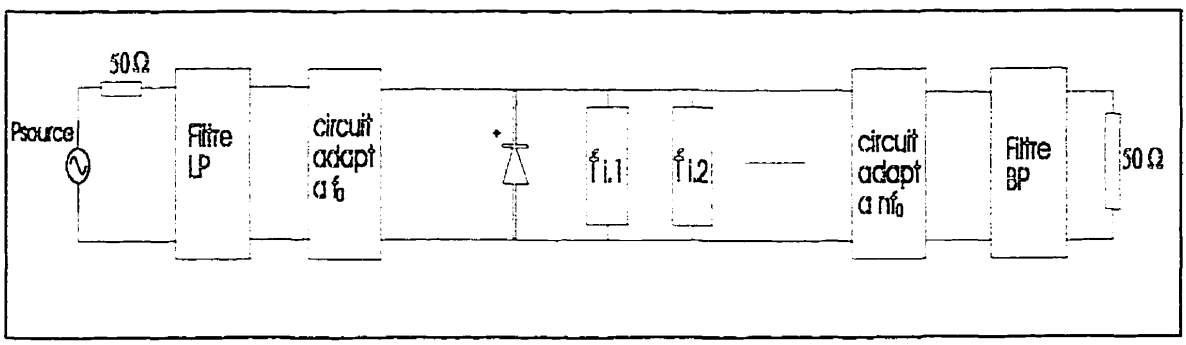


Figure 3.5 circuit du multiplicateur d'ordre supérieur à trois

3.5.2- Multiplicateur à structure balancée

Comme on l'a déjà mentionné, l'ordre et la nature de la non linéarité déterminent l'ordre maximal et le genre des harmoniques directement générées par élément non linéaire utilisé. La connexion des diodes en pont de redressement (figure 3.6.) favorise la génération des harmoniques paires.

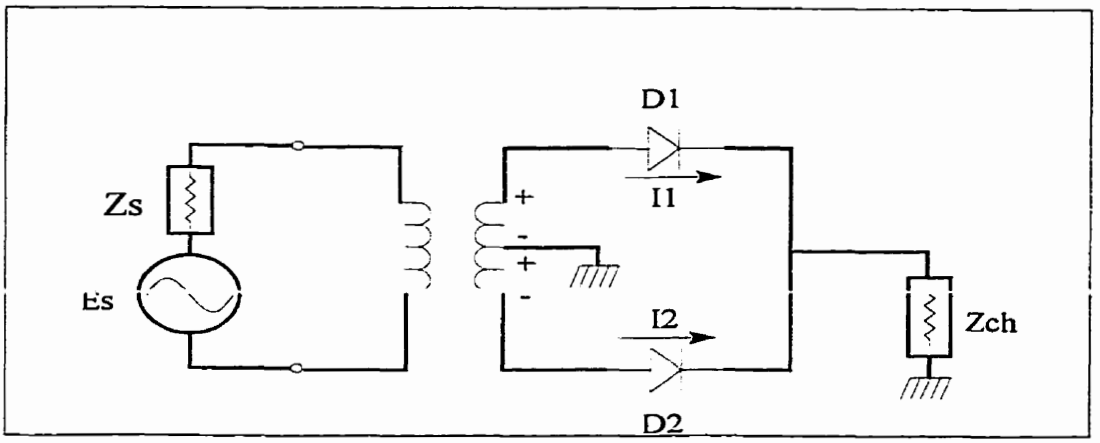


Figure 3.6 : Multiplicateur à structure balancée

Un transformateur est utilisé entre le port d'entrée et les diodes (schottky opérant en mode résistif). Dans des réalisations micro-ondes, le transformateur est remplacé par un coupleur hybride 180^0 ou par un circuit balun capable de fournir les mêmes performances que celles présentées par un transformateur.

Lorsqu'on applique un signal RF à l'entrée, le signal injecté dans les diodes (secondaire du transformateur) est en opposition de phase, dans ce cas, la conduction des diodes se fait d'une façon alternative. Durant l'excursion positive, la diode D_1 se met en conduction et la diode D_2 est en état de blocage. Les diodes changent de rôle durant l'excursion négative. Dû à l'opposition de phase des signaux dans les diodes, la relation entre les composantes de Fourrier des courants[] I_1 et I_2 dans les diodes à l'état stable s'écrit :

$$I_2(n) = I_1(n)e^{-j\pi n} \tag{3.7}$$

d'après la relation (3.7), la forme du courant à la sortie possède une symétrie paire.

La topologie très balancée de cette structure facilite le problème de conception et l'adaptation aux fréquences micro-ondes. Elle permet une auto isolation entre les circuits d'entrée et de sortie aux fréquences désirées, elle permet aussi une auto-annulation de certaines harmoniques (impaires). En effet, on constate d'après (A) que pour les n paires, les courants I_1 et I_2 s'additionnent dans la charge. Tandis qu'il s'annulent lorsque les n sont impairs.

3.5.3 Multiplicateurs à diode en connexion antiparallèle

La figure montre le schéma en bloc de deux diodes schottky en montage antiparallèle. Cet arrangement du dispositifs non linéaires, offre une auto-annulation des harmoniques paires ; est donc d'une grande importance dans le design des multiplicateurs de fréquence à ordre impair. En particulier, il peut servir dans la réalisation d'un tripleur de fréquence sans avoir recours à un idler à la 2ème harmonique.

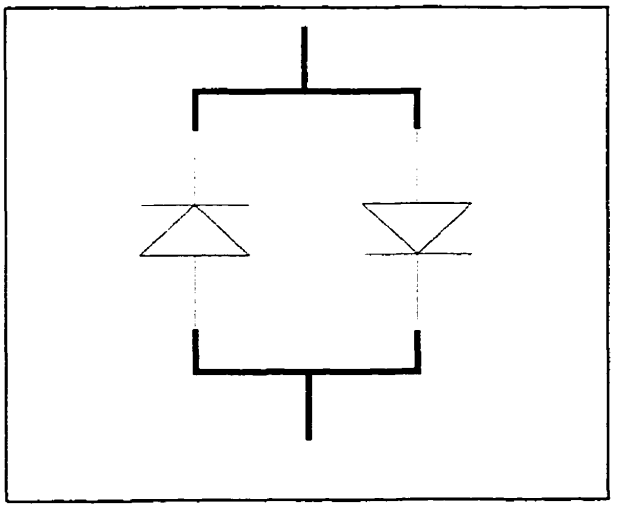


Figure 3.7 : Diodes en connexion antiparallèle

La caractéristique I-V de ce montage (figure 3.8) montre que le courant I est une fonction impaire de la tension V. La relation entre les deux courant I_1 et I_2 dans les diodes est donnée par l'équation :

$$I_2(n) = -I_1(n)e^{-jm} \tag{3.8}$$

ceci se traduit dans la présence de termes fréquentielles impaires dans le spectre du courant de sortie.

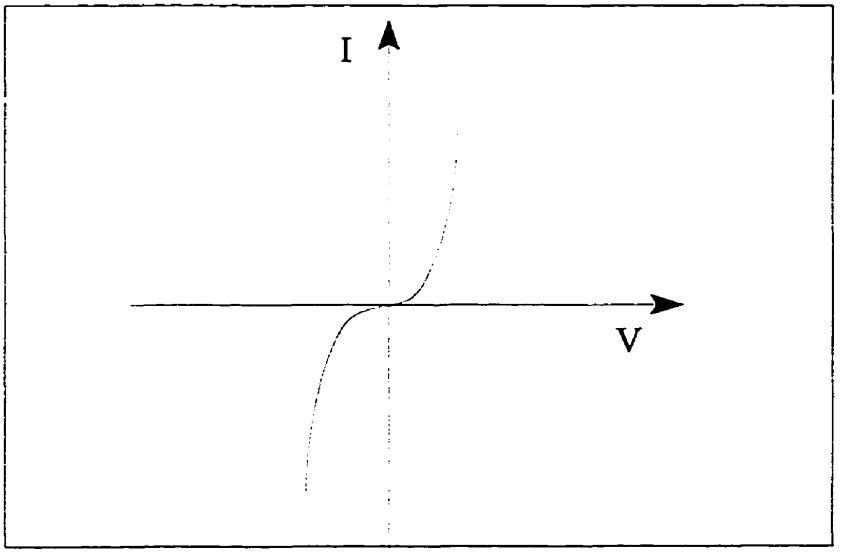


Figure 3.8 Caractéristique I-V d'une connexion antiparallèle

3.5.4 Multiplicateurs à topologie de pont

Les multiplicateurs à topologies de pont (figure 3.9.) sont très recommandés pour des applications à large bande, elles peuvent être réalisées en utilisant des dispositifs à non linéarité résistives ou réactives. Cette topologie jouit d'une auto-isolation entre les

circuits d'entrée et de sortie, elle favorise la transmission d'harmonique paires à la charge.

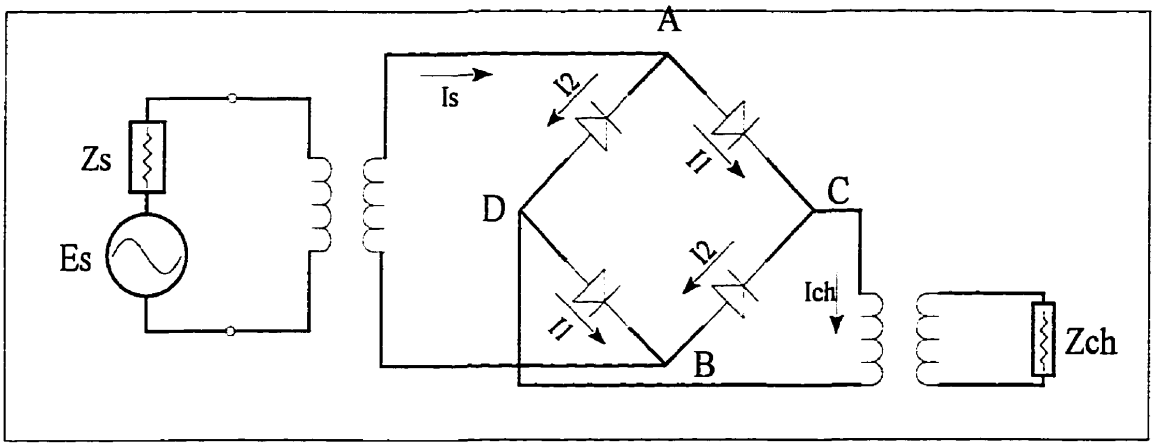


Figure 3.9 Schéma bloc d'un multiplicateur à connexion de pont

Aux fréquences micro-onde, les transformateurs seront remplacés par des structures balun ou par des circuits hybrides 180^0. Lorsqu'on applique une puissance à l'entrée, un voltage AC est appliqué aux noeuds des diodes. Durant l'excursion positive su signal , les diodes entre les branches AC et BD se mettent en conduction, les deux autres diodes sont bloquées. Durant l'autre cycle du signal RF, les diodes changent de rôle, La relation entre les coefficients de la série de fourrier du courant dans les diodes est :

$$I_2(n) = -I_1(n)e^{-j\pi n} \tag{3.9}$$

Le courant à la sortie dans la charge est donné par :

$$i_{ch}(t) = i_2(t) - i_1(t) \tag{3.10}$$

d'après l'équation (3.9) , on peut conclure que :

$$I_2(2k+1)=I_1(2k+1) \tag{3.11}$$

$$I_2(2k)=-I_1(2k) \text{ pour } k=0,1,2..... \tag{3.12}$$

Des deux équations (3.10) et (3.11) ,on trouve que le courant dans la charge s'annule pour les harmoniques impaires et s'additionnent pour les harmoniques paires, ainsi, le courant dans la charge est égale au double du courant individuel de chaque diode.
du coté de l'entrée on a :

$$i_s(t) = i_1(t)+i_2(t) \tag{3.13}$$

$$\text{d'ou } I_s(2k+1)=2I_1)2k+1) \tag{3.14}$$

$$\text{et } I_s(2k)=0 \tag{3.15}$$

et donc, la branche du signal de source est considérée comme un court-circuit entre A et B au signal DC et aux harmoniques paires.

D'après cette analyse, on peut conclure que le multiplicateur à pont permet de générer des harmoniques paires à sa sortie à partir d'un signal d'entrée RF, en plus il nous fournit une isolation mutuelle entre les circuits d'entrée et de sortie.

3.5 Conclusion

Au cours de ce premier chapitre, nous avons montré un aperçu général sur les multiplicateurs de fréquence les plus utilisés. Dans un premier lieu, nous avons expliqué brièvement les grands principes de fonctionnement de ces multiplicateurs, leurs avantages et leurs inconvénients. Nous avons aussi décrit l'élément non linéaire utilisé a cette fin.

C'est une diode varacteur ; elle possède une grande efficacité de conversion, elle génère un faible bruit et elle est facile à adapter.

Les multiplicateurs de fréquence à base transistors deviennent de plus en plus disponibles aux fréquences micro-ondes. Ces multiplicateurs réalisent des gains de conversions et ils sont plus faciles à adapter.

Chapitre 4

ANALYSE ET OPTIMISATION DU TRIPLEUR DE FRÉQUENCES 5-15 GHz

4.1 Introduction

La simulation non linéaire du tripleur de fréquence est une étape très importante dans le processus de conception. Avec ces simulations, on prétend prévoir le comportement du tripleur à l'état stable. La méthode d'équilibrage harmonique(HB) implanté dans le logiciel MDS de HP utilise la méthode Newton Raphson pour effectuer l'analyse non linéaire du circuit en question. Ce logiciel nous donne accès à une très grande variétés d'informations. La possibilité d'entreprendre des optimisations basées sur les résultats de l'analyse non linéaire est un outil puissant de conception que nous offre MDS. Ainsi, les caractéristiques des circuits d'adaptations à l'entrée et à la sortie peuvent altérer pour optimiser des paramètres tels que l'efficacité de conversion et la puissance de sortie.

Dans le chapitre qui suit, nous allons présenter les composants ainsi que les résultats de simulations et de mesures d'un tripleur de fréquences pour une fréquence d'entrée de 5 GHz. Aussi, nous présenterons l'efficacité de conversion globale simulée et mesurée du circuit à une puissance d'entrée de 15 dBm. Le schéma de la topologie du circuit multiplicateur à concevoir est montré à la figure 4.1. Ce circuit représente un élément non linéaire connecté à la source et à la charge par le biais d'éléments passifs linéaires qui ne dépendent que de la fréquence. Ces éléments représentent des filtres et des circuits d'adaptation et doivent présenter au plan d'entrée et de sortie de la diode des impédances conjuguées à celles de la diode.

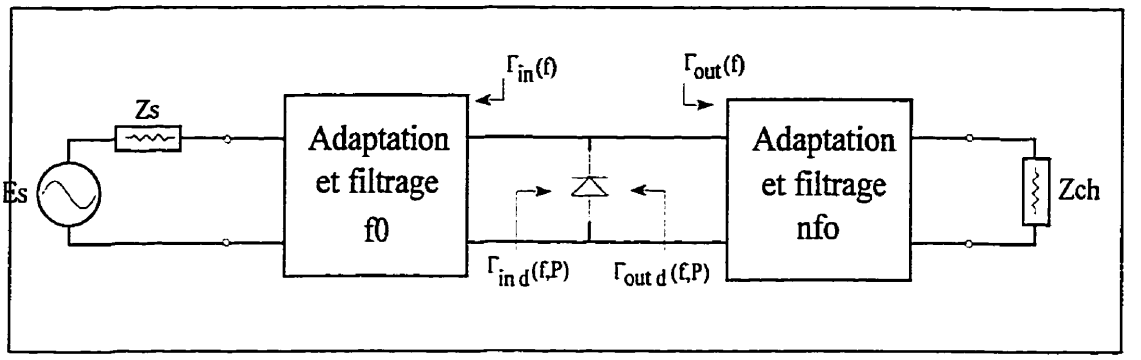


Figure 4.1 Circuit du multiplicateur de fréquences

4.2 Analyse non linéaire

Un circuit non linéaire est essentiellement composé de parties passives (circuits d'adaptation) dont le comportement ne dépend que de la fréquence, et des éléments actifs dont les caractéristiques sont en fonction de la puissance et de la fréquence du signal d'entrée. Plusieurs méthodes d'analyse non linéaire ont été développées pour résoudre le majeur problème lors d'une simulation i.e. trouvé la réponse à l'état stable pour une fréquence donnée. En général, on peut diviser ces méthodes en deux parties :

1- Méthodes temporelles
2- Méthodes d'équilibrage harmonique

4.2.1- Méthodes temporelles

Cette méthode consiste en la présentation de toutes les composantes du circuit non linéaire sous formes d'équations différentielles dans le domaine du temps, et l'intégration de ces équations sur des périodes de temps bien définies pour enfin calculer la réponse du circuit à l'état stable i.e. jusqu'à la disparition du phénomène transitoire.
Des éléments localisés tels que la capacité et les inductances sont décrits par de très

simples équations différentielles, par contre, la description des éléments distribués tels que les lignes de transmission ou d'autres circuits plus compliqués nécessite une modélisation en éléments localisés, ce qui complique énormément la tâche d'analyse non linéaire avec cette méthode.

Les méthodes temporelles, en effet simulent le comportement réel des circuits non linéaire et elles sont bien adaptées aux calculs des phénomènes transitoires tels que les réponses impulsionelles, par contre, elle éprouvent une certaine défaillance au niveau du calcul de l'état stable, dû essentiellement à l'énorme calcul et intégrations dans le domaine du temps des équations différentielles sur un grand nombre de période du signal d'entrée. Ceci rend cette méthode moins utilisable pour l'analyse des circuits fortement non linéaire.

4.2.2 Méthodes d'équilibrage harmonique

Cette méthode est implantée dans le logiciel de CAO pour circuit micro-onde MDS de HP[5]. C'est un outil par excellence pour l'analyse des circuits non linéaires tels que les amplificateurs , les mélangeurs et les multiplicateurs des fréquences etc...

La méthodes d'équilibrage harmonique consiste à séparer la partie linéaire du circuit montré à la figure 4.2 de la partie non linéaire. L'analyse de la partie linéaire se fait dans le domaine fréquentiel tandis que la partie non linéaire se fait dans le domaine temporel. La figure 4.2 montre le schéma en bloc d'un circuit actif avec élément non linéaire. Ainsi, le circuit est divisée en deux parties, linéaire et non linéaire(figure 4.3). Les impédances de la source et de la charge sont absorbées dans la partie linéaire. La partie linéaire est représentée par des équations différentielles dans le domaine fréquentiel, la partie non linéaire elle, est présentée par des équations différentielles temporelles.

Puisque nous avons opté pour le logiciel MDS dans nos simulations, nous allons présenter les grandes lignes de la méthode d'équilibrage harmonique HB.

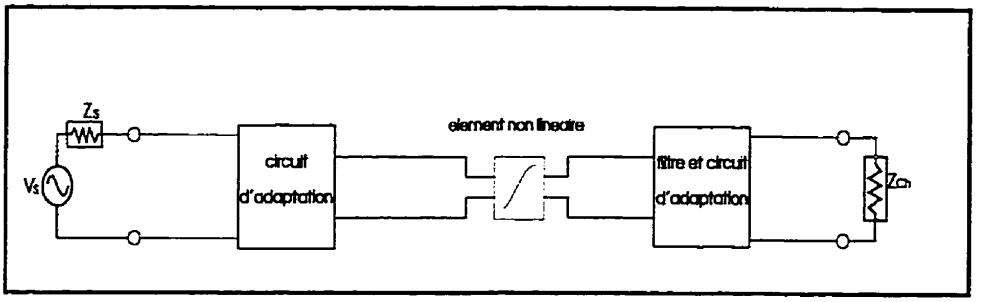


Figure 4.2 Schéma en bloc d'un circuit non linéaire en général

Le circuit de la figure 4.2, en le partageant en ces parties linéaires et non linéaires, on obtient le schéma montré à la figure 4.3. Ce circuit est adéquatement analysé quand le courant et la tension à chaque port sont connus dans le domaine temporel. Une autre alternative est de connaître les composantes fréquentielles de V et de I, puisqu'une transformée de Fourrier permet de passer du domaine fréquentiel au domaine temporel. Le processus de solution est itératif. À l'état stable, les courants au port 1 et 2 doivent respecter la loi de Kirchoff. Le processus de solution se déroule comme suit : en connaissant les composantes fréquentielles (partie linéaire) des tensions à tous les ports, on peut utiliser la matrice d'admittance [Y] du circuit linéaire pour calculer les courants I_n aux différents ports(I_n est un vecteur qui a des composantes à toutes les harmoniques considérées). Connaissant le spectre des tensions aux ports, on peut à l'aide d'une transformée de Fourrier, calculer les courants $\hat{I}_n$ dans la partie non linéaire à partir des relations caractéristiques de l'élément non linéaire utilisé $\hat{I}_n=f_{n,1}(V)$.

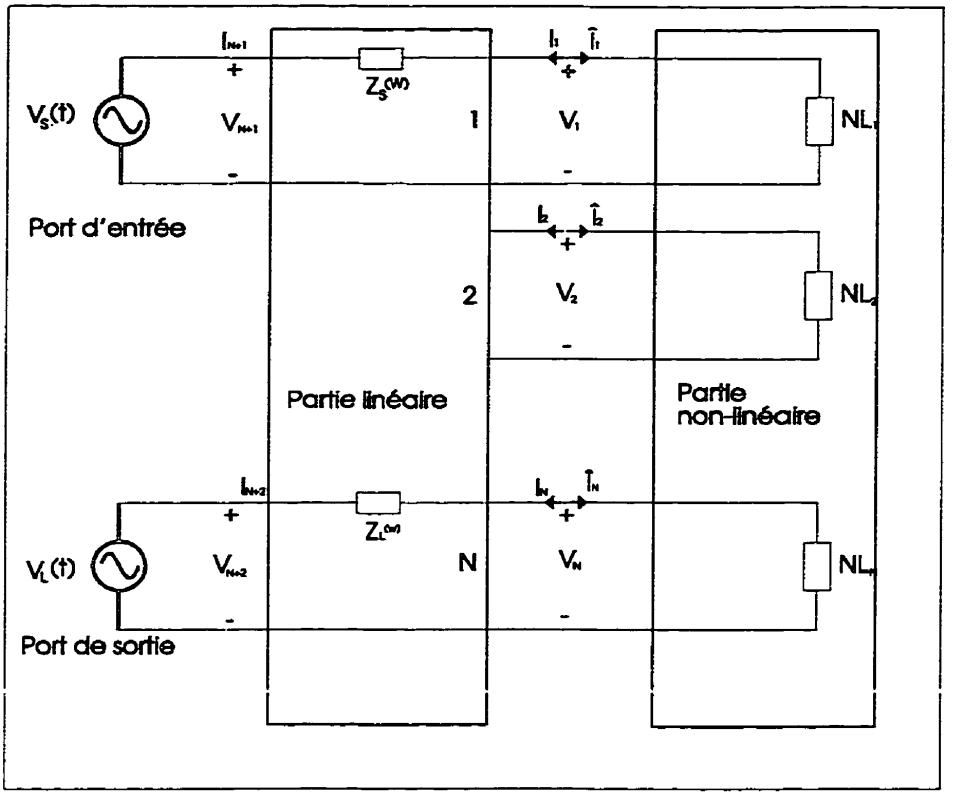


Figure 4.3 Un circuit non linéaire divisé en partie linéaire et non linéaire

La méthode de solution consiste à trouver un vecteur solution V qui génère les mêmes courants dans la partie linéaire et non linéaire. Autrement dit, il faut trouver le vecteur V pour lequel la loi de Kirchoff est appliquée : $I_n+\hat{I}_n=0$.

La méthode d'équilibrage harmonique (HB) implantée dans le logiciel MDS de HP utilise la méthode de Newton Raphson pour résoudre ce genre de problème. Cette méthode est l'outil par excellence utilisé pour accélérer et garantir la convergence des simulations, elle nécessite que la fonction $I_{n,1}(V)$ soit continue et à valeur unique. Ces deux conditions sont bien respectées dans le cas d'une diode schottky ou varacteur

4.3 Conception du tripleur de fréquences

L'optimisation de la diode consiste à trouver ses conditions d'opérations optimales afin de maximiser l'efficacité de conversion et la puissance de sortie à la fréquence désirée. Les circuits d'adaptations de l'entrée et de la sortie doivent donc en même temps adapter les impédances d'entrée et de sortie de la diode à 50Ω et de présenter des circuits ouverts aux harmoniques d'ordre supérieurs. Pour aborder le sujet de conception du tripleur de fréquences, nous allons commencer par la description de la méthode suivie, puis nous allons présenter les résultats de simulation obtenus à l'aide du logiciel MDS et validés par Momentum, nous allons aussi présenter les résultats de mesures.

La conception du tripleur se fera de la façon suivante :

- Analyse C-V de la diode ; elle consiste à trouver le point de fonctionnement de la diode. Ce point correspond à la tension V_{dc} appliquée à la diode pour avoir un fonctionnement très capacitif (le moins résistive possible) et une très forte non linéarité de la diode.

- Déterminer les impédances de la diode à 5 GHz(fréquence fondamentale f_0), et à 15 GHz ($3f_0$) correspondant en grand signal.

- Une fois les impédances connues, nous pourrons effectuer l'adaptation à l'entrée et à la sortie de la diode. Ces circuits d'adaptation sont associés à des filtres. Un filtre passe bas à l'entrée et un filtre passe bande à la sortie centrés respectivement à f_0 et à $3f_0$. Pour des raison liées à la fabrication du circuit, nous avons remplacé le filtre passe bas à l'entrée par un stub afin d'éliminer la deuxième et la troisième harmonique.

- Une analyse électromagnétique sera effectuée à l'aide du logiciel MDS-Momentum.

Il y a deux méthodes pour trouver les impédances de la diode à 5 GHz et à 15 GHz ; nous trouvons la méthode de Burckhard et la méthode sourcepull loadpull.

4.3.1- Source-pull load-pull

Il s'agit de déterminer les impédances de la diode à 5 GHz et à 15 GHz, cette recherche sera effectuée par optimisation sur le logiciel MDS en utilisant la méthode d'équilibrage harmonique.

La figure 4.4 montre le schéma du circuit tripleur de fréquences à implanter dans MDS :

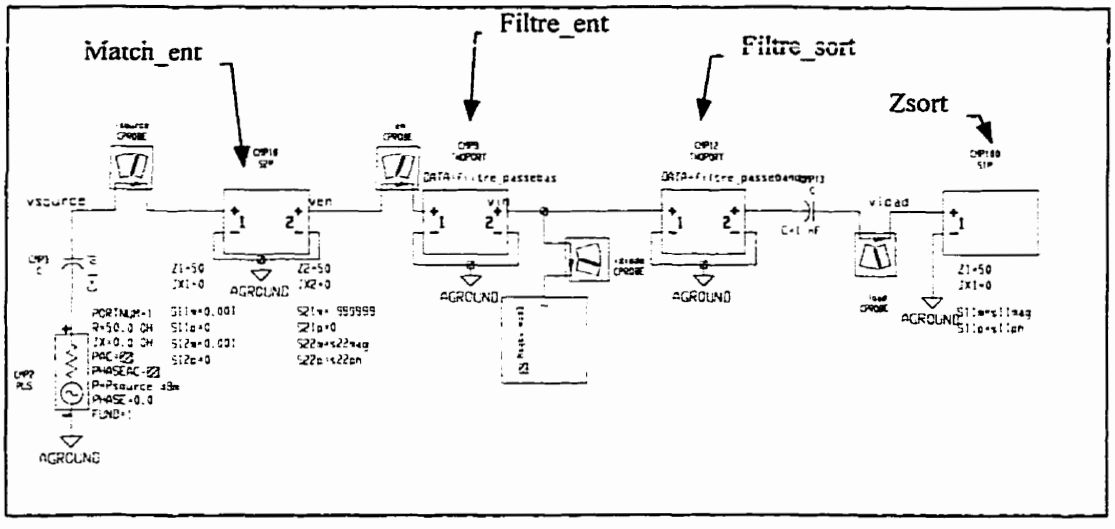


Figure 4.4 Schéma du tripleur de fréquence implanté sur MDS

- L'isolateur qui est placé à l'entrée du circuit permet de faire passer le courant uniquement dans le sens direct. Son impédance de sortie est variable. Le sourcepull consiste à optimiser cette impédance pour un transfert maximal de puissance de la source à la diode.

- La deuxième boite est un filtre passe bas idéal centré à la fréquence f_0 et qui va présenter des circuits-ouverts aux harmoniques de f_0.
- Un autre filtre passe bande centré à $3f_0$ présente des charges réflectives(circuits-ouverts) aux autres harmoniques.

- Le port Zport est l'impédance à présenter à la diode à 15 GHz pour tirer le maximum de puissance à la troisième harmonique. Cette charge sera aussi optimiser.

4.3.2 La méthode de Burckhard

La méthode utilisée pour la conception du multiplicateur à base de diode varacteur est la méthode de Burckhard. Les résultats de Burckhard sont présentés sous forme de tables normalisées, ce qui permet de les utilisées pour la conception d'une grande variétés de multiplicateur réactifs à base de diodes varacteur. Cette méthode est très simplifiée, elle prend pour acquis que la diode est modélisée par une capacité de jonction qui suit l'équation (3.1) et une résistance en série R_s. Malheureusement, ceci ne présente pas la réalité, et le modèle réel d'une diode varacteur est plus complexe. Au fait, il représente des capacités et inductances parasites qui influencent d'une façon directe le fonctionnement de la diode à hautes fréquences. De plus, la méthode de Burckhard considère que tous les éléments du circuits sont sans pertes.

Malgré que cette méthode présente beaucoup de faiblesse, elle reste quand même un outil très acceptable pour la conception. Elle permet de donner un circuit de départ facilement optimisable sur MDS ou sur Momentum.

La méthode consiste à calculer :

- La capacité de jonction minimale C_{min} et maximale C_{max}, pour enfin calculer S_{min} et S_{max} données par : $S_{min}=1/C_{max}$ et $S_{max}=1/C_{min}$.
-

En utilisant le tableau de Burckhard[18] pour une valeur de γ choisie, on sera dans la mesure de trouver l'impédance d'entrée $\mathbf{Z_{in}}$ **=15.18-j55.87** et l'impédance de sortie $\mathbf{Z_{out}}$ **= 6.8-j167** de la diode (figure 4.5).

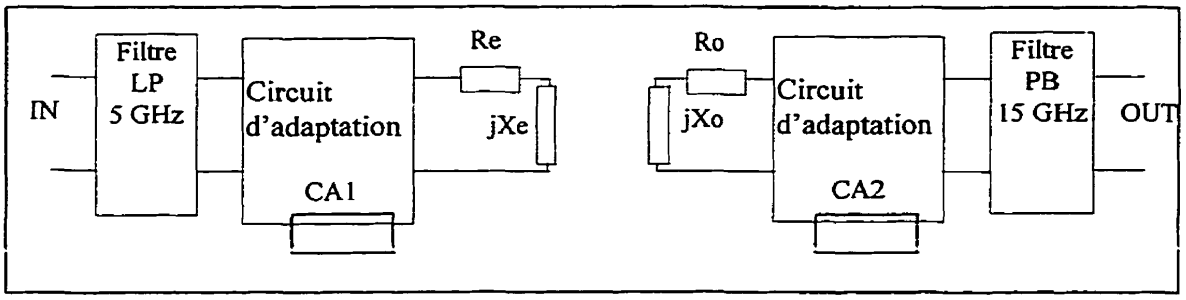


Figure 4.5 Adaptation à l'entrée et à la sortie de la diode

* Faire une simulation de la diode toute seule pour trouver le point de polarisation de la diode. Ce point est choisi de tel sorte que la non linéarité soit très forte et que la diode est le moins résistive possible.

Il suffit donc de faire des circuits d'adaptation simple pour transférer Z_L et Z_{in} à 50Ω. Ceci nous donne un circuit de départ facile à optimiser pour répondre aux besoins pratiques tels que l'efficacité de conversion et la puissance de sortie.

Le circuit d'adaptation CA_1 doit adapter la charge 50Ω de la source à l'impédance d'entrée de la diode à la fréquence d'entrée f_{in}=5 GHz, $\mathbf{Z_{in}}$**=15.18-j55.87** .

Le circuit d'adaptation CA_2 doit adapter la charge de 50Ω de la sortie à l'impédance de sortie de la diode à la fréquence $f_{3h}=3f_{in}=15$ GHz, $\mathbf{Z_{out}=6.8-j167.8}$.

Le circuit d'adaptation CA_1 permet de faire passer la fondamentale et représente un circuit ouvert aux harmoniques d'ordre supérieures. Le filtre passe bande à la sortie est transparent à la troisième harmonique, et il représente un circuit ouvert à f_{in} et aux harmoniques supérieures à $3f_{in}$. Un circuit résonant à la fréquence $2f_{in}$(deuxième harmonique) est ajouté, il consiste en un tronçon circuit ouvert de longueur λ/4, il évite la dissipation de l'énergie à la fréquence $2f_{in}$ dans la charge.

Les paramètres d'optimisation sont la puissance générée à la fondamentale et celle générée à la troisième harmonique et à la deuxième harmonique. La connaissance du spectre de la tension et du courant aux bornes de la diode nous permet de calculer la puissance générée ou absorbée aux différentes harmoniques. Ceux ci sont données par :

$$P(n\omega_0) = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\{V(n\omega_0) * I^*(n\omega_0)$$

Une solution est retenue, si elle vérifie les conditions suivantes :

1- $P(f_{in})>0$
2- $P(3f_{in})<0$
3- La tension aux bornes de la diode V_{max} ne doit pas dépasser la tension de claquage V_{br}

Les paramètres spice de la diode varacteur utilisée pour le design du tripleur de fréquence sont montrés dans le tableau ci dessous :

Tableau 4.1 Tableau des paramètres de la diode varacteur

C_{j0}	V_j	M	R_s	I_s	N	T_T	B_v	I_{BV}	E_G	XTi
1.7 pF	**0.6**	**0.45**	**1.7**	**1e-12**	**1.65**	**1e-9**	**30**	**1e-6**	**1.12**	**3**

4.4 Résultats de simulation du multiplicateur de fréquences

La figure 4.6 montrent une analyse petit signal de la diode. Cette analyse nous permet de trouver le point de fonctionnement de la diode ; ce point correspond à la tension V_{dc} appliquée à la diode pour avoir un fonctionnement fortement non linéaire. La valeur V_{dc} optimisée par MDS est de -8.5 V.

La figure 4.7 montre la fonction de transfert et l'efficacité de conversion global du circuit multiplicateur de fréquence. Nous remarquons qu'il y a saturation de la puissance à la 3ème harmonique. Pour une puissance de la source égale à 15 dBm, nous avons obtenu une efficacité de conversion de plus de 32% et une puissance de sortie à la 3ème harmonique de l'ordre de 10 dBm.

Sur la figure 4.8, nous montrons les formes de tension et de courant aux bornes de la diode. La tension ne dépasse pas la tension 0.6 V(tension de claquage), le courant est largement au dessous de I_{max}. Nous avons obtenu une meilleur efficacité en terme de puissance à la 3ème harmonique et d'efficacité de conversion.

La figure 4.9 présente le spectre de puissance à la sortie du circuit tripleur. La figure 4.10 montre les puissances de sortie et La puissance aux bornes de la diode. On remarque que les harmoniques indésirables(la fondamentale et la 2ème harmoniques.....) sont très atténuées comparées à la 3ème harmoniques.

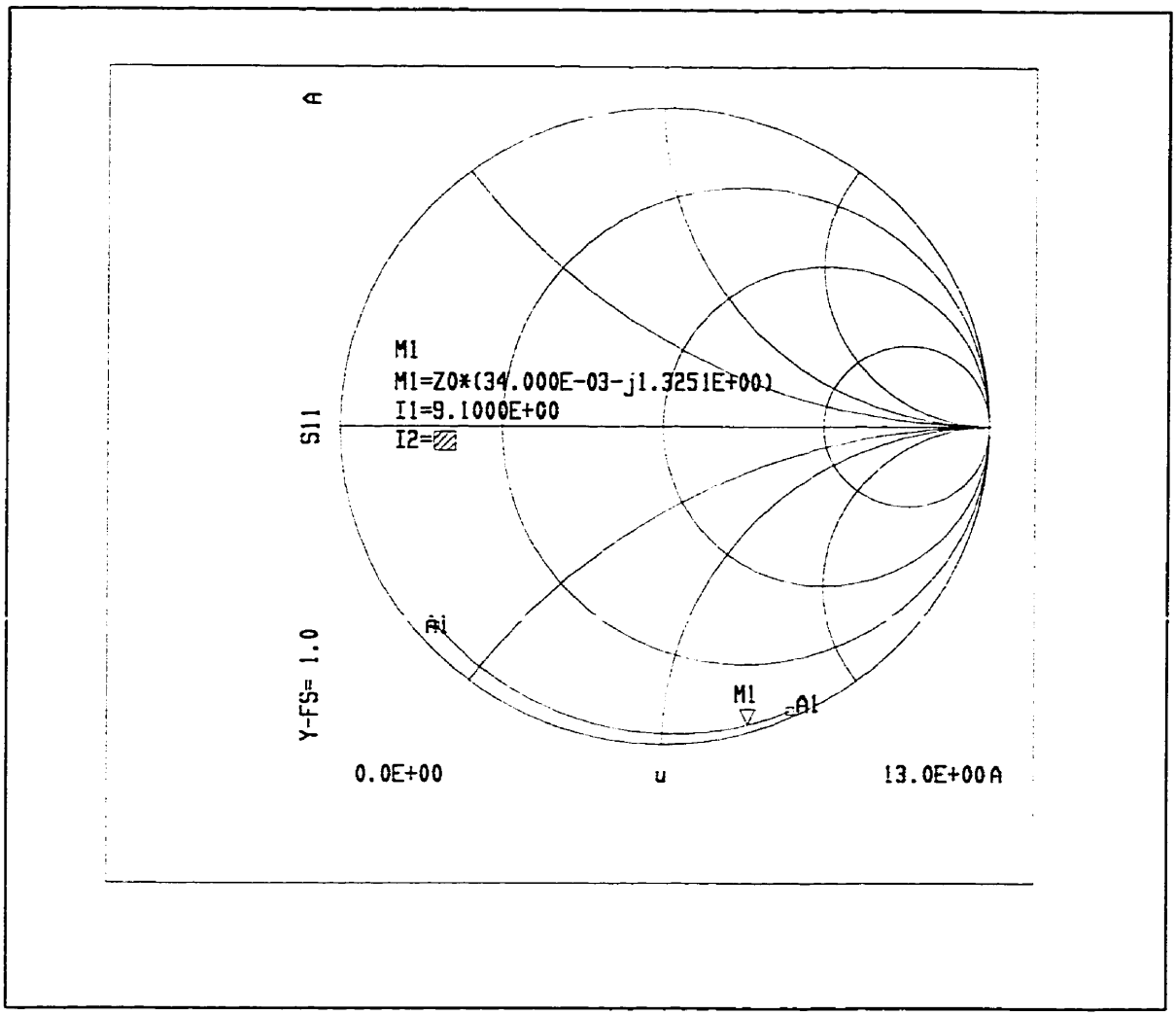


Figure 4.6 Simulation de la variation de la capacité de la diode en fonction de la tension Vdc

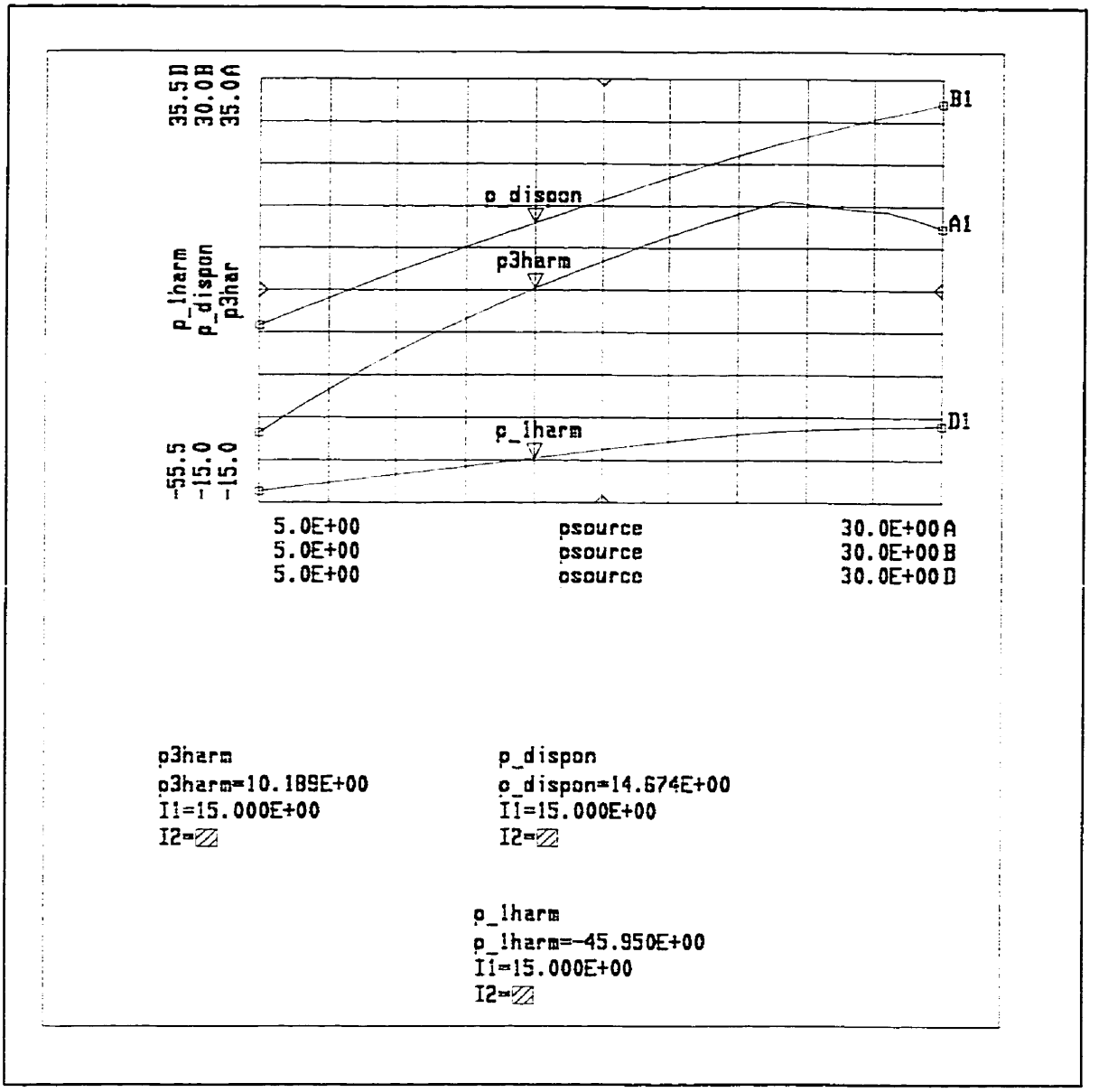


Figure 4.7 Fonction de transfert simulée du tripleur de fréquence pour fin=5 GHz

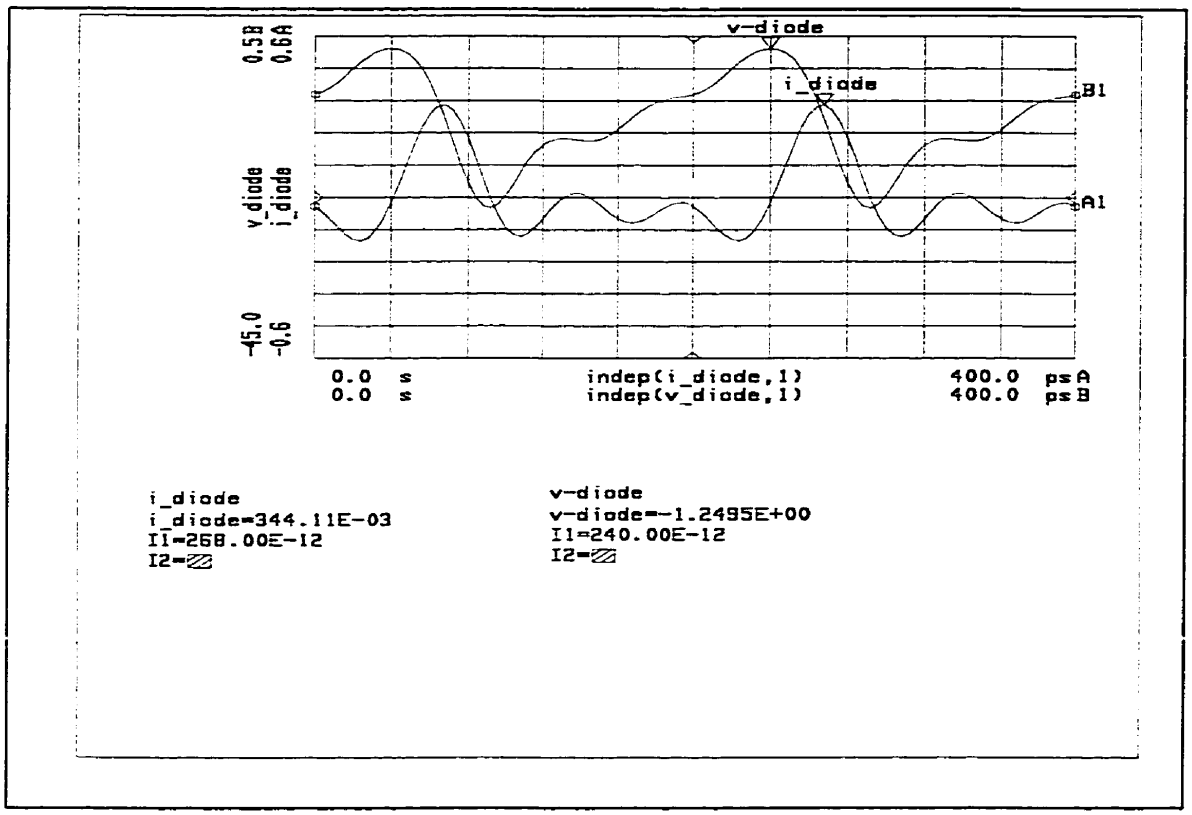


Figure 4.8 Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la diode, forme d'onde à la sortie du tripleur de fréquence. Pin=18 dBm.

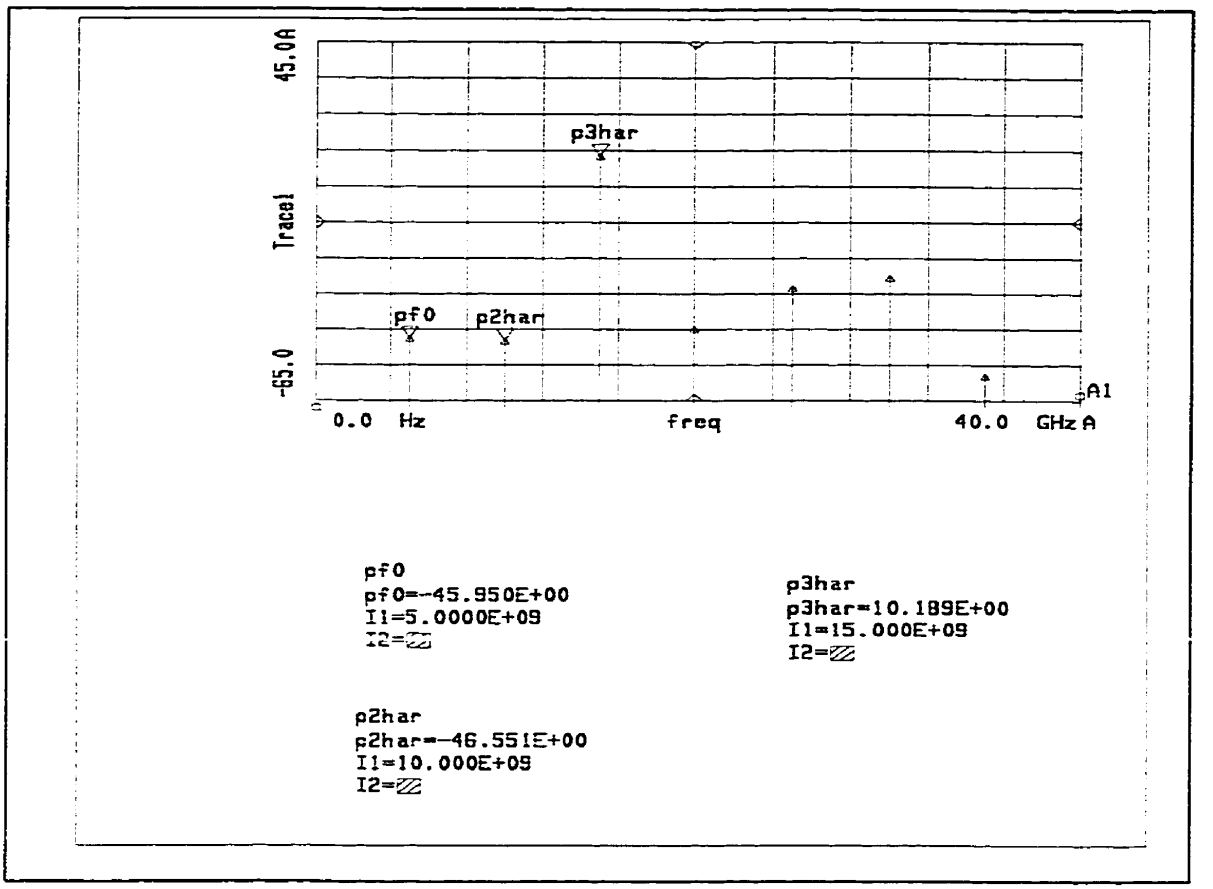


Figure 4.9 Résultat de simulation du spectre du signal RF aux bornes de la charge 50 Ω

freq	(p_1harm)	(p3har)	(pd_simu)	(p_dispon)	(p_source)
0.000	-45.950	10.189	14.200	14.674	15.000
5.000E+09	-45.950	10.189	14.200	14.674	15.000
10.00E+09	-45.950	10.189	14.200	14.674	15.000
15.00E+09	-45.950	10.189	14.200	14.674	15.000
20.00E+09	-45.950	10.189	14.200	14.674	15.000
25.00E+09	-45.950	10.189	14.200	14.674	15.000
30.00E+09	-45.950	10.189	14.200	14.674	15.000
35.00E+09	-45.950	10.189	14.200	14.674	15.000
40.00E+09	-45.950	10.189	14.200	14.674	15.000

Figure 4.10 Résultat de simulation des puissances aux bornes de la diode P_d et aux bornes de la charge $50\,\Omega$; P_3, P_1 et la puissance disponible à l'entrée

La figure 4.11 montre l'effet du wirebonde sur le gain de conversion à la sortie du tripleur. En effet, ajouter un wirebonde pour connecter la diode aux circuits passifs revient à ajouter une inductance en série avec la diode. Ceci a un effet direct sur le gain de conversion à la troisième harmonique.

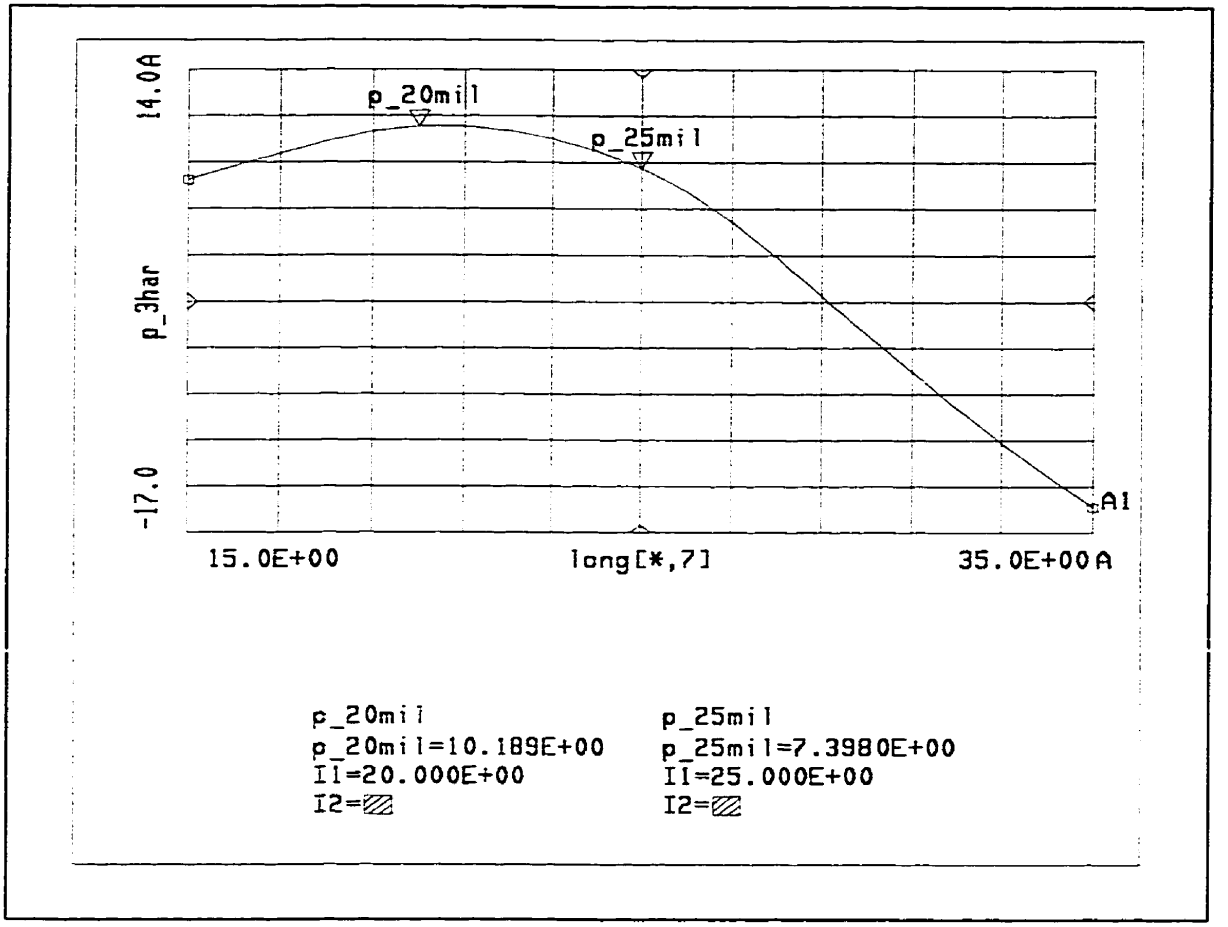


Figure 4.11 Simulation de l'effet du « wirebonde » sur le gain de conversion

On remarque que pour une valeur de wirebonde de 20 mil, nous avons une perte de conversion aux alentours de 4 dB. Par contre, pour une valeur de 25 mil, les pertes de conversion augmentent pour atteindre 7 dB.

4.5 Les résultats de mesure

Ce tripleur est conçu selon les résultats des simulations et d'optimisations non linéaires présentés dans le paragraphe précèdent. Les conditions d'opération optimale simulées pour ce tripleur de fréquences sont résumées au tableau 4.2. Ces conditions correspondent au cas de puissance maximale générée à la 3ème harmonique. Le niveau du signal injecté est limité par la tension de claquage de la diode.

Dans ce paragraphe on va comparer les résultats de simulations et ceux de mesures.

4.5.1 Topologie du circuit d'entrée

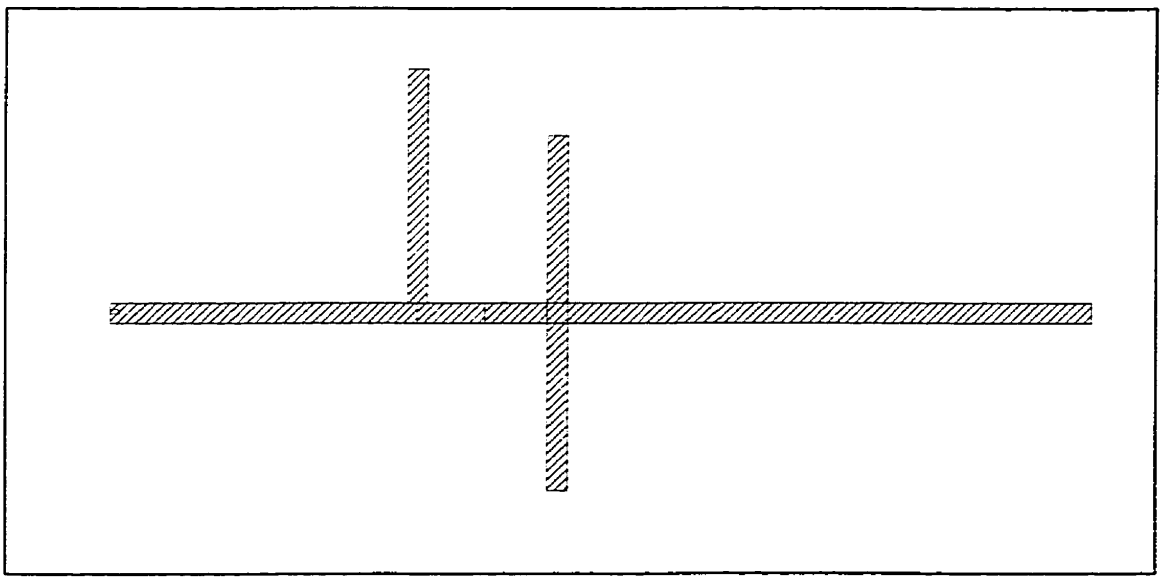


Figure 4.12 Masque du circuit d'entrée du tripleur de fréquence

La figure 4.12 montre le masque de la topologie du circuit d'entrée du tripleur de fréquence. Les résultats petit signal de simulation et de mesure sont montrés à la figure 4.13.

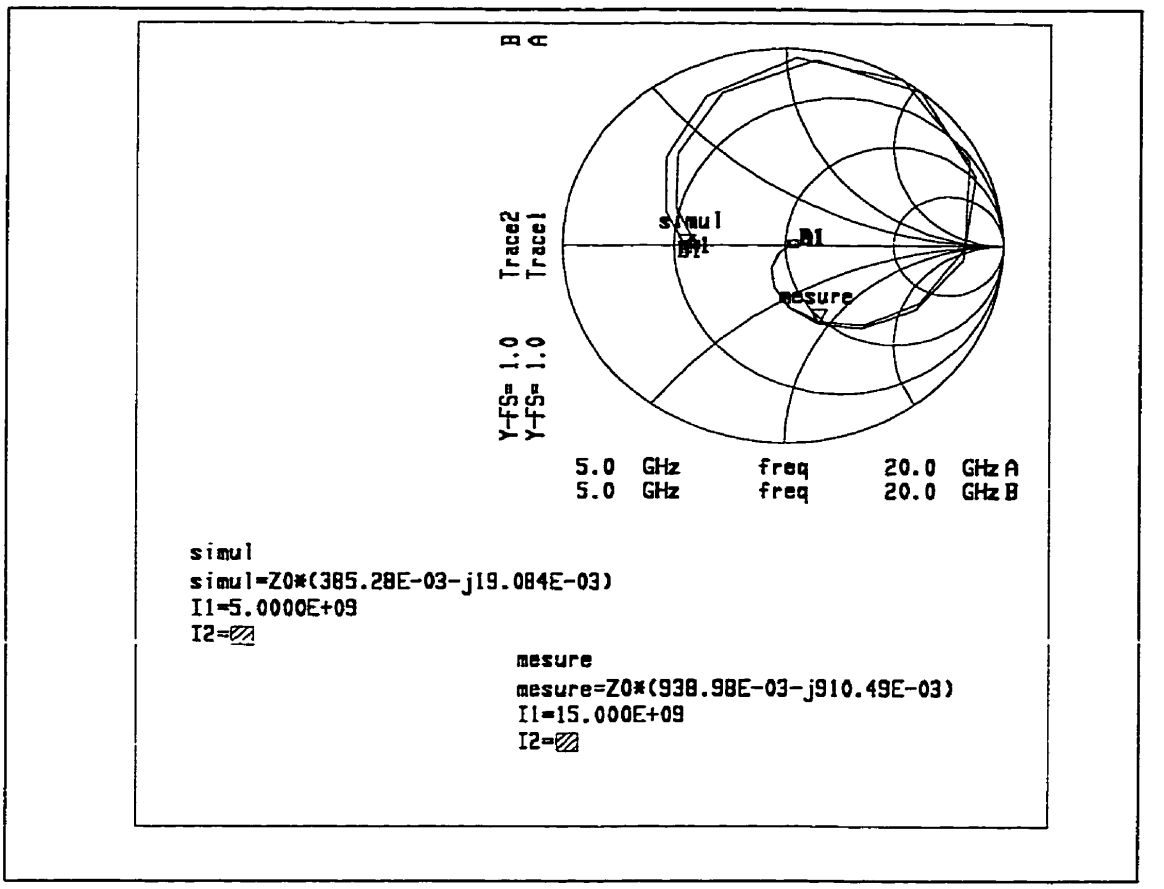


Figure 4.13 Paramètres [S] simulés et mesurés du circuit d'entrée du tripleur

4.5.2 Topologie du circuit de sortie

La figure 4.14 montre le masque de la topologie du circuit de sortie du tripleur de fréquence. La comparaison des résultats petit signal de simulation sur Momentum et MDS sont montrés à la figure 4.15. Les résultats de mesures du filtre passe bande à 15 GHz placé à la sortie du tripleur sont montrés à la figure 4.16.

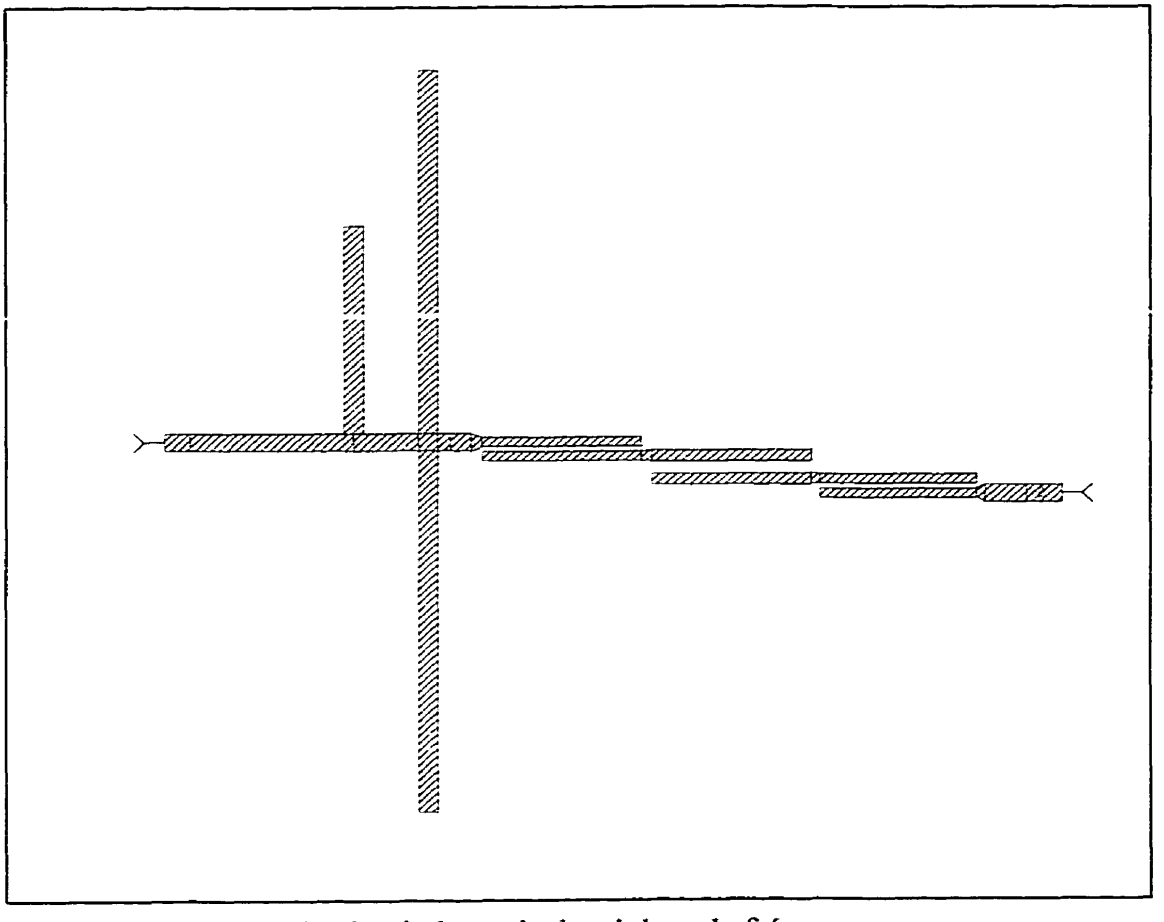


Figure 4.14 Masque du circuit de sortie du tripleur de fréquence

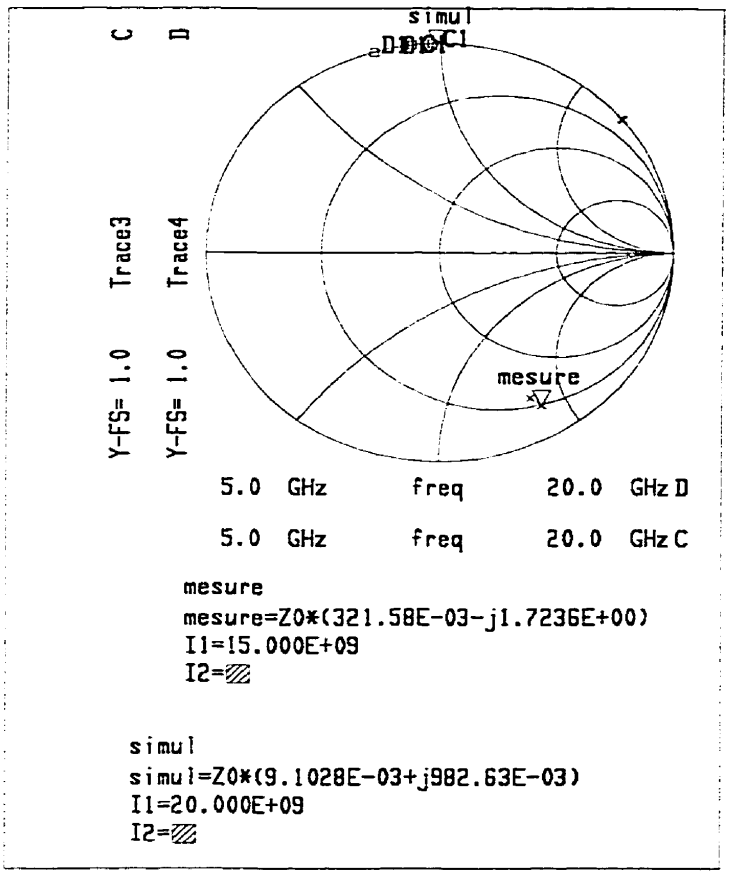
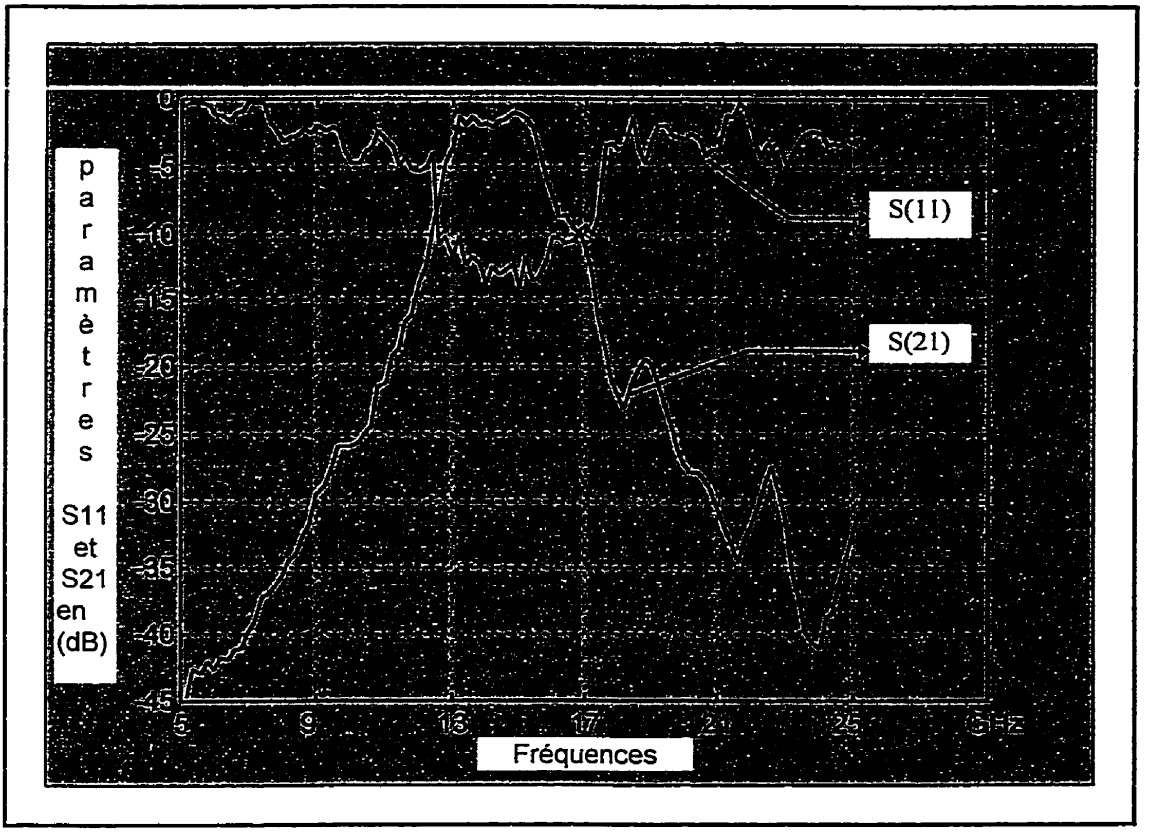


Figure 4.15 Paramètres [S] simulés du circuit de sortie du tripleur avec momentum et MDS

4.5.3 Résultats de mesure du filtre passe bande centré à 15 GHz

Dans un premier temps, le filtre a été conçu et simulé sur MDS, puis validé par une analyse électromagnétique utilisant le logiciel momentum. Les résultats de mesure présentés à la figure 4.16 montrent un bon comportement du filtre passe bande.
Dans la figure, on montre les résultats de mesure dans une bande allant de 5 GHz à 25 GHz. Des pertes d'insertion sont attribuées aux connecteurs utilisés et à la différence entre le plan de calibration et le plan de mesure du filtre. En effet, les pertes d'insertion mesurées sont de l'ordre de -1.1 dB.



Figures 4.16 Mesures des paramètres S21 et S11 pour le filtre passe bande à 15 GHz

4.5.4 Circuit tripleur

Le masque du circuit tripluer de fréquence à une fréquence d'entrée de 5 GHz est montré à la figure 4.17. La figure 4.18 montre le spectre de puissance à la troisième harmonique mesuré du tripleur de fréquences.

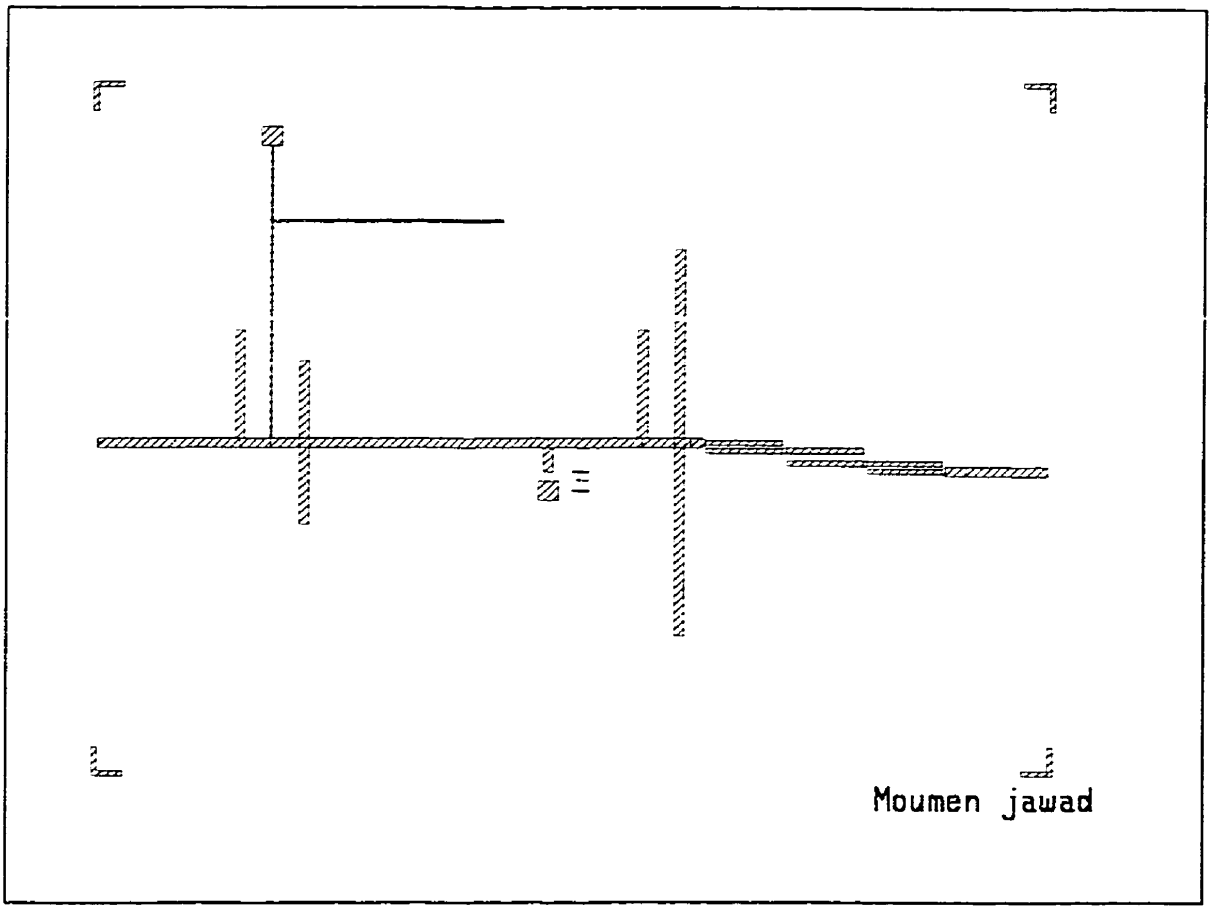


Figure 4.17 Masque du multiplicateur de fréquence d'ordre trois

On remarque que les résultats de mesures du circuit d'entrée et du filtre passe bande à 15 GHz sont très proche de ceux de simulations. Par contre, les résultats de mesures du tripleur sont un peu différents de ceux de simulations. Ceci est dû essentiellement aux problèmes de fabrication, et surtout l'effet de wirebonde. En effet, le longueur du

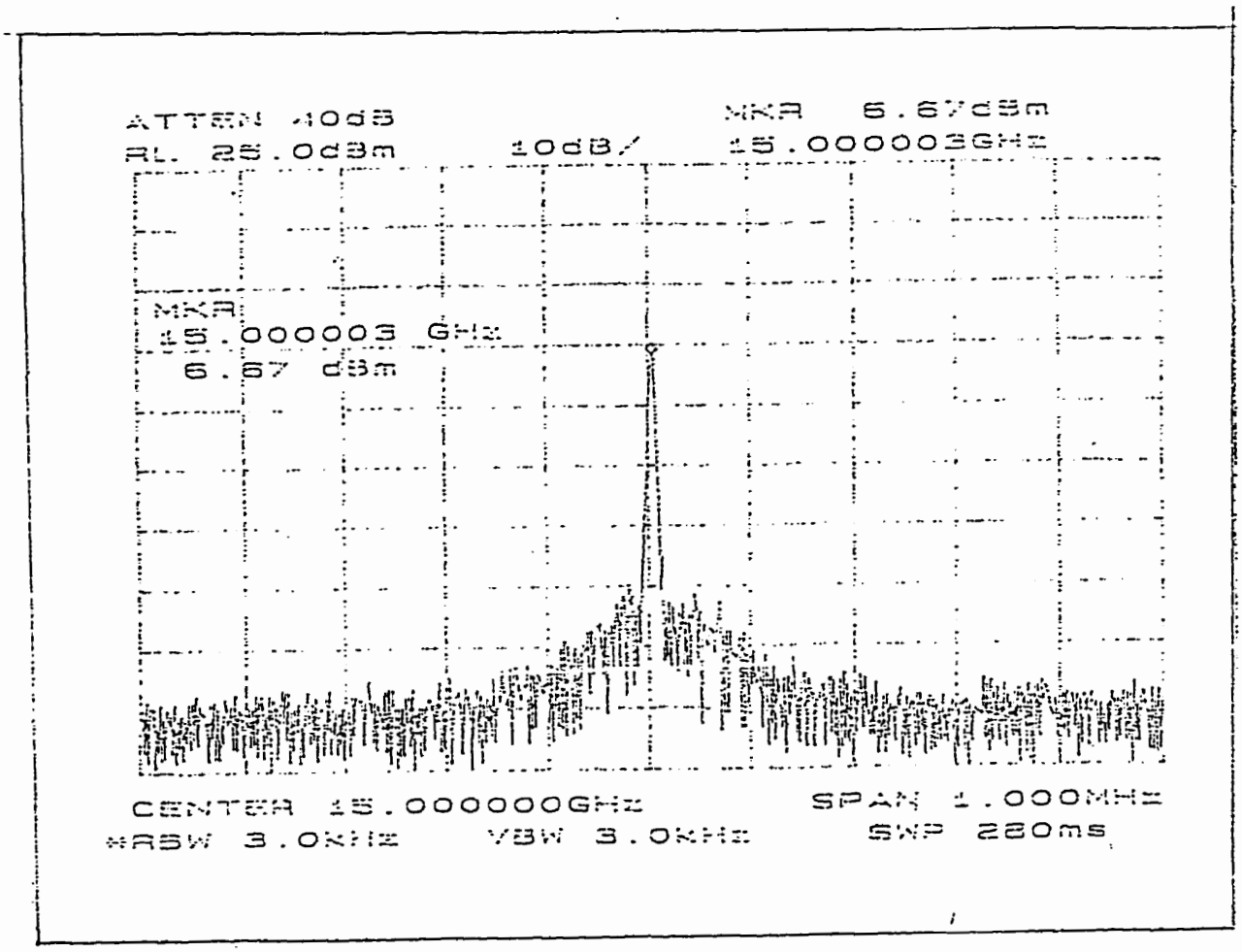


Figure 4.18 Spectre de puissance mesuré à la sortie du tripleur de fréquence

wirebonde mesurée dans le circuit tripleur réalisé au laboratoire est de l'ordre de 25 mil. D'après les simulations, un wirebonde à cette grandeur nous fournit une puissance de sortie de l'ordre de 9 dBm. La puissance de sortie de la troisième harmonique mesurée est de l'ordre de 6.5 dBm, ceci est très proche du résultat simulé. Ajoutons à ça le modèle de la diode implanté dans MDS, nous avons pris ce modèle à partir des paramètres spice fournis par une compagnie. Ceci peut avoir comme effet d'éloigner les résultats de mesure et de simulation. La meilleure façon de faire pour rapprocher les résultats de mesure de ceux de simulation est de mesurer la diode dans le laboratoire, d'extraire son modèle équivalent pour enfin l'implanter dans le logiciel MDS de HP.

Tableau 4.2 : Condition optimale de fonctionnement en simulation du tripleur

P_{source}	P_{avail}	P_{diode}	P_{f_0}	P_{3f_0}	Efficacité
15 dBm	14.67 dBm	14.2 dBm	-45.95 dBm	10.189 dBm	33 %

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons discuté les étapes de conception d'un multiplicateur de fréquence d'ordre 3 à 5 GHz. Dans un premier lieu, nous avons présenté les méthodes de conception, puis après nous avons présenté les résultats de simulation . pour une puissance d'entrée de 15 dBm, la puissance à la 3ème harmonique est de l'ordre de 10.189 dBm, ce qui donne une efficacité de conversion de l'ordre de 33%.

Nous avons aussi présenté les résultats de mesure des circuits d'entrée et de sortie du tripleur, ainsi que le circuit multiplicateur de fréquence d'ordre trois. Nous avons remarqué que la puissance de sortie à la 3ème harmonique est un peu faible comparée aux résultats de simulation. Ceci est dû essentiellement aux effets de la longueur du

wirebonde et aux problèmes de fabrication, ainsi que peut être la différence entre le modèle de la diode simulé et mesuré.

Conclusion et Recommandations

Au début de ma maîtrise, le but de mon projet était de faire la conception d'un diviseur de fréquence régénérative(en boucle de rétroaction). Vu la longueur et la charge du projet vis à vis de la disponibilité du temps, mon directeur et moi avons décidé de réduire cette tâche. Le but essentiel de ce travail est de concevoir deux sous éléments clés du diviseur de fréquence en question. Il s'agit du mélangeur de fréquence à 20 GHz et du tripleur de fréquence 5-15 GHz.

Dans la première partie, nous avons fait la conception d'un mélangeur double balancé à base de diode Schottky. Nous avons commencé par concevoir les circuits balun à 20 GHz et à 15 GHz pour les deux entrées RF et LO respectivement et à les optimiser à l'aide du logiciel Momentum pour réaliser des meilleurs performances. La particularité de ce mélangeur de fréquences consiste dans son auto-isolation entre les trois ports ainsi que son rejet naturel de certaines réponses fréquentielles à sa sortie. Afin d'augmenter les isolations port-à-port, un filtre passe bande est placé à la sortie du mélangeur, ce dernier nous permet aussi d'extraire la seule fréquence utile 5 GHz et rejeter toutes les autres fréquences indésirables. Par contre, il augmente les pertes de conversion dû à ses pertes d'insertion.

Les résultats obtenus à l'aide des simulations sont très convaincants, nous avons réalisé un gain de conversion de -6.3 dB pour une puissance d'entrée RF de -30 dBm et une puissance LO de 8 dBm. Les isolations entre tous les ports sont au delà de 40 dB, les produits d'intermodulations sont de l'ordre de 60 dBc. En ce qui concerne le filtre passe bande centré à 5 GHz, nous remarquons que les résultats de mesures sont très proches de ceux de simulation. Les pertes d'insertions de ce filtre passe bande sont de l'ordre de 0.7 dB, il rejette complètement les fréquences 15 GHz et 20 GHz.

Tous les circuits du mélangeur de fréquence ont été conçus à l'aide du logiciel MDS-Momentum, aucune mesure n'a été faite pour la partie du mélangeur.

La deuxième partie de ce travail a été consacrée au design d'un tripleur de fréquence à une fréquence de la source de 5 GHz. Le multiplicateur en question est un multiplicateur réactif à base de diode varacteur. Sa particularité consiste essentiellement en sa faible perte de conversion ainsi que son faible bruit, par contre il opère dans une largeur de bande étroite. Pour la conception de ce tripleur, nous avons opté pour la méthode de Burckhard. Cette méthode nous donne un circuit facile à optimiser sur Momentum. La conception consiste premièrement à trouver la tension de polarisation de la diode, puis optimiser les impédances d'entrée et de sortie de la diode respectivement à 5 GHz et à 15 GHz données par la méthode de Burckhard. Les circuits d'adaptation entrée et sortie et le filtre passe bande ont été optimisés pour réaliser une bonne efficacité de conversion.

Dans notre projet, nous avons atteint une efficacité de conversion d'environ 32 %, ceci est très prometteur comme résultat. Le circuit a été réalisé avec le moins d'éléments possible, nous avons utilisé un seul filtre passe bande à la sortie et un seul idler à la deuxième harmonique. Le principal problème qu'on a rencontré durant la conception de ce tripleur de fréquences consiste en sa longueur. En effet dans notre laboratoire, les circuits MHMIC à fabriquer ne doivent pas dépasser la longueur de 900 mil. Pour remédier à ce problème, nous avons remplacé le filtre passe bas à l'entrée du tripleur de fréquences par un tronçon (stub) capable d'éliminer les harmoniques de la fondamentale. A la sortie du tripleur, pour une puissance d'entrée de 15 dBm, nous avons obtenu une puissance de 10.189 dBm en simulation et 6.67 dBm en mesure à la troisième harmonique.

Les résultats de mesure du tripleur de fréquence sont un peu différents des résultats de simulation. Ceci est dû d'une part à l'effet du « wirebonde »; sa longueur n'a pas été respecté lors de la fabrication du tripleur(au lieu de 20 mil, nous avons mis 25 mil), d'autre part, le modèle de la diode implanté sur MDS est peut être diffèrent du modèle mesuré. Il fallait effectuer des mesures sur la diode varacteur afin d'extraire son modèle et l'implanter dans MDS afin de rapprocher les résultats de mesure de ceux de simulation.

Plusieurs suggestions peuvent être à propos de ce sujet :

1- Nous pourrons dans le futur développer tout le diviseur de fréquence en utilisant des éléments non-linéaires qui nous offrent une très grande largeur de bande et en utilisant la technologie MMIC pour intégrer tout le circuit et minimiser de sa taille.
2- Dans le cas du mélangeur de fréquence, nous pouvons utiliser des transistors à faible bruit de type PHEMT, ou HBT afin de générer un gain de conversion au lieu des pertes de conversion dans le cas des diodes.
3- Dans le cas du tripleur de fréquence, nous pouvons utiliser des diodes comme (la diode à barrière quantique) afin d'assurer une très grande largeur de bande. En plus, nous pouvons choisir d'autres configurations et d'autres éléments non linéaires qui n'ont pas besoin d'une alimentation ; ceci a pour but d'éliminer le bruit provenant de l'alimentation.
4- En ce qui concerne le circuit hybride balun, nous pouvons utiliser des baluns actifs à base de transistors. Ceci a pour but de minimiser la taille du circuit en question et de faciliter son design(pas trop lié à l'impédance Z_{oe}).

RÉFÉRENCES

[1] VADIM, M., Frequency synthesizers theory and design , second edition.

[2] MILMAN, J. and TAUB, H « Pulse, Digital and switching waveforms » NY :Mcgraw-hill book compagny.

[3] STEPHEN, A.M. (1993). Microwave Mixers, second edition, Artech House, INC.

[4] Référence HB., Feature Design (1991) « Harmonic Balance Methods Improve Mixer Design » Microwave & RF .

[5] HP RF and Microwave Design System, (1996) «Designer's Task reference », Release 7.0 HP part. No. 85150-90224.

[6] Tutorial of Mixers (1994)

[7] Tutorial of Mixers (1996)

[8] Design Feature (August 1996) « Equations Provide Accurate Third-order IMD Analysis », Microwave & RF .

[9] MARCHAND, N. Electronics (1944). «Transmission line conversion transformer ».

[10] WENZEL, R.J (1968) «Exact Design of TEM Microwave Networks Using Quarter-Wave Lines », IEEE Transaction on Microwave Theory and Thechnique Vol. MTT-14, No. 4.

[11] Design Feature (1992) « Equations Provide Accurate Third-order IMD Analysis », Microwave & RF.

[12] NAGEL, L.W Spice2 (1975). « A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits », Electronic Research Laboratory, Rep. No. ERL-M520, University of California Berkley.

[13] CHRIS, B, RF Circuit Design , (1994), SAMS

[14] MATTHAEI, L.G, YOUNG, E.M .et JONES, T (1980) « Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, And Coupling Structures, Artech House ».

[15] KORYU IHII, T(1989) « Microwave Engineering, Harcourt Brace Jovanovicj ».

[16] document HP

[17] TANG C.C.(April 1996) « An exact analysis of varactor Frequency Multipliers », IEEE Transaction on Microwave Theory and Thechniques, Vol. MTT-14, No. 4,pp.210-212.

[18] BURCKHARDT C.B.,(April 1965) « Analysis of varactor frequency Multipliers for Arbitrary Capacitance Variation and Drive Level » , Bell Syst. Tech. Journal, Vol. 44, pp.675-692.

[19] Stephen, A.M. (1988) « Non linear Microwave Circuit »., Artech House, Norwood, MA.

[20] CHOUDHURY,D ,. FRERQUING, M.A et. BATELMAN,P.D (April 1993) « A 200 GHz Tripler Using a Single Barrier Varactor », IEEE MTT-41, No.4, pp. 595-599.

[21] CARMAN E., Case M., KAMEGAWA, M.et RUAI Y., GIBONEY, K. et RODWELL, J.W. (june 1992)« V-Band and W-Band Broad-Band Monolithic Distributed Frequency Multipliers », IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 2,No .6, pp. 253-254.

[22] FABER, M., CHARMIEC, J. et ADAMSKI M., (1995) « Microwave and Millimeter-wave Diode Frequency Multipliers ». Artech House