

Titre: Conception d'un mélangeur sous-harmonique en circuit intégré hybride fonctionnant à 20 GHZ
Title: [hybride fonctionnant à 20 GHZ](#)

Auteur: Chantal Varin
Author: [Chantal Varin](#)

Date: 1999

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Varin, C. (1999). Conception d'un mélangeur sous-harmonique en circuit intégré hybride fonctionnant à 20 GHZ [Master's thesis, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/8580/>
Citation: [Varin, C. \(1999\). Conception d'un mélangeur sous-harmonique en circuit intégré hybride fonctionnant à 20 GHZ \[Master's thesis, École Polytechnique de Montréal\]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/8580/](#)

Document en libre accès dans PolyPublie

Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/8580/>
PolyPublie URL: [https://publications.polymtl.ca/8580/](#)

Directeurs de recherche: Rénato Bosisio, & Jean-Jacques Laurin
Advisors: [Rénato Bosisio](#), [Jean-Jacques Laurin](#)

Programme: Unspecified
Program: [Unspecified](#)

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION D'UN MÉLANGEUR SOUS-HARMONIQUE EN
CIRCUIT INTÉGRÉ HYBRIDE FONCTIONNANT À 20 GHZ

CHANTAL VARIN
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
FÉVRIER 1999



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.

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 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.

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.

0-612-42928-8

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

CONCEPTION D'UN MÉLANGEUR SOUS-HARMONIQUE EN
CIRCUIT INTÉGRÉ HYBRIDE FONCTIONNANT À 20 GHZ

présenté par : VARIN Chantal

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. WU Ke, Ph.D., président

M. BOSISIO Renato G., M.Sc.A., membre et directeur de recherche

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. DEMERS Yves, Ph.D., membre

REMERCIEMENTS

J'aimerais exprimer ma reconnaissance au professeur Renato G. Bosisio du département de génie électrique et de génie informatique, section télécommunications et micro-ondes, pour m'avoir soumis un sujet de recherche et de m'avoir soutenue financièrement. Je voudrais remercier M. Jules Gauthier, technicien en recherche, pour ses nombreux conseils reliés à la conception de circuits en MHMIC et pour la fabrication de mes circuits. De même que M. René Archambault, administrateur du réseau informatique, qui a réglé de nombreux problèmes informatiques. Je voudrais enfin remercier mes collègues du Centre de Recherche Poly-Grames pour leurs judicieux conseils. Finalement, je voudrais dire merci à ma famille pour leur soutien moral.

RÉSUMÉ

CONCEPTION D'UN MÉLANGEUR SOUS-HARMONIQUE EN CIRCUIT INTÉGRÉ HYBRIDE FONCTIONNANT À 20 GHZ

Cette recherche consiste à évaluer le comportement d'un mélangeur sous-harmonique, en circuit intégré hybride, fonctionnant à 20 GHz. Le but est de mesurer la variation du signal dc à la sortie du mélangeur sous-harmonique en fonction d'un changement de phase produit par un déphasageur sur le signal LO à 10 GHz. La principale hypothèse est de savoir si l'on peut se servir de ce circuit dans un système à démodulation de phase.

Le circuit global est constitué d'une source de puissance, qui a une fréquence de 10 GHz, suivie d'un diviseur de puissance à sections circulaires. Les deux signaux sortant du diviseur sont donc cohérents et ils ne sont pas modulés. Un des deux signaux sortant du diviseur est le signal LO, à 10 GHz, du mélangeur sous-harmonique. Ce signal passe par un déphasageur qui varie la phase de 0,0° à 360,0°. Le deuxième signal à 10 GHz, provenant du diviseur, passe dans un amplificateur de puissance qui alimente un doubleur de fréquence. Le doubleur de fréquence est un transistor fonctionnant en mode saturé de manière à générer des harmoniques. Le signal à la deuxième harmonique, de ce dernier, est prélevé. Ce signal de 20 GHz, qui sort du doubleur, est le signal RF du mélangeur sous-harmonique. Ensuite, les deux signaux, LO et RF, sont injectés dans le mélangeur sous-harmonique. Celui-ci possède un filtre coupe-bande à sa sortie. Ce filtre laisse seulement passer le signal dc à la sortie du circuit global. Le signal dc est créé par les quatre diodes en anneau, qui forment le mélangeur. Ce signal dc est formé par la fréquence à 0 Hz et par la différence entre les fréquences $2f_{LO}$ et f_{RF} .

Tous les composants du circuit et le circuit global sont simulés à l'aide du logiciel MDS d'Hewlett Packard par la méthode de l'équilibrage harmonique ou par les paramètres S. De plus, ils sont fabriqués au Centre de Recherche Poly-Grames et des mesures sont effectuées sur ceux-ci.

Le circuit global est conçu par partie dans le but de vérifier le bon fonctionnement de chacun des composants. Premièrement, il y a le diviseur de puissance à sections circulaires qui divise le signal d'entrée en deux signaux avec la même amplitude et la même phase. Il fonctionne sur un octave. Deuxièmement, on a l'amplificateur de puissance qui augmente la puissance à un niveau assez élevé pour alimenter le doubleur de fréquence et faire fonctionner celui-ci en mode saturé. Le signal à la deuxième harmonique est assez élevé pour alimenter l'entrée RF du mélangeur sous-harmonique. Le mélangeur sous-harmonique, simulé sans les autres composants, a pour sa part beaucoup de pertes de conversion, mais l'isolation entre les trois portes est bonne.

Le circuit global du mélangeur sous-harmonique fonctionne comme un détecteur de phase, car on peut observer une variation de la tension dc significative selon la phase, lors des simulations et des mesures. De plus, il a une largeur de bande étroite. En somme, le circuit répond à la condition pour fonctionner dans un système à démodulation de phase.

Le mélangeur sous-harmonique est important pour les communications personnelles et sans fil à des fréquences micro-ondes (0,3 à 30 GHz) et millimétriques (30 à 300 GHz).

La nouveauté provient de l'utilisation d'un mélangeur sous-harmonique comme détecteur de phase plutôt qu'un mélangeur simple balancé ou double balancé. De plus, on utilise quatre diodes en anneau au lieu d'une paire de diodes antiparallèles comme on le voit dans la majorité des cas pour les mélangeurs sous-harmoniques.

ABSTRACT

CONCEPTION OF A 20 GHZ SUBHARMONIC MIXER IN MHMIC

This research is directed to assess the performance of a MHMIC subharmonic mixer at 20 GHz. The goal is to measure the variation of dc output signal of the subharmonic mixer according to a phase change produced by a phase shifter on the LO signal at 10 GHz. The main question is to know if we can use this circuit in a phase demodulation system.

The whole circuit is composed of a 10 GHz power source followed by a circular sectional power divider. Both signals coming from the power divider are coherent and they are not modulated. One of the signals coming from the power divider is the LO signal, at 10 GHz, of the subharmonic mixer. This signal goes through a phase shifter that changes the phase from 0.0° to 360.0° . The second signal at 10 GHz, that comes from the power divider, goes through a power amplifier that supplies a frequency doubler. The frequency doubler uses a transistor operating in a saturated mode so as to generate harmonics and only the second harmonic is considered. This signal of 20 GHz, that comes from the frequency doubler, is the RF signal of the subharmonic mixer. Then the both signals, LO and RF, are injected in the subharmonic mixer. The subharmonic mixer has a band-stop filter at its output. This filter allows to have only the dc signal at the output of the whole circuit. The dc signal is created by four ring diodes, that form the mixer, and by the difference between frequencies $2f_{LO}$ and f_{RF} .

All the components of the circuit as well as the whole circuit are simulated with MDS HP by harmonic balance method or by S parameters. Furthermore, they are fabricated at Centre de Recherche Poly-Grames and measurements are performed.

The whole circuit is designed piece by piece with the aim of verifying the performance of each component. First, there is the circular sectional power divider that divides the input signal in two signals with the equal amplitude and the same phase with an octave bandwidth. Second, we have the power amplifier that increases the power at a level high enough to drive the frequency doubler that works in a saturated mode. The second harmonic signal is high enough to supply

the RF input of the subharmonic mixer. The subharmonic mixer, simulated without the other components, has a lot of conversion loss, but isolation among the three ports is good.

The whole circuit of the subharmonic mixer works as a phase detector because we can observe significant dc voltage variations according to the phase, during simulations and measurements. Furthermore, it has a narrow bandwidth. Generally, the circuit serves as a phase demodulation system.

The novelty relies in the use of a subharmonic mixer as a phase detector rather than a single-balanced mixer or a double-balanced mixer. Furthermore, we use four ring diodes *in lieu* of an antiparallel diode pair as we see in the majority of cases of subharmonic mixers.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	v
ABSTRACT	vii
LISTE DES TABLEAUX	xi
LISTE DES FIGURES	xiii
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xvii
 INTRODUCTION	 1
 CHAPITRE I	
DIVISEUR DE PUISSANCE À SECTIONS CIRCULAIRES	4
1.1 Introduction	4
1.2 Théorie et conception	4
1.3 Résultats	7
 CHAPITRE II	
AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE	14
2.1 Introduction	14
2.2 Caractéristiques du transistor	15
2.3 Circuits de polarisation	19
2.4 Circuits d'adaptation	22
2.5 Charge réfléctrice	26
2.6 Analyse des résultats	26
2.6.1 Formules de performance	26
2.6.2 Présentation et discussion des résultats	27

CHAPITRE III	
DOUBLEUR DE FRÉQUENCE	34
3.1 Introduction	34
3.2 Théorie	35
3.3 Polarisation	36
3.4 Circuits d'adaptation	38
3.5 Analyse des résultats et des performances	40
CHAPITRE IV	
MÉLANGEUR SOUS-HARMONIQUE	47
4.1 Historique	47
4.2 Notions sur les mélangeurs sous-harmoniques	48
4.2.1 Génération de fréquences	52
4.2.2 Détecteur de phase	53
4.2.3 Choix de la sorte de diodes	54
4.3 Circuits d'adaptation	55
4.4 Filtre coupe-bande	57
4.4.1 Analyse du filtre	64
4.5 Résultats du mélangeur sous-harmonique	69
CHAPITRE V	
CIRCUIT GLOBAL DU MÉLANGEUR SOUS-HARMONIQUE	78
5.1 Mise en situation	78
5.2 Présentation et discussion des résultats	79
CONCLUSION	90
RÉFÉRENCES	92

LISTE DES TABLEAUX

1.1	Paramètres du diviseur de puissance à sections circulaires pour la bande de fréquences allant de 10 GHz à 20 GHz	6
1.2	Performances simulées et mesurées du diviseur de puissance à sections circulaires à 10 GHz et 20 GHz	9
2.1	Dimensions optimisées du circuit de polarisation	21
2.2	Paramètres S du circuit de polarisation	21
2.3	Longueurs optimisées des lignes microrubans des circuits d'adaptation à l'entrée et à la sortie	25
2.4	Comparaison des performances de l'amplificateur de puissance obtenues par calculs et simulations	29
2.5	Comparaison des performances de l'amplificateur de puissance obtenues par simulations et mesures	32
3.1	Longueurs optimisées des lignes microrubans des circuits d'adaptation à l'entrée et à la sortie	39
3.2	Comparaison des performances du doubleur de fréquence obtenues par calculs et simulations	42
3.3	Comparaison des performances du doubleur de fréquence obtenues par simulations et mesures	45

4.1	Dimensions des circuits d'adaptation LO et RF du mélangeur sous-harmonique	56
4.2	Équations exactes pour les filtres coupe-bande avec $\lambda_g/4$ d'espacement entre les adaptateurs d'impédance	59
4.3	Paramètres du filtre coupe-bande	62
4.4	Impédances optimisées des lignes de transmission du filtre coupe-bande	63
4.5	Dimensions optimisées des lignes de transmission du filtre coupe-bande	63
4.6	Dimensions optimisées des charges réflectives à 20 GHz et 40 GHz pour une ligne de transmission de 50,00 Ω	63
4.7	Puissances à l'entrée LO et à l'entrée RF du mélangeur sous-harmonique pour les trois cas étudiés	70
4.8	Minimums et maximums de la puissance dc pour les trois cas simulés	72
4.9	Puissance IF simulée obtenue à 0,0° par la méthode de l'équilibrage harmonique pour les trois puissances d'entrée étudiées	74
5.1	Fréquences limites de la largeur de bande du circuit global du mélangeur sous-harmonique en simulations et en mesures pour les différentes puissances d'entrée ...	86

LISTE DES FIGURES

I.1	Schéma du circuit global du mélangeur sous-harmonique	3
1.1	Dessin du diviseur de puissance à sections circulaires	7
I.2	Isolation simulée et mesurée entre les deux portes de sortie du diviseur de puissance à sections circulaires en fonction de la fréquence	10
1.3	Coefficient de transmission simulé et mesuré entre l'entrée et les sorties du diviseur de puissance à sections circulaires en fonction de la fréquence	11
1.4	Coefficient de réflexion simulé et mesuré à l'entrée du diviseur de puissance à sections circulaires en fonction de la fréquence	12
1.5	Coefficient de réflexion simulé et mesuré à la sortie du diviseur de puissance à sections circulaires en fonction de la fréquence	13
2.1	Dessin de l'amplificateur de puissance	15
2.2	Le courant de drain en fonction de la tension de drain pour différents V_{gs} variant de -0,80 V à 0,40 V par saut de 0,20 V	16
2.3	Le courant de drain en fonction de la tension de grille pour différents V_{ds} (0,00 V, 0,50 V, 1,00 V, 2,00 V, 3,00 V, 4,00 V et 5,00 V)	17
2.4	Schéma du circuit de polarisation utilisé à la grille et au drain du transistor	20
2.5	Schéma d'un amplificateur de puissance	22

2.6	Puissance de sortie de l'amplificateur de puissance simulé en fonction de la puissance d'entrée dans la région grand signal pour $V_{gs0} = -0,20 \text{ V}$	30
2.7	Puissance de sortie de l'amplificateur de puissance simulé en fonction de la tension V_{gs} pour $P_{in} = 5,06 \text{ dBm}$	31
3.1	Dessin du doubleur de fréquence	36
3.2	Puissance de sortie du doubleur de fréquence simulé en fonction de la puissance d'entrée dans la région grand signal pour $V_{gs0} = -0,60 \text{ V}$	43
3.3	Puissance de sortie du doubleur de fréquence simulé en fonction de la tension V_{gs} pour $P_{in} = 10,67 \text{ dBm}$	44
4.1	Mélangeur sous-harmonique utilisant une paire de diodes antiparallèles	49
4.2	Dessin du mélangeur sous-harmonique	53
4.3	Forme d'un filtre coupe-bande avec n adaptateurs d'impédance	58
4.4	Réponse d'un filtre coupe-bande typique	59
4.5	Réponse du filtre coupe-bande en simulation avec $f_0 = 10 \text{ GHz}$ et $Z_A = Z_B = 15,00 \Omega$	65
4.6	Réponse du filtre coupe-bande en simulation avec $f_0 = 20 \text{ GHz}$ et $Z_A = Z_B = 15,00 \Omega$	66
4.7	Réponse du filtre coupe-bande en simulation avec Z_A et Z_B égales à $15,00 \Omega$	67

4.8	Réponse du filtre coupe-bande en simulation avec Z_A et Z_B égales à 50,00 Ω	68
4.9	Les pertes de conversion simulées versus la puissance LO pour une puissance RF égale à 4,80 dBm	72
4.10	Variation de la puissance dc, qui provient de $2f_{LO} - f_{RF}$, selon le changement de la phase sur le signal LO de 10 GHz	73
4.11	Comparaison de la puissance dc selon que la variation de la phase ait lieu sur la ligne de transmission du signal LO de 10 GHz ou sur la ligne de transmission du signal RF de 20 GHz pour $Pin = 8,5$ dBm	75
4.12	Comparaison de la puissance dc selon que la variation de la phase ait lieu sur la ligne de transmission du signal LO de 10 GHz ou sur la ligne de transmission du signal RF de 20 GHz pour $Pin = 10$ dBm	76
4.13	Comparaison de la puissance dc selon que la variation de la phase ait lieu sur la ligne de transmission du signal LO de 10 GHz ou sur la ligne de transmission du signal RF de 20 GHz pour $Pin = 15$ dBm	77
5.1	Schéma du montage utilisé pour effectuer les mesures sur le circuit global du mélangeur sous-harmonique	78
5.2	Comparaison de la tension dc entre les résultats simulés ($V_{dsa} = 3,00$ V, $V_{dsd} = 3,00$ V, $V_{gsa} = -0,20$ V, $V_{gsd} = -0,60$ V, $I_{dsa} = 24,82$ mA, $I_{dsd} = 4,52$ mA) et mesurés ($V_{dsa} = 3,00$ V, $V_{dsd} = 3,00$ V, $V_{gsa} = -0,34$ V, $V_{gsd} = -0,63$ V, $I_{dsa} = 19,60$ mA, $I_{dsd} = 24,00$ mA) pour $Pin = 8,5$ dBm	81

5.3 Comparaison de la tension dc entre les résultats simulés ($V_{dsa} = 3,00$ V, $V_{dsd} = 3,00$ V, $V_{gsa} = -0,20$ V, $V_{gsd} = -0,60$ V, $I_{dsa} = 24,82$ mA, $I_{dsd} = 4,52$ mA) et mesurés ($V_{dsa} = 3,00$ V, $V_{dsd} = 3,00$ V, $V_{gsa} = -0,35$ V, $V_{gsd} = -0,76$ V, $I_{dsa} = 20,90$ mA, $I_{dsd} = 23,10$ mA) pour $Pin = 10$ dBm	82
5.4 Comparaison de la tension dc entre les résultats simulés ($V_{dsa} = 3,00$ V, $V_{dsd} = 3,00$ V, $V_{gsa} = -0,20$ V, $V_{gsd} = -0,60$ V, $I_{dsa} = 24,82$ mA, $I_{dsd} = 4,52$ mA) et mesurés ($V_{dsa} = 3,00$ V, $V_{dsd} = 3,00$ V, $V_{gsa} = -0,61$ V, $V_{gsd} = -1,28$ V, $I_{dsa} = 20,40$ mA, $I_{dsd} = 18,40$ mA) pour $Pin = 15$ dBm	83
5.5 Courbe simulée et courbe mesurée mises en phase pour $Pin = 8,5$ dBm	84
5.6 Comparaison de la tension dc entre les trois courbes simulées	85
5.7 Comparaison de la tension dc entre les trois courbes mesurées	86
5.8 Comparaison de la tension dc simulée entre le cas où le signal de 20 GHz n'est pas éliminé sur la ligne de 10 GHz et le cas où il est éliminé, pour $Pin = 8,5$ dBm	87
5.9 Comparaison de la tension dc simulée entre le cas où le signal de 20 GHz n'est pas éliminé sur la ligne de 10 GHz et le cas où il est éliminé, pour $Pin = 10$ dBm	88
5.10 Comparaison de la tension dc simulée entre le cas où le signal de 20 GHz n'est pas éliminé sur la ligne de 10 GHz et le cas où il est éliminé, pour $Pin = 15$ dBm	89

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

a	paramètre de largeur de bande
AM	modulation d'amplitude
C_{j0}	capacité de jonction (pF)
dc	courant continu
f	fréquence (GHz)
f_c	fréquence de coupure (GHz)
f_{IF}	fréquence de la fréquence intermédiaire (GHz)
f_{LO}	fréquence de l'oscillateur local (GHz)
f_{RF}	fréquence de la fréquence radio (GHz)
f₀	fréquence fondamentale ou fréquence centrale (GHz)
f_l	fréquence de la limite inférieure (GHz)
f₂	fréquence de la limite supérieure (GHz)
g_d	conductance de sortie (mS)
g_j	valeur des éléments du circuit prototype passe-bas
g_m	transconductance non linéaire (mS)
G_p	gain en puissance (dB)
h	épaisseur du substrat (mm)
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HFET	Heterostructure Field Effect Transistor
I, i	courant (A)
I_{ds}	courant drain-source (A)
I_{dsa}	courant drain-source pour l'amplificateur de puissance (A)
I_{dsd}	courant drain-source pour le doubleur de fréquence (A)
I_{ds,max}	courant de drain maximal (A)
I_{dsN}	amplitude maximale du courant de drain à la N^e harmonique (A)
I_{dss}	courant de drain saturé (A)
I_{ds0}	courant dc de polarisation au drain (A)

I_{ds1}	amplitude maximale du courant de drain à la fondamentale (A)
I_{ds2}	amplitude maximale du courant de drain à la seconde harmonique (A)
IF	fréquence intermédiaire
I_{gs}	courant grille-source (A)
L_A	atténuation obtenue (dB)
L_{Ad}	atténuation désirée (dB)
L_{Ar}	ondulation Tchebyscheff (dB)
$L_{L'}$	inductance provenant de $Y_{L'}$ (Ω)
LO	oscillateur local
L_r	longueur de la résistance imprimée (mm)
MDS	Microwave Design System
MESFET	Metal Semiconductor Field Effect Transistor
MHMIC	Miniature Hybrid Microwave Integrated Circuits
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuits
n	nombre d'adaptateurs d'impédance
N	facteur de multiplication de la fréquence fondamentale
PDB	Planar Doped Barrier
P_{dc}	puissance continue (dBm)
P_{in}	puissance à l'entrée de l'amplificateur ou du doubleur (dBm)
P_{in}	puissance à l'entrée du circuit global du mélangeur sous-harmonique (dBm)
P_L	puissance livrée à la charge ou à la sortie de l'amplificateur de puissance (dBm)
$P_{L,2}$	puissance livrée à la charge ou à la sortie du doubleur de fréquence (dBm)
PsHEMT	Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor
$P_{\Delta 10-harm}$	différence de puissance entre le signal à la fondamentale et les harmoniques
$P_{\Delta 20-harm}$	différence de puissance entre le signal à la 2 ^e harmonique et les autres fréquences
r	rayon (mm)
R	résistance (Ω)
RF	fréquence radio
$R_{L'}$	résistance provenant de $Y_{L'}$ (Ω)

R_s	résistivité ($\Omega/\text{carré}$)
R_S	résistance série (Ω)
S_{11}	coefficient de réflexion à l'entrée ou pertes de retour
S_{22}, S_{33}	coefficient de réflexion à la sortie ou pertes de retour
S_{21}, S_{12}	coefficient de transmission ou pertes d'insertion
S_{31}, S_{13}	coefficient de transmission ou pertes d'insertion
S_{32}, S_{23}	isolation
T.O.S.	taux d'ondes stationnaires
TRL	Thru-Reflect-Line
U	facteur de mérite unilatéral
V	tension (V)
V_a	tension d'avalanche drain-grille (V)
V_{ds}	tension drain-source (V)
V_{dsa}	tension drain-source pour l'amplificateur de puissance (V)
V_{dsd}	tension drain-source pour le doubleur de fréquence (V)
$V_{ds,\text{max}}$	tension de drain maximale de la zone de saturation (V)
$V_{ds,\text{min}}$	tension de drain minimale de la zone de saturation (V)
V_{ds0}	tension dc de polarisation au drain (V)
V_{ds1}	amplitude maximale de la tension de drain à la fondamentale (V)
V_{ds2}	amplitude maximale de la tension de drain à la seconde harmonique (V)
V_{gs}	tension grille-source (V)
V_{gsa}	tension grille-source pour l'amplificateur de puissance (V)
V_{gsd}	tension grille-source pour le doubleur de fréquence (V)
$V_{gs,\text{min}}$	tension de grille minimale (V)
V_{gs0}	tension dc de polarisation à la grille (V)
V_{gsl}	amplitude maximale de la tension de grille à la fondamentale (V)
V_p	tension de pincement (V)
V_φ	potentiel de diffusion à la jonction (V)
w	fraction de la largeur de bande du filtre coupe-bande
W	largeur d'une ligne de transmission (mm)

W_r	largeur de la résistance imprimée (mm)
Y_L'	admittance de la charge provenant de l'inverse de Z_{out} conjuguée (S)
Y_S'	admittance de la source provenant de l'inverse de Z_{in} conjuguée (S)
Z_A, Z_B	impédances de bout de ligne (Ω)
Z_{in}	impédance d'entrée du transistor (Ω)
Z_j	impédances des adaptateurs d'impédance parallèles en circuit ouvert (Ω)
$Z_{j-l,j}$	impédances de la ligne de connexion (Ω)
Z_L	impédance de la charge globale (Ω)
Z_L'	impédance de la charge provenant de Z_{out} conjuguée (Ω)
Z_{out}	impédance de sortie du transistor (Ω)
Z_S	impédance de la source globale (Ω)
Z_S'	impédance de la source provenant de Z_{in} conjuguée (Ω)
Z_0	impédance caractéristique (Ω)
Γ_{in}	coefficient de réflexion à l'entrée
Γ_{out}	coefficient de réflexion à la sortie
ϵ_{ff}	constante diélectrique relative efficace du microruban (F/m)
ϵ_r	constante diélectrique (F/m)
η_a	efficacité de la puissance ajoutée (%)
η_{dc}	efficacité de conversion dc-RF (%)
θ	angle ou phase ($^{\circ}$)
θ_0	angle de conduction ($\omega_0 t$) ($^{\circ}$)
θ_0^{opt}	angle de conduction optimisé ($^{\circ}$)
λ_g	longueur d'onde pour le milieu diélectrique choisi (mm)
μ_r	perméabilité relative (H/m)
ϕ	longueur électrique ($^{\circ}$)
ω	fréquence angulaire (rad/s)
ω'	fréquence du prototype passe-bas
ω_1'	fréquence de coupure du prototype passe-bas

INTRODUCTION

Les communications sont de nos jours un domaine en plein expansion. À titre d'exemple, l'internet prend de plus en plus de place dans nos vies comme moyen de communiquer. On veut même exploiter cette technologie par satellites. La technologie d'aujourd'hui, dans ce domaine, requiert de ses composants qu'ils soient petits, rapides, performants et à faible coût.

Un des composants d'un système de communication est le récepteur. Comme dans tous les récepteurs il y a un composant important qui est le mélangeur, mon étude portera donc sur le comportement d'un mélangeur sous-harmonique fonctionnant à 20 GHz qui utilise une source de puissance à 10 GHz. Cette dernière ayant un coût moindre qu'une source produisant la même puissance à 20 GHz. Le mélangeur sous-harmonique est important pour les communications personnelles et sans fil à des fréquences micro-ondes (0,3 à 30 GHz) et surtout millimétriques (30 à 300 GHz).

La plupart des mélangeurs utilisent la fréquence fondamentale du signal LO et la fréquence fondamentale du signal RF pour produire un signal IF. Cependant, le principe des mélangeurs sous-harmoniques est d'utiliser une harmonique ($N > 1$) du signal LO pour produire un signal IF à moindre coût. De plus, un mélangeur doit fonctionner sans ajouter trop de bruit et de distorsion aux signaux.

Les mélangeurs sous-harmoniques sont utilisés dans les synthétiseurs, les systèmes d'échantillonnage, les réseaux d'images, les transmetteurs - récepteurs à ondes millimétriques qui se trouvent entre autres dans les satellites de communications, les radars anticollisions, les systèmes d'atterrissement des avions, les têtes chercheuses sur les armes, les cartes d'identification et les radiomètres. Il y en a aussi dans des applications dans le domaine de l'aérospatial dont les récepteurs hétérodynes à ondes sous-millimétriques (300 à 3000 GHz) [1-35]. Les mélangeurs sous-harmoniques sont fabriqués soit avec une diode, avec une paire de diodes antiparallèles ou avec deux transistors connectés en parallèle (source - source et drain - drain). Les types de diodes vus dans la littérature sont : GaAs Schottky-barrier, PDB, beam-lead Schottky et la diode

laser optoélectronique. Les sortes de transistors sont : HFET, HEMT et PsHEMT. Les fréquences vont de 3,5 GHz à 600 GHz. Le mélangeur sous-harmonique le plus populaire est celui conçu avec la paire de diodes antiparallèles.

Le but de la recherche est de mesurer la variation du signal dc à la sortie du mélangeur sous-harmonique en fonction d'un changement de phase produit par le déphasageur sur le signal LO à 10 GHz. Si le mélangeur sous-harmonique répond à un changement de phase, alors il fonctionnera dans un système à démodulation de phase.

Le circuit global est fabriqué selon la technologie MHMIC. Celui-ci est constitué d'une source de puissance, qui a une fréquence de 10 GHz, suivie d'un diviseur de puissance à sections circulaires. Les deux signaux sortant du diviseur sont donc cohérents et ils ne sont pas modulés. Un des deux signaux sortant du diviseur est le signal LO, à 10 GHz, du mélangeur sous-harmonique. Ce signal passe par un déphasageur qui varie la phase de 0,0° à 360,0°. Le deuxième signal, provenant du diviseur, passe dans un amplificateur de puissance qui alimente un doubleur de fréquence. Le doubleur de fréquence est un transistor fonctionnant en mode saturé de manière à générer des harmoniques. La deuxième harmonique de ce dernier est prélevée. Le signal de 20 GHz, qui sort du doubleur, est le signal RF du mélangeur sous-harmonique. Ensuite, les deux signaux, LO et RF, sont injectés dans le mélangeur sous-harmonique qui contient un filtre coupe-bande à sa sortie. Ce filtre permet d'avoir que le signal dc à la sortie. Le circuit global est présenté à la figure I.1. Le signal dc est créé par les quatre diodes en anneau, qui forment le mélangeur. Ce signal dc est formé par la fréquence à 0 Hz et par la différence entre les fréquences $2f_{LO}$ et f_{RF} . En effet, le doubleur de fréquence et le mélangeur sous-harmonique peuvent produire un signal de 20 GHz à partir d'un signal de 10 GHz qui, lui, provient d'une source moins dispendieuse, car le prix d'une source de puissance augmente avec la fréquence.

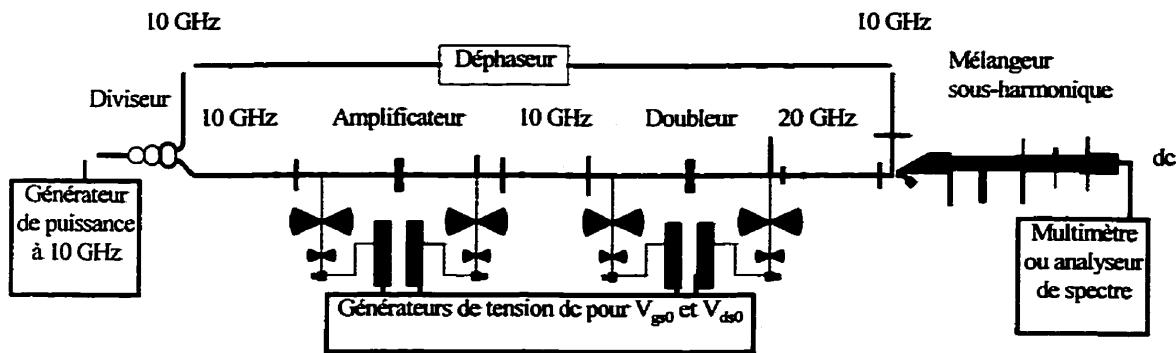


Figure I.1. Schéma du circuit global du mélangeur sous-harmonique.

Finalement, chacune des parties du circuit est conçue, fabriquée et mesurée séparément pour s'assurer du bon fonctionnement des éléments, chapitres I à IV. Ensuite, le tout est réuni et il y a une comparaison entre les simulations et les mesures, chapitre V. Tous les composants du circuit et le circuit global sont simulés à l'aide du logiciel MDS d'Hewlett Packard et ils sont fabriqués au Centre de Recherche Poly-Grames.

CHAPITRE I

DIVISEUR DE PUISSANCE À SECTIONS CIRCULAIRES

1.1 Introduction

Il y a différents types de diviseurs de puissance [36-42]. Certains sont appelés coupleurs et ils ont quatre portes et d'autres, qui ont trois portes, sont appelés des diviseurs de puissance. Le plus populaire est le diviseur de Wilkinson, à large bande, dont le but est de diviser la puissance également sans différence de phase aux deux portes de sortie. Un diviseur de puissance est constitué d'une ou de plusieurs sections. Chaque section se compose de deux lignes de transmission parallèles d'un quart de longueur d'onde, à la fréquence centrale d'opération, terminées par une résistance d'isolation. Le diviseur qui est le plus performant est le diviseur de puissance à sections circulaires innové à l'École Polytechnique de Montréal en 1984 [37, 41]. Celui-ci est un dérivé du diviseur de puissance de Wilkinson. La différence réside dans le fait que les lignes de transmission soient courbées au lieu d'être droites, voir la figure 1.1. Ainsi, les équations restent les mêmes pour déterminer les longueurs et les impédances des lignes de transmission et les résistances d'isolation entre les sections [36]. Alors, le diviseur de puissance choisi pour ce projet est celui à sections circulaires et il doit fonctionner de 10 GHz à 20 GHz. Cette large bande de fréquences a été choisie, car à l'origine on pensait devoir se servir du diviseur comme combinateur de puissance pour combiner un signal à 10 GHz et un autre à 20 GHz afin d'alimenter un mélangeur sous-harmonique à une diode. Enfin, des lignes microrubans sont utilisées pour tout le circuit.

1.2 Théorie et conception

Premièrement, les caractéristiques du diviseur sont les suivantes : les pertes d'insertion sont de 3,00 dB idéalement sur chacune des deux branches, les trois portes du diviseur sont bien adaptées et les deux portes de sortie sont grandement isolées entre eux. De plus, la largeur de bande d'un diviseur de puissance et l'isolation augmentent avec le nombre de sections [42].

Deuxièmement, le choix des résistances entre les sections est important. Elles servent à isoler les deux branches, l'une par rapport à l'autre, au cas où il n'y aurait pas une bonne adaptation à l'une ou l'autre des portes de sortie. Elles s'appellent donc résistances d'isolation. Par exemple pour un diviseur à une section, lorsqu'il y a une désadaptation à la porte 2, un signal réfléchi est généré et il se sépare entre la ligne de transmission et la résistance d'isolation. Ces deux signaux apparaissent à la porte 3 avec $180,0^\circ$ de différence et ils s'annulent, voir la figure 1.1 pour la définition des portes du diviseur. Les valeurs des résistances sont sélectionnées de façon à ce que les deux parties du signal réfléchi aillent la même amplitude pour obtenir une annulation parfaite. De plus, il n'y a pas de puissance dissipée par les résistances d'isolation quand des charges adaptées sont connectées aux portes de sortie [40].

Les avantages du diviseur de puissance à sections circulaires par rapport au Wilkinson sont : l'amélioration des performances en général (pertes d'insertion, pertes de retour et isolation) [37]. Ensuite, la courbure de la ligne fait en sorte que le couplage mutuel entre les deux lignes de transmission, de la même section, devient négligeable, car les lignes sont plus éloignées l'une de l'autre. Les résistances d'isolation sont donc placées directement à l'intersection de deux lignes courbées adjacentes qui se retrouvent plus rapprochées. Par conséquent, les dimensions des résistances d'isolation peuvent être plus petites. Ainsi, l'isolation est améliorée aux portes de sortie parce que les ponts de soudage aux résistances ne sont plus nécessaires et cela fait en sorte qu'il y a moins de discontinuités entre les sections [37, 41].

Les valeurs de référence du diviseur sont déterminées par un transformateur de type Tchebyscheff [36]. Ce dernier étant plus performant qu'un transformateur de type binomial [43]. Le nombre de sections est de trois et le rapport de fréquences limites de la largeur de bande, f_2/f_1 , donne 2 ce qui permet de couvrir un octave. Le nombre de sections est fixé à trois bien qu'il aurait pu être de deux. Mais avec trois sections, l'obtention d'une largeur de bande d'un octave à hautes fréquences est plus certaine. Ainsi, le diviseur à deux sections n'a pas été simulé.

La largeur d'une ligne de transmission, W , est calculée par «LineCalc» dans le logiciel MDS. Elle dépend de l'impédance de la ligne microruban, de la fréquence centrale de 15 GHz et du

substrat en alumine qui a une constante diélectrique, ϵ_r , de 9,9 et une épaisseur, h , de 0,2540 mm. En plus, la perméabilité relative, μ_r , est de 1,0. Le tableau I.1 donne les valeurs des résistances d'isolation, des impédances des lignes de transmission et les largeurs des lignes de transmission, pour une impédance caractéristique, Z_0 , de 50,00 Ω .

TABLEAU I.1
PARAMÈTRES DU DIVISEUR DE PUISSANCE À SECTIONS CIRCULAIRES
POUR LA BANDE DE FRÉQUENCES ALLANT DE 10 GHz À 20 GHz

No de section	Résistance (Ω)	Impédance (Ω)	Largeur de ligne (mm)
1	500,00	55,62	0,1927
2	187,30	70,71	0,1050
3	95,24	89,90	0,0489

Les lignes droites à l'entrée et aux sorties du diviseur de puissance à sections circulaires fonctionnent à 10 GHz, donc la largeur, W , de ces lignes de 50,00 Ω est 0,2422 mm.

En plus, pour ce type de diviseur, il faut calculer un rayon, r , et un angle, θ , pour obtenir la longueur, L_r , de la résistance imprimée [37]. Les formules sont :

$$L_r = 2r\sin(\theta'/2), \quad (1.1)$$

$$l = \lambda_g/2 = r\theta, \quad (1.2)$$

$$\theta' = 360 - \theta \quad (1.3)$$

où λ_g est la longueur d'onde pour le milieu diélectrique choisi. Elle dépend aussi de l'impédance caractéristique de la ligne microruban [44].

En théorie, le r et le L_r sont les mêmes pour toutes les sections, mais lorsque vient le temps de représenter le schéma dans MDS, chacune des sections a sa propre valeur de r et de L_r . La figure 1.1 représente le diviseur de puissance à sections circulaires.

Les résistances, R , sont directement imprimées sur le substrat. La couche résistive est faite de titane dont la résistivité, R_s , est de 100,00 Ω par carré. La formule pour déterminer la largeur de la résistance imprimée, W_r , est la suivante :

$$W_r = L_r * R_s / R . \quad (1.4)$$

La largeur minimum des résistances est de 0,1016 mm pour avoir un minimum de précision.

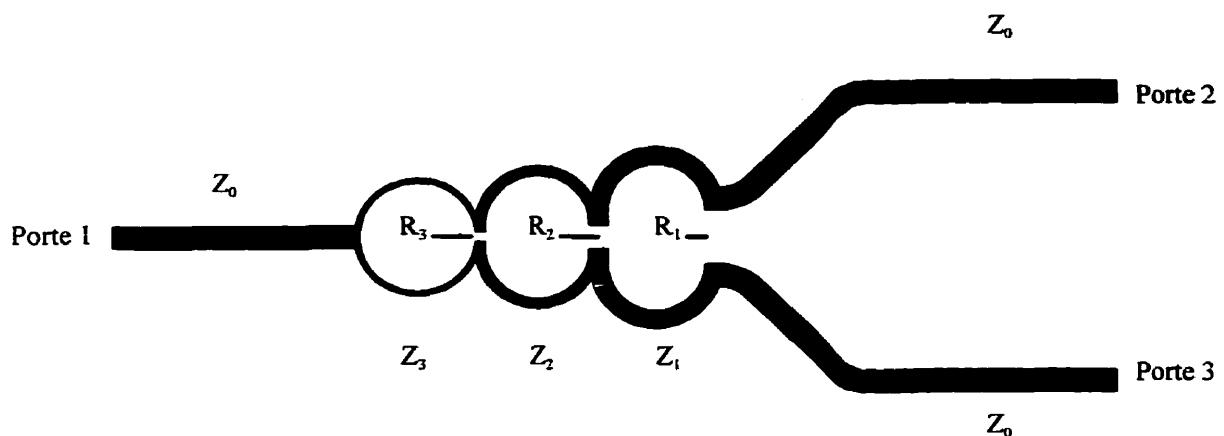


Figure 1.1. Dessin du diviseur de puissance à sections circulaires.

1.3 Résultats

Par optimisation, les meilleures performances sont obtenues lorsque θ est égale à 350,0° et les deux autres sections ont un angle de 180,0°. Chaque section a une longueur électrique, ϕ , de 90,0° ou $\lambda_g/4$ égale à 1,9198 mm à la fréquence centrale de 15 GHz pour une impédance de ligne de 50,00 Ω et une constante diélectrique relative efficace du microruban, ϵ_{ff} , de 6,774. La

longueur physique d'une ligne courbée, dans le modèle MDS, est la ligne médiane du demi-cercle.

Dans un circuit passif, les paramètres S petit signal sont valides en mode grand signal. Puisque, le diviseur de puissance à sections circulaires est un circuit passif fonctionnant en mode grand signal, les simulations sont effectuées en mode petit signal.

Puisque, le circuit est symétrique, lors des simulations sur MDS, les paramètres S sont définis comme suit :

S_{11} = coefficient de réflexion à l'entrée ou pertes de retour;

$S_{22} = S_{33}$ = coefficient de réflexion à la sortie ou pertes de retour;

$S_{21} = S_{31} = S_{12} = S_{13}$ = coefficient de transmission ou pertes d'insertion;

$S_{32} = S_{23}$ = isolation.

Une analyse des paramètres S est faite par le logiciel MDS et le circuit fabriqué est mesuré à l'aide de l'analyseur de réseau 8510C d'Hewlett Packard, qui a une précision de $\pm 0,04$ dB, et de la fixture Wiltron. Le tableau 1.2 résume les résultats importants pour les fréquences de 10 GHz et 20 GHz, les fréquences limites du diviseur. Le T.O.S. est le taux d'ondes stationnaires. Ce paramètre est calculé par la formule suivante : $(1+|\Gamma|)/(1-|\Gamma|)$ où Γ est égale à S_{11} ou S_{22} selon le cas.

MDS tient compte des pertes en fonction de la géométrie du microruban, de la fréquence, des propriétés électriques du substrat diélectrique et du conducteur. Dans la section 1 du diviseur il y a des discontinuités, car la largeur de la résistance imprimée, W_r , est plus petite que la largeur de la ligne de transmission, W . Pour les autres sections, $W_r = W$.

Selon les figures 1.2 à 1.5, pour la largeur de bande allant de 10 GHz à 20 GHz lors des simulations, l'isolation est plus élevée que 30,00 dB, les pertes d'insertion sont entre 3,44 dB et 3,72 dB, les pertes de retour à la porte d'entrée sont mieux que 24,00 dB et les pertes de retour aux portes de sortie sont mieux que 30,00 dB. Les mesures effectuées montrent que l'isolation

est plus élevée que 16,0 dB, les pertes d'insertion sont entre 3,0 dB et 3,6 dB, les pertes de retour à la porte d'entrée sont mieux que 15,0 dB et les pertes de retour aux portes de sortie sont mieux que 23,0 dB. Lorsque l'on compare les valeurs simulées avec les valeurs mesurées, on peut voir une différence variant de 5,00 dB à 15,00 dB pour l'isolation, le coefficient de réflexion à l'entrée et les coefficients de réflexion à la sortie. Enfin, il y a moins de pertes d'insertion en pratique et elles sont plus près de 3,00 dB que les valeurs simulées.

TABLEAU 1.2
PERFORMANCES SIMULÉES ET MESURÉES DU DIVISEUR DE PUISSANCE À
SECTIONS CIRCULAIRES À 10 GHz ET 20 GHz

	10 GHz		20 GHz	
	Simulée	Mesurée	Simulée	Mesurée
Isolation S_{23} (dB)	-29,97	-17,6	-32,64	-16,0
Pertes d'insertion $S_{21} = S_{31}$ (dB)	-3,44	-3,1	-3,72	-3,3
Coefficient de réflexion à l'entrée S_{11} (dB)	-29,24	-18,9	-23,87	-15,0
Coefficient de réflexion à la sortie $S_{22} = S_{33}$ (dB)	-38,57	-27,2	-29,94	-24,9
T.O.S. à l'entrée	1,07	1,3	1,14	1,4
T.O.S. à la sortie	1,02	1,1	1,07	1,1

Lorsque le diviseur est fabriqué pour effectuer les mesures, les lignes de transmission à l'entrée et aux deux sorties n'ont plus les mêmes longueurs que celles du diviseur utilisé lors de la simulation. Elles sont plus courtes et de différentes longueurs pour satisfaire le design. Cependant, les résultats mesurés du tableau 1.2 et des figures 1.2 à 1.5 sont les meilleures

valeurs que l'on obtient. Lors des mesures, les deux branches du diviseur sont symétriques, donc $S_{21} = S_{31} = S_{12} = S_{13}$ de même que $S_{22} = S_{33}$ et que $S_{23} = S_{32}$. Les tolérances de fabrication en technologie MHMIC sont de 3 μm et la largeur minimale d'une ligne microruban est de 25 μm . De plus, les mesures sont effectuées sur deux portes à la fois et la troisième est terminée par une charge adaptée de 50,00 Ω dont la mise à la terre n'est pas un parfait court-circuit. De plus, même si la distance entre la charge et la mise à la terre a été optimisée à 0,1270 mm, pour les fréquences entre 10 GHz et 20 GHz, les résultats ne sont pas parfaits à cause des «via holes» imparfaits.

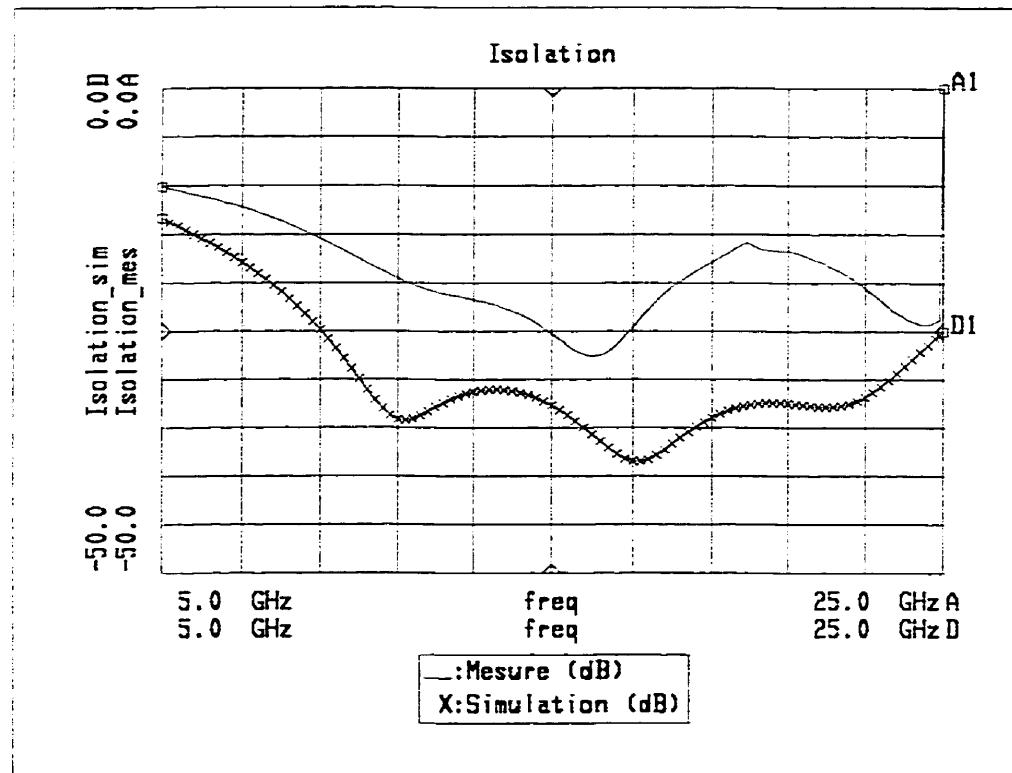


Figure 1.2. Isolation simulée et mesurée entre les deux portes de sortie du diviseur de puissance à sections circulaires en fonction de la fréquence.

Cependant, le diviseur qui a été réalisé donne de bons résultats. Les diminutions de performances proviennent des pertes dans les bouts de lignes, du calibrage de l'analyseur de réseau qui n'est pas exact et de l'isolation entre les deux portes de mesure de la fixture Wiltron qui n'est pas parfaite, car le circuit est très petit. Enfin, il y a les pertes causées par la radiation, le conducteur et le diélectrique qui augmentent avec la fréquence [38, 44].

Finalement, le circuit peut aussi servir comme combinateur de puissance. La puissance est injectée à la porte 2 et à la porte 3 et la sortie est à la porte 1. La puissance est doublée à la sortie si les deux signaux d'entrée sont égaux.

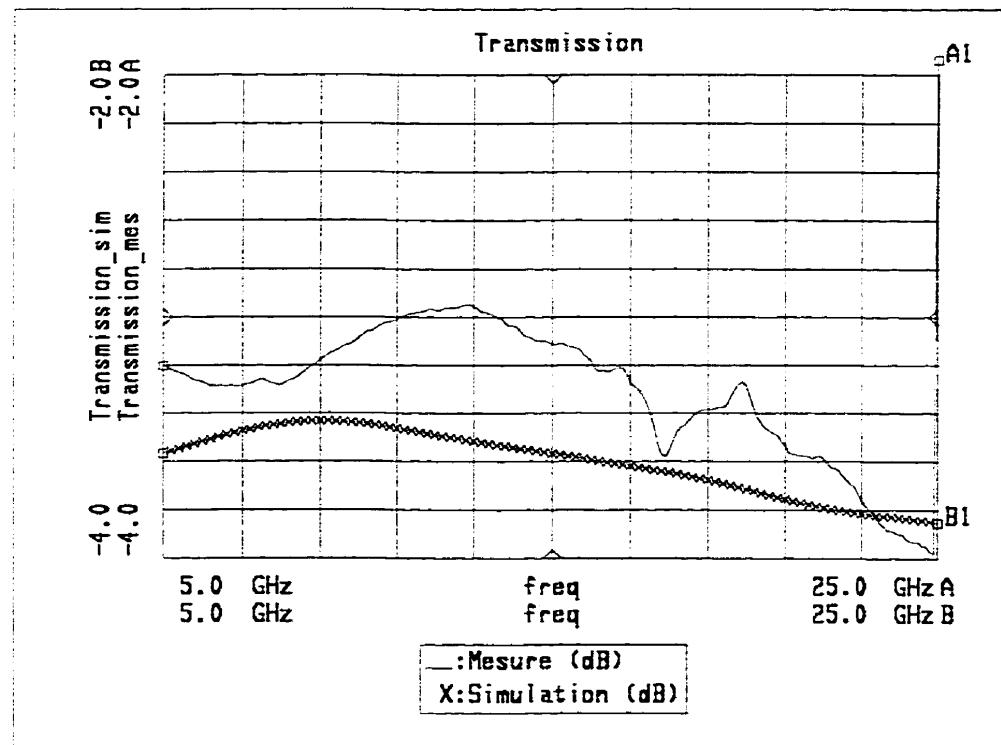


Figure 1.3. Coefficient de transmission simulé et mesuré entre l'entrée et les sorties du diviseur de puissance à sections circulaires en fonction de la fréquence.

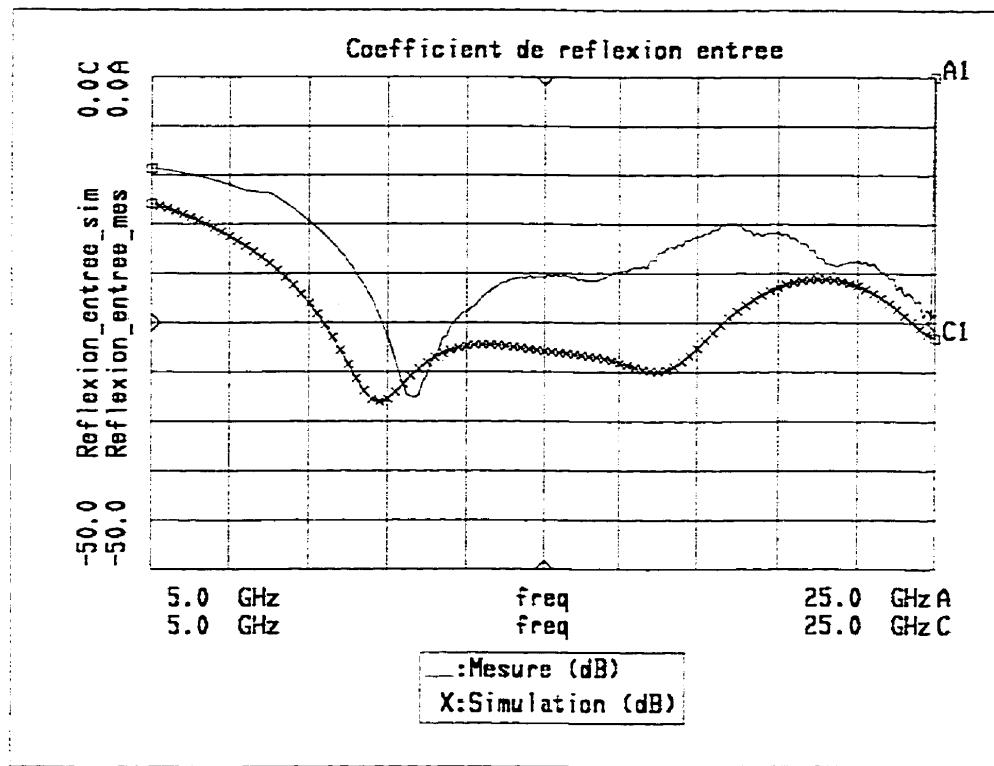


Figure 1.4. Coefficient de réflexion simulé et mesuré à l'entrée du diviseur de puissance à sections circulaires en fonction de la fréquence.

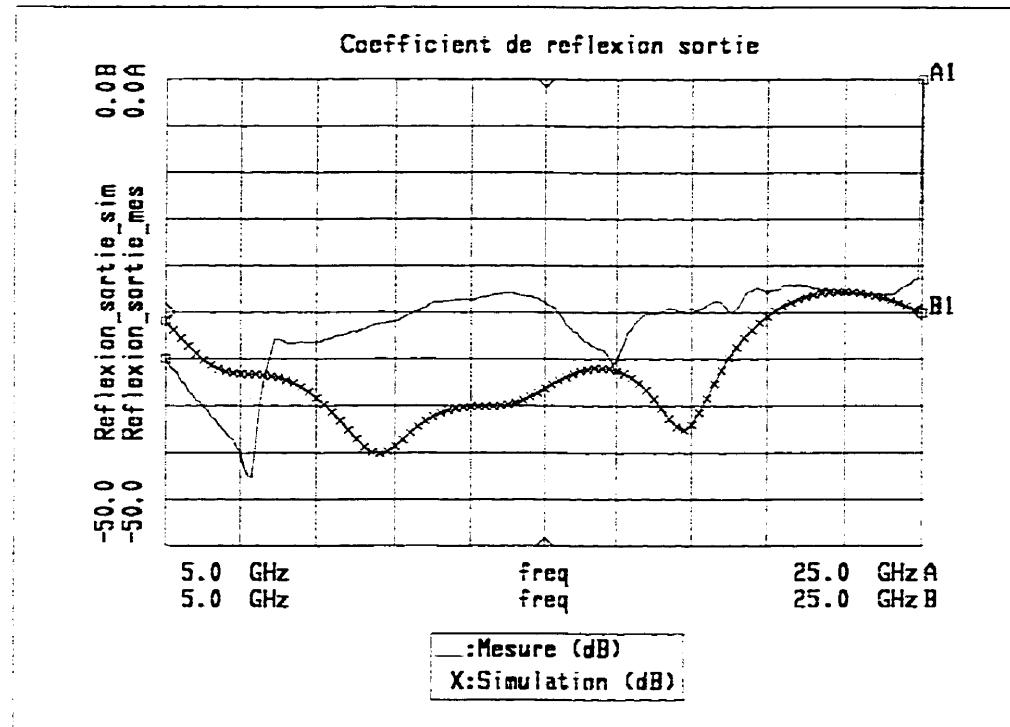


Figure 1.5. Coefficient de réflexion simulé et mesuré à la sortie du diviseur de puissance à sections circulaires en fonction de la fréquence.

Le prochain chapitre présente la théorie, les calculs et les résultats simulés et mesurés de l'amplificateur de puissance.

CHAPITRE II

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

2.1 Introduction

Le but de l'amplificateur de puissance est d'augmenter la puissance d'entrée jusqu'à une puissance de sortie voulue. Il est constitué d'un transistor avec un circuit de polarisation à la grille et un autre au drain et d'un circuit d'adaptation à l'entrée et un à la sortie. De plus, une charge réfléctrice est ajoutée à la sortie pour améliorer les performances. Le circuit est présenté à la figure 2.1. Les considérations les plus importantes dans le design d'un amplificateur micro-ondes à transistor sont la stabilité, le gain en puissance, la largeur de bande, le bruit et la polarisation [40].

Les circuits d'adaptation et de polarisation de l'amplificateur sont faits avec des lignes microrubans, car elles sont faciles à fabriquer en utilisant les méthodes des circuits imprimés. Il est aussi facile d'y ajouter des éléments discrets sur sa surface de métal. Les bonnes performances de la ligne microruban, en fait un des plus importants médiums de transmission, pour les amplificateurs micro-ondes à transistor et pour les circuits imprimés micro-ondes [44].

L'amplificateur de puissance fonctionne dans la région non linéaire du transistor; il a donc un gain relativement bas. Puisque, la puissance à l'entrée de l'amplificateur varie entre 5,00 dBm et 12,00 dBm à 10 GHz, le transistor fonctionne en mode grand signal. Ce qui veut dire que les paramètres S ne sont plus valides. Si l'amplificateur avait été linéaire, il aurait eu un plus grand gain et il aurait été considéré comme étant en mode petit signal [45]. De plus, l'amplificateur conçu est à bande étroite.

Un composant de puissance doit supporter un courant de canal élevé, survivre à de hautes tensions drain-grille, endurer de hautes températures et dissiper une grande quantité de chaleur. De plus, comme un composant petit signal, il doit avoir un bon gain, être linéaire, être efficace

et être utilisable à hautes fréquences. Tout cela rend la tâche difficile au designer, car il est difficile de satisfaire à tous les critères en même temps [45].

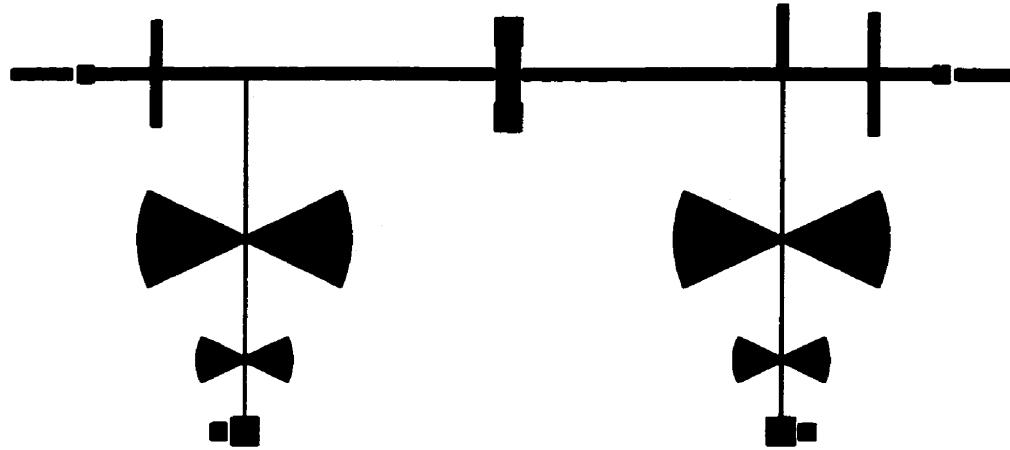


Figure 2.1. Dessin de l'amplificateur de puissance.

2.2 Caractéristiques du transistor

Le transistor choisi est un GaAs MESFET (NE76000) fonctionnant dans la bande L à Ku qui a la caractéristique d'être à faible bruit. Le transistor, NE76000, est de type N, donc $V_{gs0} < 0$. Ce type de transistor fonctionne bien en haut de 4 GHz à comparer au BJT qui lui fonctionne en bas de 4 GHz [40]. De plus, ce transistor est choisi parce qu'il est disponible au laboratoire.

Le transistor NE76000 est simulé dans MDS pour obtenir les valeurs de la tension drain-source, V_{ds} , la tension grille-source, V_{gs} , et le courant de drain, I_{ds} , du modèle disponible dans le logiciel dans le but de comparer les courbes de spécifications de la compagnie avec celles simulées. Les figures 2.2 et 2.3 montrent les courbes de simulations de I_{ds} en fonction de V_{ds} et I_{ds} en fonction de V_{gs} respectivement. La valeur simulée du courant de drain saturé, I_{dss} , à $V_{ds} = 3,00$ V et $V_{gs} = 0,00$ V est égale à 37,27 mA, voir la figure 2.2, tandis que la valeur spécifiée par la compagnie NEC est de 31,00 mA environ. Les courbes, de la compagnie NEC et des simulations, donnent les performances dc du transistor. Par contre, pour la tension de

pincement, V_p , et la tension drain-source, V_{ds} , les valeurs sont les mêmes, c'est-à-dire, -0,80 V pour V_p et 3,00 V pour V_{ds} . Enfin, la tension d'avalanche drain-grille, V_a , vaut 5,80 V ($V_{ds,max} - V_p$). Les principales conclusions sont que I_{ds} a des valeurs plus élevées en simulations et qu'il est plus facile de lire les données sur les courbes simulées, car on peut se servir d'un marqueur pour obtenir une valeur précise.

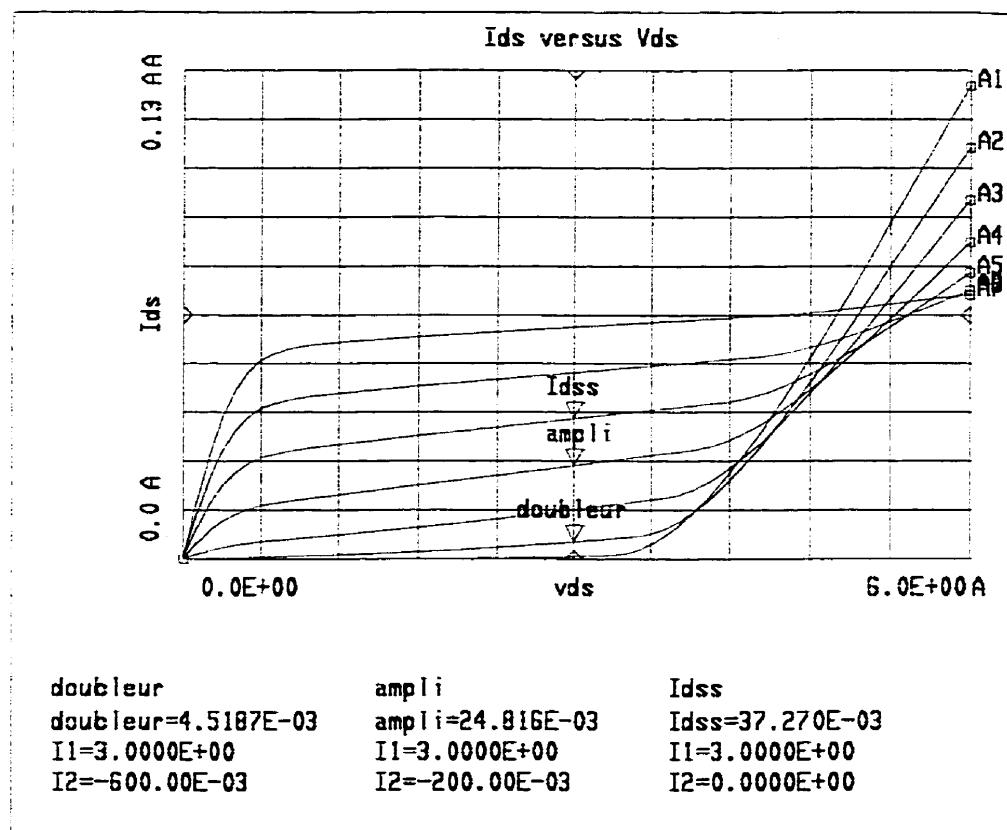


Figure 2.2. Le courant de drain en fonction de la tension de drain pour différents V_{gs} variant de -0,80 V à 0,40 V par saut de 0,20 V.

Les marqueurs sur les courbes indiquent la valeur du courant de drain pour l'amplificateur et le doubleur de fréquence. Les tensions V_{gs0} , pour les deux composants, sont déterminées par optimisation et les tensions V_{ds0} sont fixées à 3,00 V. Le tout est explicité plus loin.

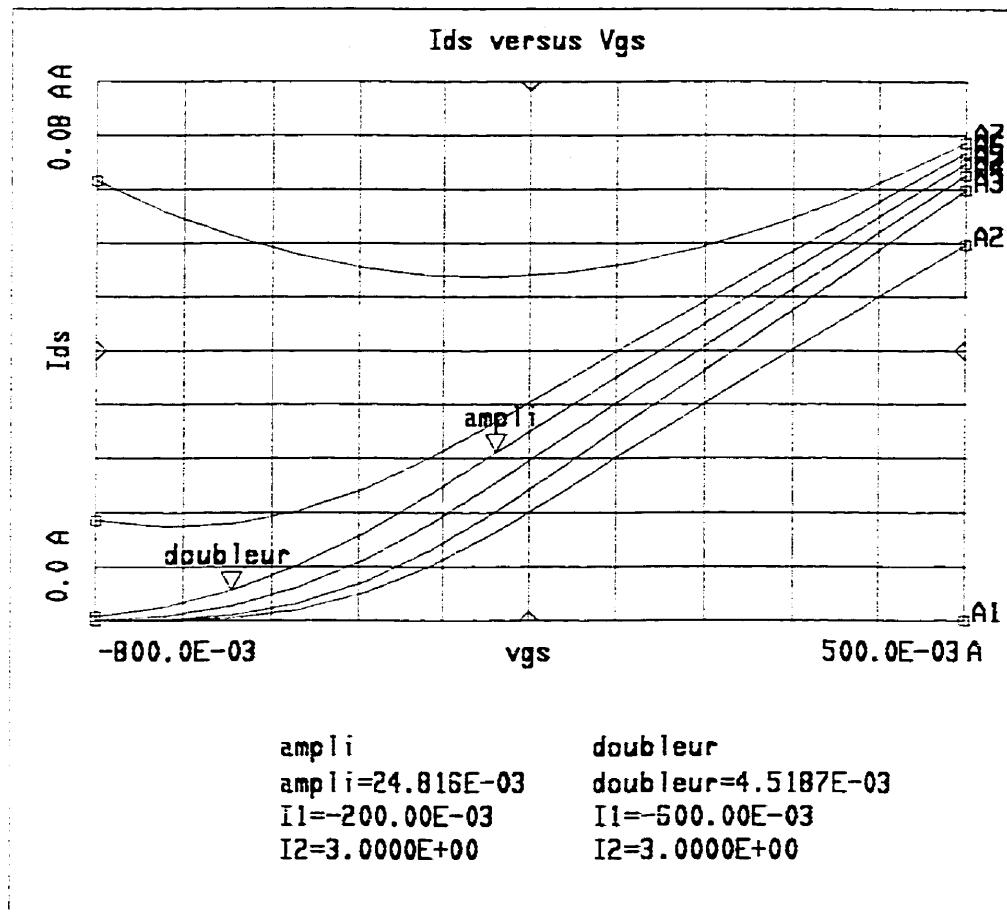


Figure 2.3. Le courant de drain en fonction de la tension de grille pour différents V_{ds} (0,00 V, 0,50 V, 1,00 V, 2,00 V, 3,00 V, 4,00 V et 5,00 V).

L'amplificateur recherché est le plus linéaire possible, donc de classe A. Cependant, en mode d'amplification, le MESFET est utilisé dans la zone de saturation et dans celle-ci, le signal est non linéaire. Il faut donc s'assurer que V_{ds} est entre $V_{ds,\min}$ et $V_{ds,\max}$ qui sont les tensions limites de la zone de saturation. Dans cette zone le courant de drain est modélisé comme suit [46] :

$$i_d(t) = A V_{gs}(t) + B V_{ds}(t) + C \quad (2.1)$$

où $V_{ds,min} < V_{ds} < V_{ds,max}$ et $V_p < V_{gs} < V_\phi$ et A, B, C sont des constantes indépendantes de V_{gs} et V_{ds} dans le modèle.

Lorsque l'amplificateur conduit dans la zone de saturation où il y a plusieurs harmoniques qui apparaissent, le courant $i_d(t)$ devient distordu et le courant moyen change [45].

Les tensions de grille sont déduites après un développement en série de Fourier de l'équation de courant (2.1).

$$V_{gs0} = \frac{V_p - V_\phi \cos\theta_0}{1 - \cos\theta_0} \quad (2.2)$$

et

$$V_{gs1} = \frac{V_\phi - V_p}{1 - \cos\theta_0} \quad (2.3)$$

où V_{gs0} est la tension dc de polarisation à la grille,
 V_{gs1} est l'amplitude maximale de la tension de grille à la fondamentale,
 V_ϕ est le potentiel de diffusion à la jonction
et θ_0 est l'angle de conduction ($\omega_0 t$).

Pour un amplificateur de classe A, on a : $V_\phi = 0,50$ V, $V_p = -0,80$ V et $\theta_0 = 180,0^\circ$. Alors, on obtient

$$V_{gs0} = \frac{V_p + V_\phi}{2} = -0,15 \text{ V}$$

et

$$V_{gs1} = \frac{V_\phi - V_p}{2} = 0,65 \text{ V.}$$

Si $V_{gs1} > V_{gs1,max} = V_\phi$, le signal est dans la région de saturation.

Ensuite, la tension dc de polarisation au drain est à mi-chemin entre $V_{ds,min}$ et $V_{ds,max}$ qui valent 1,00 V et 5,00 V respectivement, donc

$$V_{ds0} = \frac{V_{ds,max} + V_{ds,min}}{2} = 3,00 \text{ V.} \quad (2.4)$$

L'amplitude maximale de la tension de drain à la fondamentale, V_{dsI} , est :

$$V_{dsI} = \frac{V_{ds,max} - V_{ds,min}}{2} = 2,00 \text{ V.} \quad (2.5)$$

Les formules 2.2 à 2.5 sont indépendantes de la puissance à l'entrée, P_{in} et du dispositif MESFET utilisé. De plus, elles ne tiennent pas compte des limites physiques du MESFET.

Le point de polarisation, pour être dans la classe A, est $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (3,00 \text{ V}, -0,15 \text{ V})$. Il y a aussi la puissance d'entrée qui influence la classe, car plus la puissance est élevée, plus il y a saturation de la puissance de sortie et plus le signal est non linéaire. Cela fait en sorte que la classe change. Cela a, aussi, un effet sur l'efficacité.

Enfin, il existe certains MESFET conçus pour fonctionner comme amplificateur de puissance à des fréquences millimétriques [45].

2.3 Circuits de polarisation

Les circuits de polarisation fournissent les tensions dc à la grille et au drain du transistor tout en éliminant les signaux RF, à 10 GHz et à 20 GHz, qui pourraient s'infiltre dans la source dc. Le circuit de polarisation représente un circuit ouvert pour le signal RF à la grille et au drain du transistor. Le circuit de polarisation est constitué de deux sections. La première est une ligne de 90,00 Ω d'un quart de longueur d'onde à 20 GHz terminé par un papillon qui est un condensateur à large bande. La seconde partie est une ligne de 90,00 Ω d'un quart de longueur d'onde à 10 GHz terminé par un papillon, voir la figure 2.4. Les lignes de 90,00 Ω , étant

étroites, sont choisies pour éviter le couplage ac. Elles ne peuvent pas avoir une impédance plus élevée à cause des tolérances de fabrication qui exigent une largeur minimale de $25 \mu\text{m}$. De plus, la largeur des lignes de $90,00 \Omega$ dépend de la fréquence à 10 GHz, mais la largeur est sensiblement la même à 20 GHz. C'est pourquoi les lignes sont fabriquées avec une seule largeur. Le condensateur à la porte 2 sert à éviter que la tension dc aille à la masse. C'est le même circuit de polarisation à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur et du doubleur. Il y a seulement la tension V_{gs0} qui varie entre l'amplificateur et le doubleur, car la tension V_{ds0} est la même pour les deux composants.

Les papillons agissent comme des courts-circuits pour le signal RF et la seconde harmonique. Les dimensions des papillons et les longueurs des lignes de transmission sont optimisées par le logiciel MDS. Les résultats sont présentés dans le tableau 2.1. Après optimisation, les lignes d'un quart de longueur d'onde n'ont plus $\lambda_g/4$ de longueur. Les coefficients de transmission, S_{21} et S_{31} , et les coefficients de réflexion, S_{11} et S_{33} , sont inscrits dans le tableau 2.2. Selon les coefficients de transmission, S_{31} , le circuit ouvert n'est pas parfait, mais les performances sont bonnes. Les pertes proviennent des lignes de transmission et de l'adaptation selon la fréquence. Le design d'un circuit de polarisation est important, car il influence le comportement de l'amplificateur et du doubleur.

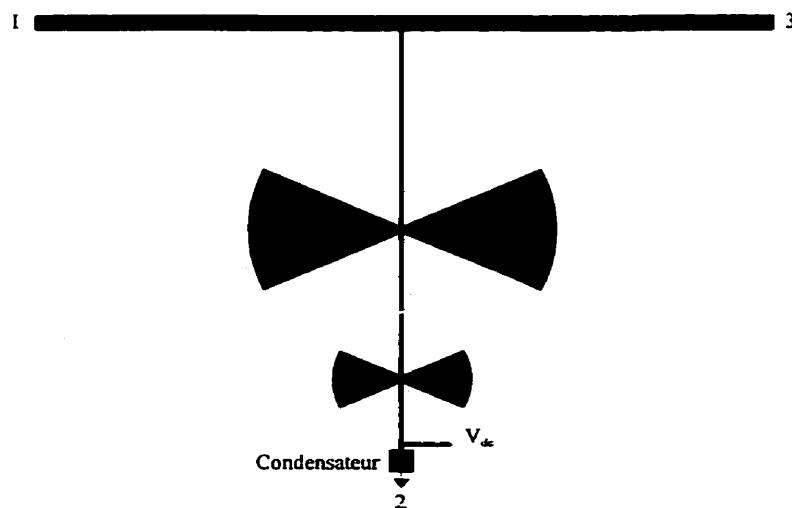


Figure 2.4. Schéma du circuit de polarisation utilisé à la grille et au drain du transistor.

TABLEAU 2.1
DIMENSIONS OPTIMISÉES DU CIRCUIT DE POLARISATION

	Première section 20 GHz	Deuxième section 10 GHz
Ligne de transmission		
Longueur $\lambda_g/4$ (mm)	3,5447	2,6636
Largeur (mm)	0,0485	0,0485
Papillon		
Rayon interne (mm)	0,1270	0,1270
Rayon externe (mm)	2,5400	1,1867
Angle (°)	50,0	50,0

TABLEAU 2.2
PARAMÈTRES S DU CIRCUIT DE POLARISATION

Fréquence (GHz)	Coefficient de transmission S_{21} (dB)	Coefficient de transmission S_{31} (dB)	Coefficient de réflexion $S_{11} = S_{33}$ (dB)
10	-40,01	-0,40	-22,27
20	-28,47	-0,78	-27,96
30	-30,83	-0,63	-26,02
40	-14,08	-0,93	-22,98
50	-12,80	-1,14	-14,85
60	-34,14	-1,10	-19,25

Les tensions dc alimentant le transistor définissent la classe et le contenu harmonique du composant. Elles sont déterminées, en simulations, par la méthode de l'équilibrage harmonique pour établir le point de polarisation (V_{gs0} , V_{ds0}) qui fournit la puissance désirée et l'efficacité voulue selon les objectifs du design [45]. Dans le cas de l'amplificateur, les valeurs sont : $V_{gs0} = -0,20$ V pour la tension entre la grille et la source et $V_{ds0} = 3,00$ V pour la tension entre

le drain et la source. La tension V_{GS0} est déterminée par simulations pour obtenir une puissance de sortie d'au moins 10,00 dBm et la tension de -0,20 V nous donne satisfaction.

2.4 Circuits d'adaptation

La seconde étape pour concevoir un amplificateur de puissance est de déterminer les impédances de la source, Z_S , et de la charge, Z_L , présentées à la grille et au drain du transistor respectivement, par la méthode numérique de sourcepull et loadpull. Z_S doit être adaptée et conjuguée ($Z_S = Z_{in}^*$) pour optimiser le gain et transférer le maximum de puissance au transistor à la fréquence fondamentale de 10 GHz et Z_L est sélectionnée pour obtenir la puissance de sortie voulue à la même fréquence. Les impédances sont fonction de la fréquence et des conditions de polarisation [40]. Le schéma de la figure 2.5 illustre la position des impédances pour l'amplificateur de puissance.

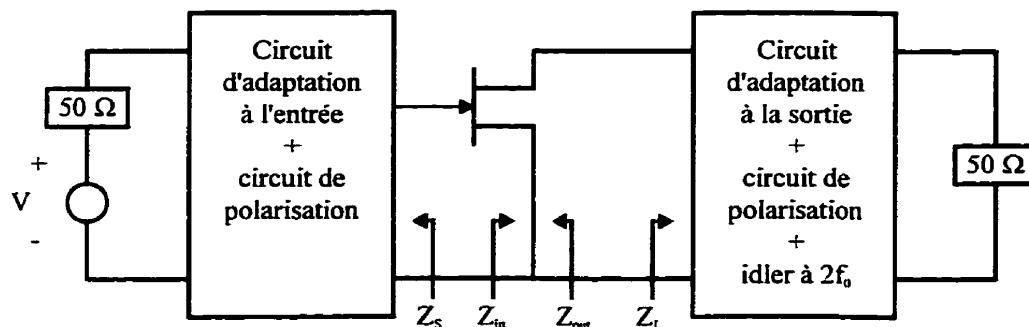


Figure 2.5. Schéma d'un amplificateur de puissance.

Cette recherche est effectuée par optimisation en utilisant la méthode de l'équilibrage harmonique ou «harmonic balance» de MDS. L'équilibrage harmonique effectue une analyse numérique précise en incluant les effets des circuits de polarisation et les effets des composantes harmoniques des amplificateurs de puissance, des multiplicateurs de fréquence et des mélangeurs [45]. Dans la plupart des problèmes pratiques, il faut prendre la composante dc, la fréquence fondamentale et cinq harmoniques pour avoir suffisamment de précision. En bas de trois harmoniques, il peut y avoir de sérieuses erreurs dans le calcul de Z_L , la puissance de

sortie et le gain [47]. La méthode de l'équilibrage harmonique permet d'évaluer et d'optimiser les paramètres suivants :

- la puissance de sortie à la fréquence fondamentale et aux harmoniques;
- le degré de saturation du transistor;
- le point de polarisation;
- les impédances Z_S et Z_L .

Alors, pour calculer les impédances Z_S et Z_L , la première étape est de prendre les paramètres S du transistor, à 10 GHz, donnés par les feuilles de spécifications de la compagnie NEC.

Les coefficients de réflexion sont : $S_{11} = 0,808 \angle -104,0^\circ$ et $S_{22} = 0,565 \angle -63,0^\circ$.

Deuxième étape, l'amplificateur est considéré comme étant unilatéral, même s'il est bilatéral, car cela facilite les calculs de départ, donc $S_{11} = \Gamma_{in}$ et $S_{22} = \Gamma_{out}$. Le transistor est bilatéral, car S_{12} est différent de zéro et en plus, le facteur de mérite unilatéral, U, est égale à 0,514 à 10 GHz alors que la valeur maximale tolérée en communication est de 0,030 pour que l'approximation soit acceptable [48]. Ensuite, Γ_{in} est transformée en impédance d'entrée du transistor, Z_{in} , et en prenant Z_{in} conjuguée, Z_S' est trouvée. L'admittance de la charge, Y_L' , est calculée en prenant l'inverse de Z_L' et cette dernière est trouvée en prenant Z_{out} conjuguée. Z_{out} provient de Γ_{out} . Il faut savoir que les impédances, Z_S' et Z_L' , qui sont trouvées font parties des circuits d'adaptation, qui eux comprennent différentes composantes, alors ce ne sont pas les impédances globales, Z_S et Z_L , de ces circuits. Ceci est toujours fait dans le but d'avoir un point de départ pour les calculs. Le circuit de simulation, pour le sourcepull - loadpull, comprend le modèle du transistor non linéaire et les circuits d'adaptation à l'entrée et à la sortie. Un circuit d'adaptation est composé d'un circuit de polarisation, d'un condensateur d'isolation dc, des inductances parasites des fils de soudure, qui servent à relier le transistor aux lignes de transmission et d'une impédance, Z_S' ou d'une admittance, Y_L' selon le cas. Le circuit d'adaptation à la sortie a en plus une charge réfléctrice à 20 GHz (elle est expliquée dans la prochaine section). L'impédance, Z_S' , fait partie de la composante source et l'admittance, Y_L' , est représentée par une résistance en parallèle avec une inductance.

L'impédance et l'admittance de départ sont : $Z_S' = 8,490 + j38,360 \Omega$ et $Y_L' = 0,007 - j0,011 S$, donc $R_L' = 134,600 \Omega$ et $L_L' = 1,450 \text{ nH}$.

La troisième étape consiste à optimiser Z_S' , Y_L' et la tension de polarisation V_{gs0} par la méthode de l'équilibrage harmonique à partir du circuit défini ci-dessus. Les conditions d'optimisation sont une impédance de source, Z_S' , qui permet un transfert maximal de puissance et une admittance de la charge, Y_L' , qui fournit une puissance de sortie entre 10,00 dBm et 11,00 dBm pour une puissance d'entrée de 5,06 dBm (puissance de la source - pertes d'insertion du diviseur = 8,50 dBm - 3,44 dB).

Les valeurs optimisées sont : $Z_S' = 15,230 + j37,920 \Omega$, $Y_L' = 0,024 - j0,008 S$ et $V_{gs0} = -0,20 V$.

Quatrième étape, trouver à l'aide de l'abaque de Smith les longueurs des lignes microrubans qui adaptent Y_S' et Y_L' à $50,00 \Omega$ (il est plus simple de travailler avec les admittances) et optimiser la longueur des lignes et le point de polarisation toujours par la même méthode et pour les mêmes conditions d'optimisation. Les circuits d'adaptation sont faits pour la fréquence de 10 GHz. La configuration ligne balancée est choisie, car elle minimise l'interaction de la transition entre la ligne parallèle et la ligne de transmission série [44]. De plus, les adaptateurs d'impédance sont en circuit ouvert parce qu'ils sont plus fiables qu'en court-circuit à cause de la procédure de fabrication. Le circuit de l'amplificateur de puissance comprend le modèle du transistor non linéaire et les circuits d'adaptation à l'entrée et à la sortie. Ces derniers se composent des circuits de polarisation, des condensateurs à l'entrée et à la sortie du circuit, qui évitent que les tensions dc de la polarisation s'infiltrent dans la source de puissance RF et dans les autres composants, des inductances parasites des fils de soudure, qui servent à relier le transistor et les condensateurs aux lignes de transmission et des lignes microrubans, qui représentent Y_S' et Y_L' . Le circuit d'adaptation à la sortie a en plus une charge réfléctrice à 20 GHz. En plus, la simulation tient compte des pertes dans les lignes microrubans. Finalement, les longueurs des lignes microrubans optimisées sont présentées dans le tableau 2.3.

Les condensateurs, à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur et dans les circuits de polarisation, ont une valeur de 4,30 pF et une fréquence de résonance à 15 GHz. Cela équivaut à une résistance de 3,70 Ω, ce qui est négligeable.

Discutons, maintenant, des fils de soudure. Ce sont des fils d'or de 0,0178 mm de diamètre avec une inductance parasite de 20,00 pH par mil de longueur. Pour connecter les condensateurs, il faut prendre deux fils de soudure en parallèle afin de diminuer l'effet inductif. L'inductance parasite est de 0,10 nH pour des fils de 0,2540 mm (10 mil) de long. Ensuite, en ce qui concerne le transistor, il y a deux fils en parallèle à la grille et au drain et quatre fils en parallèle à la source. L'inductance parasite à la grille est de 0,15 nH pour des fils de 0,3810 mm (15 mil) de long, au drain elle est de 0,13 nH pour des fils de 0,3302 mm (13 mil) de long et finalement, à la source elle est de 0,05 nH pour des fils de 0,2540 mm (10 mil) de long. Plus les fils de soudure sont longs, plus il y a de pertes en puissance.

TABLEAU 2.3
LONGUEURS OPTIMISÉES DES LIGNES MICRORUBANS DES CIRCUITS
D'ADAPTATION À L'ENTRÉE ET À LA SORTIE

	Circuit d'adaptation à l'entrée		Circuit d'adaptation à la sortie	
	Longueur (mm)	Largeur (mm)	Longueur (mm)	Largeur (mm)
Ligne série	1,9261	0,2422	1,8273	0,2422
Adaptateur d'impédance en circuit ouvert	1,0599	0,2422	1,2421	0,2422
Charge réflective à 20 GHz	Ø	Ø	1,4306	0,2445

En conclusion de la section, les impédances globales optimisées des circuits d'adaptation et le point de polarisation optimisé sont : $Z_S = 25,510 + j35,260 \Omega$ et $Z_L = 64,626 + j17,484 \Omega$ avec $(V_{gs0}, V_{ds0}) = (-0,20 \text{ V}, 3,00 \text{ V})$.

2.5 Charge réfléctrice

Il faut mettre une charge réfléctrice pour améliorer la puissance de sortie à la fréquence fondamentale et pour atténuer la puissance à la seconde harmonique. Une charge réfléctrice ou «idler» est par définition un circuit résonnant en court-circuit ou en circuit ouvert. Il permet de conserver l'énergie du signal à l'harmonique considérée. Une charge réfléctrice en circuit ouvert annule le courant à l'harmonique voulue. Par contre, en court-circuit, il permet de faire circuler le courant à la masse pour cette harmonique. Dans les deux cas, la charge réfléctrice permet d'éviter la dissipation de la puissance, à l'harmonique indésirable, dans la charge. Le signal harmonique voit la charge comme étant réactive. Cela se traduit par une meilleure efficacité de conversion de la puissance. En plus, il est possible de mettre plusieurs charges réfléctives qui sont à différentes harmoniques.

La charge réfléctrice, utilisée dans l'amplificateur, se présente comme suit : un adaptateur d'impédance en circuit ouvert d'un quart de longueur d'onde à 20 GHz en parallèle avec la ligne de transmission principale. Le signal harmonique à 20 GHz voit donc un court-circuit.

2.6 Analyse des résultats

La première partie introduit les formules qui permettent d'évaluer les performances de l'amplificateur de puissance et la deuxième partie expose les résultats des calculs, des simulations et des mesures.

2.6.1 Formules de performance

Le rendement énergétique de l'amplificateur est étudié. Cela comprend l'efficacité de conversion dc-RF et l'efficacité de la puissance ajoutée [45].

Premièrement, il faut supposer que le MESFET est linéaire. Donc en prenant, V_{ds0} , V_{ds1} et I_{dss} , évalués dans la section 2.2, il est possible d'estimer la puissance livrée à la charge, P_L , la

puissance dc, P_{dc} , ainsi que l'efficacité de conversion dc-RF, η_{dc} . L'efficacité est calculée comme suit :

$$\eta_{dc} = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{0,5 V_{ds1} I_{ds1}}{V_{ds0} I_{ds0}} \quad (2.6)$$

où $I_{ds0} = I_{ds1} = 0,5 I_{dss}$ pour les calculs. Lors des simulations, toutes ces valeurs de tension et de courant sont déterminées par des sondes de tension et de courant.

Un amplificateur qui opère de cette façon est appelé un amplificateur de classe A. En théorie, le maximum d'efficacité d'un tel amplificateur, fonctionnant à des fréquences micro-ondes, est de 50,00 % s'il n'y a pas de pertes entre les sources de tensions dc et la base du transistor. En plus, un transistor de cette classe dissipe au moins autant de puissance sous forme de chaleur qu'il en livre à la charge, mais son gain est plus élevé qu'un amplificateur de classe B qui lui offre une meilleure efficacité.

L'efficacité de la puissance ajoutée est la mesure de la capacité du dispositif à convertir la puissance à l'entrée de l'amplificateur, P_{in} , en une puissance, P_L , plus élevée avec le moins de puissance dc possible. La formule est :

$$\eta_a = \frac{P_L - P_{in}}{P_{dc}} = \eta_{dc} \left(1 - \frac{1}{G_p} \right) \quad (2.7)$$

où G_p est le gain en puissance; $G_p = P_L/P_{in}$.

2.6.2 Présentation et discussion des résultats

Le tableau 2.4 montre les performances que l'on obtient avec le transistor NE76000 par calculs et simulations pour différentes puissances d'entrée à l'amplificateur, P_{in} . Les P_{in} proviennent de la différence entre la puissance de la source (8,50 dBm, 10,00 dBm et 15,00 dBm) et les pertes d'insertion du diviseur de puissance (3,44 dB). Les simulations sont faites par le logiciel MDS

et la méthode de l'équilibrage harmonique avec une fréquence fondamentale et cinq harmoniques. Pour les calculs, les valeurs des tensions et des courants sont prises dans les sections 2.2 et 2.6.1 et la puissance P_{in} n'a pas d'importance. Lors des simulations, les valeurs des tensions et des courants sont prises des figures 2.2 et 2.3 et à l'aide de sondes. Dans les cas simulés, la tension V_{gs0} est un compromis qui offre une puissance de sortie de l'amplificateur, P_L , d'au moins 10,00 dBm tout en ayant la tension V_{ds0} fixée à 3,00 V. Les paramètres évalués sont : la puissance continue, P_{dc} , la puissance de sortie à la fréquence fondamentale de 10 GHz, P_L , la différence de puissance entre le signal à la fondamentale et le signal aux harmoniques, $P_{\Delta 10-harm}$, le gain en puissance, G_p , l'efficacité de conversion dc-RF, η_{dc} , et l'efficacité de la puissance ajoutée, η_a .

En premier lieu, on suppose qu'il n'y a pas de pertes dans les circuits d'adaptation lors des calculs. Dans les trois cas simulés, la puissance à l'entrée de l'amplificateur est différente de celle à l'entrée du transistor de même que la puissance à la sortie du transistor est différente de celle à la sortie de l'amplificateur en raison des pertes d'environ 0,50 dB dans les circuits d'adaptation à l'entrée et à la sortie. Ces pertes causent une diminution du gain et de la puissance de sortie. En plus, il n'y a pas une adaptation conjuguée parfaite à l'entrée du transistor. Ceci a été vérifié par simulations. De plus, le circuit est stable. Cela est vérifié à l'aide d'une sonde placée à la sortie de l'amplificateur. On remarque, en regardant le tableau 2.4, qu'il y a seulement G_p et η_a qui varient en fonction de P_{in} lors des calculs. En comparaison, P_{dc} calculée est plus petite que P_{dc} simulée et P_L calculée est plus grande que P_L simulée. En plus, P_L augmentent légèrement avec l'augmentation de P_{in} , lors des simulations. Ensuite, lors des simulations, on observe que la différence entre la puissance à la fondamentale et la puissance aux harmoniques est très grande, donc la puissance aux harmoniques est négligeable à l'entrée du doubleur de fréquence. Enfin, pour les calculs et les simulations, le gain G_p diminue avec l'augmentation de P_{in} parce que le transistor sature de plus en plus comme le démontre la figure 2.6. L'axe de la puissance d'entrée, de la figure 2.6, s'arrête à 15,00 dBm, car c'est la puissance maximale que peut supporter le transistor. Il y a aussi la tension V_{gs} qui fait croître la puissance P_L , voir la figure 2.7. L'axe de V_{gs} va de la tension de pincement à 0,00 V. Celle-ci reste dans la portion négative, car le transistor est de type N. Ces deux figures sont faites par simulations.

TABLEAU 2.4
COMPARAISON DES PERFORMANCES DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE
OBTENUES PAR CALCULS ET SIMULATIONS

Puissance	Peu importe P_{in}	$P_{in} = 5,06 \text{ dBm}$	$P_{in} = 6,56 \text{ dBm}$	$P_{in} = 11,56 \text{ dBm}$
	Calcul	Simulation	Simulation	Simulation
$V_{ds0} (\text{V})$	3,00	3,00	3,00	3,00
$V_{ds1} (\text{V})$	2,00	1,08	1,15	1,34
$V_{gs0} (\text{V})$	-0,15	-0,20	-0,20	-0,20
$V_{gs1} (\text{V})$	0,65	0,60	0,74	1,36
$I_{dss} (\text{mA})$	37,27	37,27	37,27	37,27
$I_{ds0} (\text{mA})$	18,64	24,82	24,82	24,82
$I_{ds1} (\text{mA})$	18,64	22,00	23,00	27,00
$P_{dc} (\text{dBm})$	17,47	18,72	18,72	18,72
$P_L (\text{dBm})$	12,70	10,67	11,22	12,53
$P_{\Delta 10-20} (\text{dBc})$	\emptyset	-55,66	-53,50	-49,42
$P_{\Delta 10-30} (\text{dBc})$	\emptyset	-37,16	-35,77	-29,08
$P_{\Delta 10-40} (\text{dBc})$	\emptyset	-35,12	-33,02	-27,67
$P_{\Delta 10-50} (\text{dBc})$	\emptyset	-49,63	-47,88	-58,47
$P_{\Delta 10-60} (\text{dBc})$	\emptyset	-57,42	-54,72	-45,08
	Calcul	Calcul	Simul.	Calcul
$G_p (\text{dB})$	\emptyset	7,64	5,61	6,14
$\eta_{dc} (\%)$	33,33	\emptyset	15,67	\emptyset
$\eta_a (\%)$	\emptyset	27,60	11,36	25,23
				11,71
				7,71
				4,81

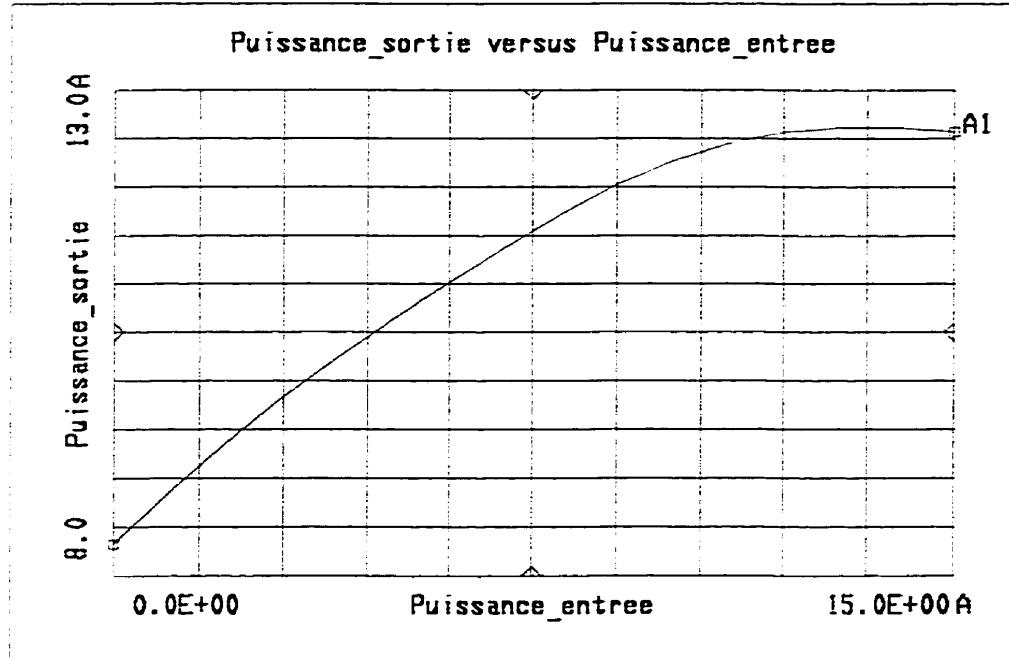


Figure 2.6. Puissance de sortie de l'amplificateur de puissance simulé en fonction de la puissance d'entrée dans la région grand signal pour $V_{gs0} = -0,20$ V.

Finalement, les η_{dc} augmentent avec P_{in} pour les cas simulés et elles sont loin des 50,00 % théoriques. Tandis que η_a diminue d'environ la moitié, près de la puissance limite, pour le calcul et la simulation. Ce qui veut dire que les performances sont très ordinaires. Cependant, l'amplificateur fonctionne selon les objectifs fixés qui sont d'avoir une puissance de sortie d'au moins 10,00 dBm et qu'il soit le plus linéaire possible. En résumé, en comparant les calculs avec les résultats des simulations, on remarque que les performances sont meilleures dans les cas de calculs.

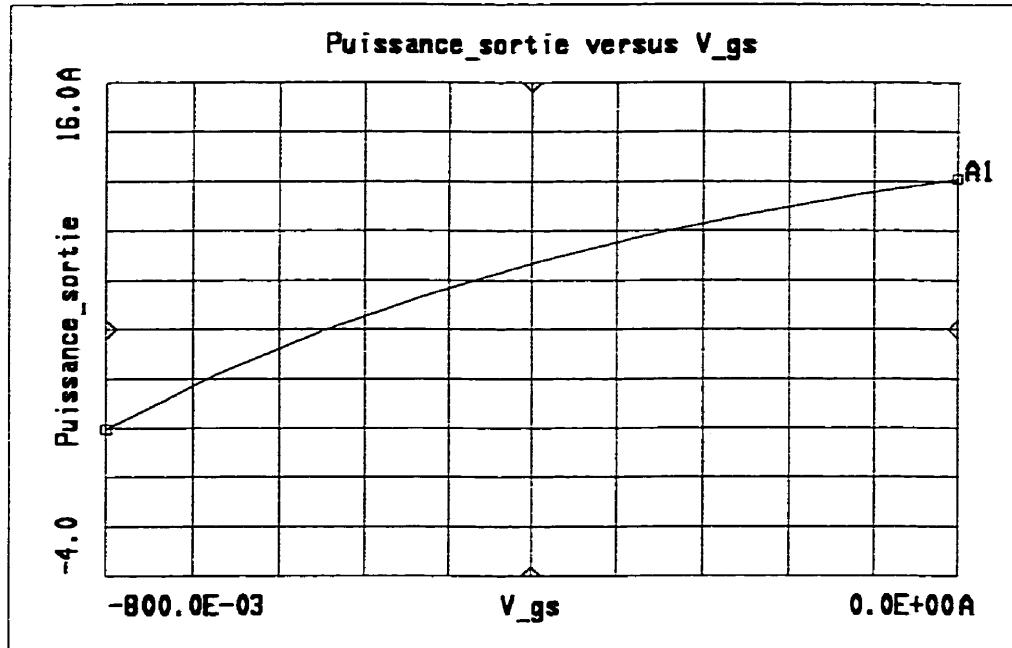


Figure 2.7. Puissance de sortie de l'amplificateur de puissance simulé en fonction de la tension V_{gs} pour $P_{in} = 5,06 \text{ dBm}$.

Le tableau 2.5 expose les résultats de l'amplificateur de puissance simulé et mesuré pour différentes puissances d'entrée à l'amplificateur, P_{in} , et le point de polarisation correspondant. Dans les cas mesurés, V_{gs0} est optimisée pour obtenir la puissance P_L maximale tout en ayant la tension V_{ds0} fixée à 3,00 V. On a observé que si la tension V_{ds0} est plus basse, la puissance diminue en pratique et en simulation, elle augmente. Les nouvelles simulations servent à être comparées avec les mesures, donc elles ont la même puissance P_{in} et le même point de polarisation que les cas mesurés. Lors des mesures, les P_{in} choisies sont des valeurs plus neutres pour examiner le comportement de l'amplificateur. Enfin, les mêmes paramètres, que ceux du tableau 2.4, sont évalués.

TABLEAU 2.5
COMPARAISON DES PERFORMANCES DE L'AMPLIFICATEUR DE PUSSANCE
OBTENUES PAR SIMULATIONS ET MESURES

Puissance	$P_{in} = 5,50 \text{ dBm}$		$P_{in} = 9,00 \text{ dBm}$		$P_{in} = 10,50 \text{ dBm}$	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
$V_{ds0} (\text{V})$	3,00	3,00	3,00	3,00	3,00	3,00
$V_{ds1} (\text{V})$	0,85	Ø	1,41	Ø	1,45	Ø
$V_{gs0} (\text{V})$	-0,42	-0,42	-0,05	-0,05	-0,05	-0,05
$V_{gs1} (\text{V})$	0,70	Ø	0,96	Ø	1,15	Ø
$I_{dss} (\text{mA})$	37,27	37,27	37,27	37,27	37,27	37,27
$I_{ds0} (\text{mA})$	≈ 13,00	19,90	≈ 37,00	32,00	≈ 37,00	31,60
$I_{ds1} (\text{mA})$	17,00	Ø	28,00	Ø	29,00	Ø
$P_{dc} (\text{dBm})$	15,91	17,76	20,45	19,82	20,45	19,77
$P_L (\text{dBm})$	8,63	11,3	13,01	15,2	13,22	15,7
$P_{\Delta 10-20} (\text{dBc})$	-50,25	-55,8	-53,78	-68,7	-53,26	-65,2
$P_{\Delta 10-30} (\text{dBc})$	-31,84	-57,8	-32,12	-51,7	-28,53	-51,2
$P_{\Delta 10-40} (\text{dBc})$	-33,47	-59,8	-30,67	-56,7	-28,77	-59,2
$P_{\Delta 10-50} (\text{dBc})$	-49,56	Ø	-47,44	Ø	-44,90	Ø
$P_{\Delta 10-60} (\text{dBc})$	-51,25	Ø	-47,85	Ø	-42,70	Ø
$G_p (\text{dB})$	3,13	5,8	4,01	6,2	2,72	5,2
$\eta_{dc} (\%)$	18,70	22,8	18,02	34,3	18,91	38,9
$\eta_a (\%)$	9,60	16,8	10,86	26,0	8,80	27,1

La source de puissance est le générateur d'Hewlett Packard 8672A fonctionnant de 2 GHz à 18 GHz et la puissance de sortie est mesurée à l'aide de l'analyseur de spectre d'HP 8564E allant de 9 KHz à 40 GHz. Le générateur et l'analyseur de spectre sont connectés au circuit par l'entremise de la fixture Wiltron. La précision de l'analyseur de spectre est de $±0,17 \text{ dB}$. Les valeurs des puissances sont normalisées pour éliminer les pertes des câbles coaxiaux fixés à l'entrée et à la sortie de la fixture (2,5 dB par câble) et les pertes de l'analyseur de spectre

(1,0 dB). La normalisation est de 2,5 dB à l'entrée où la fréquence est de 10 GHz et la normalisation est de 3,5 dB à la sortie où la fréquence est aussi de 10 GHz. Enfin, toutes les tensions et tous les courants de polarisation sont mesurés avec un multimètre.

Dans les cas de mesures, on remarque que P_{dc} augmente et diminue légèrement avec l'augmentation de P_{in} et qu'elle est presque identique aux valeurs simulées. Ensuite, P_L augmente plus rapidement entre 5,50 dBm et 9,00 dBm et elle sature par la suite pour les simulations et les mesures. Les valeurs de P_L mesurées sont plus élevées que celles simulées. Ensuite, on observe, pour les deux cas, que la différence entre la puissance à la fondamentale et la puissance aux harmoniques est très grande, donc la puissance aux harmoniques est négligeable à l'entrée du doubleur de fréquence. Le gain G_p a des fluctuations avec l'augmentation de P_{in} . Enfin, η_{dc} et η_a augmentent avec P_{in} pour les valeurs mesurées. Cela n'est pas le cas des paramètres d'efficacité simulés qui eux ont des fluctuations. Les fluctuations sont dues probablement à la tension V_{gs0} du premier cas, qui est égale à -0,42 V, qui ne fournit peut être pas les valeurs maximales. Normalement la puissance de sortie maximale aurait dû être près de 0,00 V comme dans les deux autres cas. Si on avait eu le même point de polarisation pour les trois mesures, on aurait eu une décroissance monotone du gain. Il y a peut être eu une mauvaise manipulation lors des mesures. En analysant les valeurs mesurées, on voit bien qu'elles fournissent de meilleurs résultats que celles simulées. Pourtant, en pratique, les pertes causées par le conducteur, le diélectrique et la radiation sont plus élevées qu'en simulation. Il y a, aussi, la fixture Wiltron qui n'a pas une bonne isolation entre sa porte d'entrée et sa porte de sortie à cause de la petite taille du circuit (22,8600 mm x 22,8600 mm). Cependant, il y a une bonne concordance entre les simulations et les mesures.

En résumé, plus la puissance d'entrée RF est élevée, plus il y a saturation de la puissance de sortie. Ensuite, la puissance aux harmoniques est négligeable à l'entrée du doubleur de fréquence. Ainsi, qu'il ne faut pas oublier que le gain et la puissance de sortie dépendent de la fréquence fondamentale et de la polarisation [47]. En conclusion, l'amplificateur de puissance conçu correspond aux objectifs fixés. Le chapitre suivant expose la théorie, les calculs et les résultats simulés et mesurés du doubleur de fréquence. Celui-ci ressemble beaucoup à l'amplificateur de puissance.

CHAPITRE III

DOUBLEUR DE FRÉQUENCE

3.1 Introduction

Les multiplicateurs de fréquences sont largement utilisés dans les sous-systèmes micro-ondes comme une partie d'une chaîne de multiplicateurs ou pour d'autres applications. Ils se retrouvent, entre autres, dans les systèmes de communication micro-ondes, comme par exemple, les sources de puissance, les synthétiseurs et les radiomètres à ondes millimétriques.

L'expansion des systèmes opérant à des bandes de fréquences plus élevées, tout en ayant une stabilité plus rigoureuse et une performance de bruit de phase qui répond aux exigences, ont mené à la génération de puissance à basses fréquences et à l'utilisation d'un composant non linéaire pour obtenir une multiplication de fréquence à la fréquence voulue.

Le fait d'utiliser un oscillateur à la fréquence fondamentale et ensuite, d'utiliser un multiplicateur de fréquences, pour générer des fréquences plus élevées, permet de réduire les effets parasites et d'augmenter l'efficacité [49].

Les multiplicateurs FET peuvent obtenir une large bande de fréquences et un gain de conversion plus grand que l'unité. Une chaîne de multiplicateurs à hautes fréquences consomme peu de puissance continue et dissipe peu de chaleur, c'est un avantage important dans les systèmes basés dans l'espace [50].

Le type de multiplicateur de fréquence le plus fréquent est le doubleur. Habituellement, un doubleur de fréquence est réalisé en injectant un signal au travers un ou des composants actifs non linéaires, comme des diodes et des transistors. Ensuite, la seconde harmonique est extraite et les autres composantes en fréquence sont rejetées. Le principal problème dans le design d'un doubleur est de supprimer suffisamment les signaux indésirables à la porte de sortie [51]. Le doubleur conçu possède le même transistor que celui choisi pour l'amplificateur de puissance,

car un multiplicateur de fréquence MESFET est beaucoup moins sensible, donc plus stable, qu'une diode aux variations de la charge [50]. Ceci est la caractéristique la plus importante du doubleur.

3.2 Théorie

Le doubleur est de type résistif, parce qu'il est fait à partir d'un transistor. Le multiplicateur utilise la non linéarité résistive du composant pour générer des harmoniques. Il opère sur une large bande et il est facile à adapter. Néanmoins, il présente plus de pertes de conversion et il génère plus de bruit qu'un multiplicateur réactif fabriqué avec une diode varacteur.

Les avantages du FET sur la diode varacteur, comme générateur d'harmoniques, sont une meilleure isolation entre l'entrée et la sortie et une multiplication du gain qui excède l'unité [52].

Le doubleur de fréquence se conçoit de la même façon que l'amplificateur, sauf que le circuit de sortie est adapté pour livrer le maximum de puissance à la seconde harmonique et supprimer les autres fréquences [50]. La figure 3.1 présente le dessin du doubleur de fréquence. On peut y voir une grande ressemblance avec l'amplificateur de puissance.

Pour un doubleur, le circuit d'adaptation à l'entrée doit être adapté pour livrer le maximum de puissance au transistor à la fréquence fondamentale, f_0 . Le circuit d'adaptation à la sortie doit être adapté pour livrer le maximum de puissance à la deuxième harmonique, $2f_0$, et rejeter toutes les autres fréquences.

Le choix approprié de la réactance à l'entrée, pour la seconde harmonique, est crucial, particulièrement lorsque les fréquences d'opération augmentent. La rétroaction de la deuxième harmonique, au travers du composant, peut être néfaste, car le signal peut être ré-amplifié par le composant et il peut interférer de façon destructive à la sortie [49].

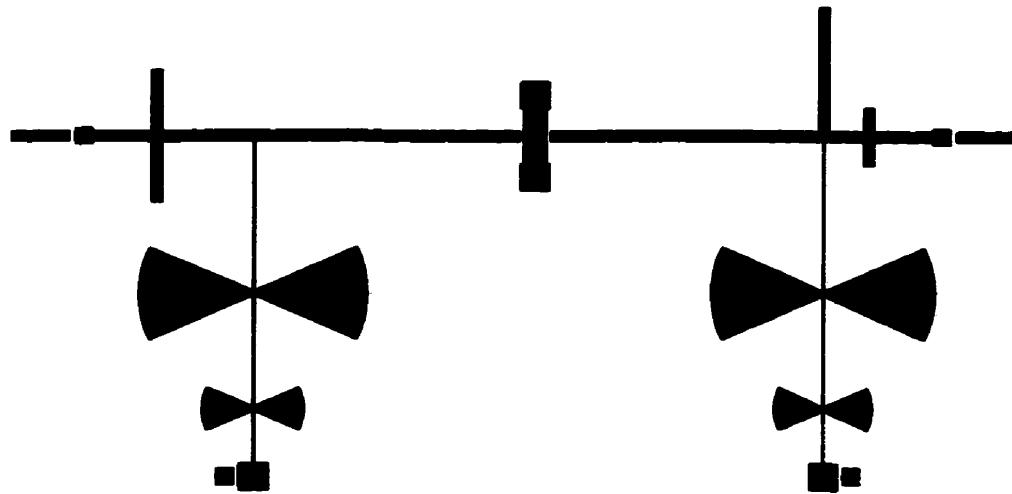


Figure 3.1. Dessin du doubleur de fréquence.

La puissance à la sortie, à 20 GHz, est plus élevée grâce à la charge réflective qui court-circuite le signal à la fréquence fondamentale apparaissant à la sortie. Cette dernière doit être court-circuitée, car c'est elle qui dissipe le plus de puissance. Une charge réflective est donc essentielle à f_0 . La puissance de sortie aux autres harmoniques est tellement petite qu'il n'est pas nécessaire de placer d'autres charges réflectives.

Idéalement, les impédances de la source et de la charge, présentées au composant à toutes les fréquences indésirables, sont réactives pour prévenir la dissipation de puissance dans celles-ci. Cependant, les réactances doivent être maximisées à l'harmonique désirée.

3.3 Polarisation

La non-linéarité, dans un GaAs MESFET à une grille, a deux sources principales. Premièrement, lorsque le transistor est polarisé près du point de pincement à la grille et que le circuit d'adaptation à la sortie est ajusté pour maximiser la puissance à $2f_0$, la transconductance non linéaire, g_m , est le principal générateur d'harmoniques. Deuxièmement, lorsque le transistor

est polarisé à la conduction directe, c'est-à-dire, à $V_{gs} = 0,00$ V, l'opération optimum du doubleur est obtenue avec une charge en circuit ouvert à f_0 . Dans ce cas, la conductance de sortie, g_d , est la principale source de non linéarité [53].

On a choisi de polariser le doubleur de fréquence près de la tension de pincement parce que le courant de drain est faible, ce qui donne une bonne efficacité, et parce que le gain est faible à la fondamentale [49].

De plus, selon [52], la multiplication du gain est plus grande quand le FET est polarisé près du point de pincement. Tout comme l'amplificateur de puissance, le gain d'un doubleur de fréquence dépend fortement du choix des tensions dc de polarisation.

Les tensions V_{ds0} , V_{ds1} , V_{gs0} et V_{gs1} se calculent avec les formules 2.2 à 2.5 vues au chapitre II. La seule différence réside dans le fait que l'indice 1 devient 2 pour la tension et le courant de drain afin de signifier que c'est le signal à la seconde harmonique qui est le signal principal à la sortie du doubleur. Ainsi, les tensions de drain, V_{ds0} et V_{ds2} , sont les mêmes que celles du chapitre II. Leurs valeurs sont inscrites dans le tableau 3.2.

Par contre, les formules pour calculer les courants I_{ds0} et I_{ds2} changent. Elles proviennent de l'équation du courant de drain vu au chapitre II dans la section 2.2, mais il faut maintenant tenir compte des harmoniques produites. Alors, après plusieurs manipulations algébriques, on obtient [46] :

$$\frac{I_{dsN}}{I_{ds,max}} = \frac{\left[\frac{\sin(N-1)\theta_0}{(N-1)} - \frac{\sin(N+1)\theta_0}{(N+1)} \right]}{\pi(1-\cos\theta_0)} \quad (3.1)$$

En maximisant cette équation, on obtient la valeur de θ_0 qui optimise $I_{dsN}/I_{ds,max}$. La relation est $\theta_0^{opt} = 120,0^\circ/N$ où N est le facteur de multiplication de la fréquence fondamentale. Alors, pour un doubleur, $N = 2$, donc $\theta_0^{opt} = 60,0^\circ$. Enfin, le courant de drain I_{dsN} est calculé comme suit :

$$I_{dsN} = \frac{1}{\pi} g_m V_{gs1} \left[\frac{\sin(N-1)\theta_0}{(N-1)} - \frac{\sin(N+1)\theta_0}{(N+1)} \right] \quad (3.2)$$

où

$$I_{ds0} = \frac{1}{\pi} g_m V_{gs1} (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0) \quad (3.3)$$

et $g_m = 40,0 \text{ mS}$.

Pour les tensions de grille du doubleur, on a : $V_\phi = 0,50 \text{ V}$, $V_p = -0,80 \text{ V}$ et $\theta_0 = 60,0^\circ$. Alors, on obtient

$$V_{gs0} = \frac{V_p - 0,5 V_\phi}{1 - 0,5} = -2,10 \text{ V}$$

et

$$V_{gs1} = \frac{V_\phi - V_p}{1 - 0,5} = 2,60 \text{ V}.$$

En calculant la tension $V_{gs,min}$ ($V_{gs0} - V_{gs1}$), on trouve qu'elle vaut $-4,70 \text{ V}$ et la valeur minimale donnée par NEC est de $-3,00 \text{ V}$, ainsi la tension V_{gs0} trouvée, ci-dessus, est trop basse. On conserve quand même cette valeur, car les équations servent qu'à nous donner une idée générale de la situation. De plus, comme il a été mentionné dans le chapitre précédent, les formules ne tiennent pas compte des limites physiques du MESFET et elles sont indépendantes de P_{in} .

3.4 Circuits d'adaptation

La méthode utilisée pour déterminer les circuits d'adaptation du doubleur est la même que celle utilisée au chapitre II pour l'amplificateur, sauf que le circuit d'adaptation à la sortie est optimisé pour une fréquence de 20 GHz. En résumé, les coefficients de réflexion, au départ, sont : $S_{11} = 0,808 \angle -104,0^\circ$ à 10 GHz et $S_{22} = 0,519 \angle -99,0^\circ$ à 20 GHz. Selon S_{11} et S_{22} , l'impédance et l'admittance de départ sont : $Z_S' = 8,490 + j38,360 \Omega$ et $Y_L' = 0,013 - j0,019 \text{ S}$, donc $R_L' = 75,750 \Omega$ et $L_L' = 0,430 \text{ nH}$. Les conditions d'optimisation sont une impédance de

source, Z_S' , qui permet un transfert maximal de puissance et une admittance, Y_L' , qui fournit une puissance de sortie entre 5,00 dBm et 5,50 dBm pour une puissance d'entrée de 10,67 dBm. Les valeurs optimisées sont : $Z_S' = 19,370 + j32,320 \Omega$, $Y_L' = 1,750 - j0,904 \text{ S}$ et $V_{gs0} = -0,73 \text{ V}$. Les longueurs des lignes microrubans optimisées sont présentées dans le tableau 3.1. Dans le circuit d'adaptation à la sortie, il faut mettre un condensateur de 1,00 pF, au lieu de 4,30 pF, qui a une fréquence de résonance de 30 GHz, pour que le signal à 20 GHz puisse circuler. La résistance produite est de 8,00 Ω . Finalement, les impédances globales optimisées des circuits d'adaptation et le point de polarisation optimisé sont : $Z_S = 21,141 + j47,457 \Omega$ et $Z_L = 1,412 + j9,586 \Omega$ avec $(V_{gs0}, V_{ds0}) = (-0,60 \text{ V}, 3,00 \text{ V})$.

Le calcul de l'efficacité de conversion dc-RF se calcule de la même façon que dans la section 2.6.1. Sauf que la puissance livrée à la charge ou à la sortie, P_L , devient $P_{L,2}$, car c'est la deuxième harmonique qui est le signal principal à la sortie du doubleur.

TABLEAU 3.1
LONGUEURS OPTIMISÉES DES LIGNES MICRORUBANS DES CIRCUITS
D'ADAPTATION À L'ENTRÉE ET À LA SORTIE

	Circuit d'adaptation à l'entrée		Circuit d'adaptation à la sortie	
	Longueur (mm)	Largeur (mm)	Longueur (mm)	Largeur (mm)
Ligne série	1,9368	0,2422	0,7465	0,2422
Adaptateur d'impédance en circuit ouvert	1,4229	0,2422	0,5583	0,2422
Charge réfléctrice à 10 GHz	Ø	Ø	2,8964	0,2422

Normalement, un multiplicateur FET est attrayant pour générer des signaux LO dans les récepteurs de communication [50], mais, dans ce projet, le doubleur est utilisé pour générer un signal RF à l'entrée du mélangeur sous-harmonique.

3.5 Analyse des résultats et des performances

Le tableau 3.2 montre les performances que l'on obtient avec le transistor NE76000 par calculs et simulations pour différentes puissances d'entrée au doubleur de fréquence, P_{in} . Les simulations sont faites par le logiciel MDS et la méthode de l'équilibrage harmonique avec une fréquence fondamentale et cinq harmoniques. Les P_{in} du doubleur de fréquence sont les P_L de l'amplificateur de puissance simulé du tableau 2.4 et elles sont à 10 GHz. Pour les calculs, la valeur de la tension V_{ds0} et la valeur du courant I_{dss} sont prises sur le graphique 2.2 et la puissance P_{in} n'a pas d'importance. Les autres tensions et courants sont calculés dans la section précédente. Lors des simulations, les valeurs des tensions et des courants sont prises des figures 2.2 et 2.3 et à l'aide de sondes. Dans les cas simulés, la tension V_{gs0} est un compromis qui offre une puissance de sortie du doubleur, $P_{L,2}$, autour de 5,00 dBm tout en ayant la tension V_{ds0} fixée à 3,00 V. Les paramètres évalués sont : la puissance continue, P_{dc} , la puissance de sortie à la seconde harmonique, $P_{L,2}$, la différence de puissance entre le signal à la seconde harmonique et le signal aux autres fréquences (fondamentale et harmoniques), $P_{\Delta 20-harm}$, le gain en puissance, G_p et l'efficacité de conversion dc-RF, η_{dc} .

En premier lieu, on suppose qu'il n'y a pas de pertes dans les circuits d'adaptation lors des calculs. Dans les trois cas simulés, la puissance à l'entrée du doubleur est différente de celle à l'entrée du transistor de même que la puissance à la sortie du transistor est différente de celle à la sortie du doubleur en raison de pertes d'environ 0,90 dB dans les circuits d'adaptation à l'entrée et à la sortie. Ces pertes causent une diminution du gain et de la puissance de sortie. En plus, il n'y a pas une adaptation conjuguée parfaite à l'entrée du transistor. Ceci a été vérifié par simulations. De plus, le circuit est stable. Cela est vérifié à l'aide d'une sonde placée à la sortie du doubleur. On remarque, en examinant le tableau 3.2, qu'il y a seulement G_p qui varie en fonction de P_{in} lors des calculs. L'efficacité de la puissance ajoutée, η_a , n'est plus calculée, car on a une perte au lieu d'un gain, lors des simulations et des mesures, ainsi les valeurs de η_a n'ont plus de sens. En comparaison, P_{dc} calculée est plus grande que P_{dc} simulée et $P_{L,2}$ calculée est plus grande que $P_{L,2}$ simulée. En plus, $P_{L,2}$ augmentent légèrement avec l'augmentation de P_{in} , lors des simulations. Ensuite, lors des simulations, on observe que la différence entre la puissance à la seconde harmonique et la puissance aux autres fréquences est

très grande, donc la puissance aux autres fréquences est négligeable à l'entrée RF du mélangeur sous-harmonique. Enfin, pour les calculs, le gain G_p diminue avec l'augmentation de P_{in} parce que le transistor commence à saturer. Par contre, pour les simulations, le gain G_p représente plutôt des pertes et ces dernières augmentent avec l'augmentation de P_{in} . Il y a une perte de conversion dans le doubleur parce qu'il n'est pas saturé. S'il avait été saturé, il y aurait eu fort probablement un gain. Toujours en simulations, on observe, sur la figure 3.2, que la puissance de sortie, pour $V_{gs0} = -0,60$ V, augmente avec la puissance d'entrée, mais qu'elle ne sature pas. L'axe de la puissance d'entrée, de cette figure, va de 8,00 dBm à 15,00 dBm, parce que c'est l'échelle de puissance obtenue à la sortie de l'amplificateur de puissance simulé jusqu'à la puissance maximale que le transistor peut supporter. La figure 3.3 montre, pour $P_{in} = 10,67$ dBm, que $P_{L,2}$ croît jusqu'à une tension V_{gs} un peu plus grande que la tension de pincement et ensuite, elle décroît. L'axe de V_{gs} va de la tension minimum, donnée par les spécifications de la compagnie NEC, jusqu'à 0,00 V. L'axe de V_{gs} reste dans la portion négative, car le transistor est de type N.

Finalement, les η_{dc} augmentent avec P_{in} pour les trois cas simulés et elles sont très loin des 84,00 % trouvés lors des calculs. Tout cela démontre que les performances ne sont pas optimales. Cependant, le doubleur fonctionne selon les objectifs fixés qui sont d'avoir une puissance de sortie autour de 5,00 dBm à 20 GHz et une très faible puissance aux autres fréquences. En comparant les calculs avec les simulations, on remarque que les résultats sont vraiment plus élevés dans les cas de calculs. En effet, pour les valeurs calculées, il y a un gain au lieu d'une perte et les pourcentages des η_{dc} sont très grands.

Le tableau 3.3 expose les résultats du doubleur de fréquence simulé et mesuré pour différentes puissances d'entrée au doubleur, P_{in} , et le point de polarisation correspondant. Dans les cas mesurés, V_{gs0} est optimisée pour obtenir la puissance $P_{L,2}$ maximale tout en ayant la tension V_{ds0} fixée à 3,00 V. Comme au chapitre II, les nouvelles simulations servent à être comparées avec les mesures, donc elles ont la même puissance P_{in} et le même point de polarisation que les cas mesurés. Lors des mesures, les P_{in} choisies sont des valeurs plus neutres pour examiner le comportement du doubleur. Enfin, les mêmes paramètres, que ceux du tableau 3.2, sont évalués.

TABLEAU 3.2
COMPARAISON DES PERFORMANCES DU DOUBLEUR DE FRÉQUENCE OBTENUES
PAR CALCULS ET SIMULATIONS

Puissance	Peu importe P_{in}	$P_{in} = 10,67 \text{ dBm}$	$P_{in} = 11,22 \text{ dBm}$	$P_{in} = 12,53 \text{ dBm}$
	Calcul	Simulation	Simulation	Simulation
$V_{ds0} (\text{V})$	3,00	3,00	3,00	3,00
$V_{ds2} (\text{V})$	2,00	0,57	0,59	0,62
$V_{gs0} (\text{V})$	-2,10	-0,60	-0,60	-0,60
$V_{gs1} (\text{V})$	2,60	1,05	1,14	1,39
$I_{dss} (\text{mA})$	37,27	37,27	37,27	37,27
$I_{ds0} (\text{mA})$	11,34	4,52	4,52	4,52
$I_{ds2} (\text{mA})$	28,67	11,00	12,00	12,00
$P_{dc} (\text{dBm})$	15,32	11,32	11,32	11,32
$P_{L,2} (\text{dBm})$	14,57	5,12	5,36	5,87
$P_{\Delta 20-10} (\text{dBc})$	\emptyset	-20,98	-21,05	-21,26
$P_{\Delta 20-30} (\text{dBc})$	\emptyset	-34,47	-34,63	-32,82
$P_{\Delta 20-40} (\text{dBc})$	\emptyset	-32,98	-30,50	-26,00
$P_{\Delta 20-50} (\text{dBc})$	\emptyset	-51,50	-50,24	-47,41
$P_{\Delta 20-60} (\text{dBc})$	\emptyset	-48,58	-47,78	-47,00
	Calcul	Calcul	Simul.	Calcul
$G_p (\text{dB})$	\emptyset	3,90	-5,55	3,35
$\eta_{dc} (\%)$	84,14	\emptyset	23,97	\emptyset
				Simul.
				2,04
				-6,66
				28,49

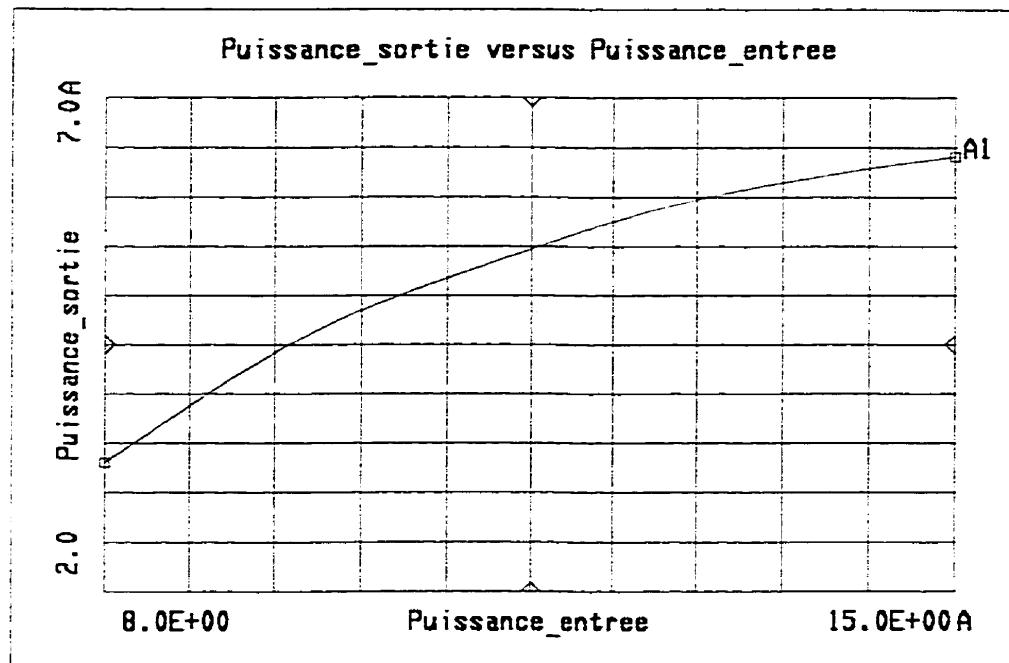


Figure 3.2. Puissance de sortie du doubleur de fréquence simulé en fonction de la puissance d'entrée dans la région grand signal pour $V_{gs0} = -0,60$ V.

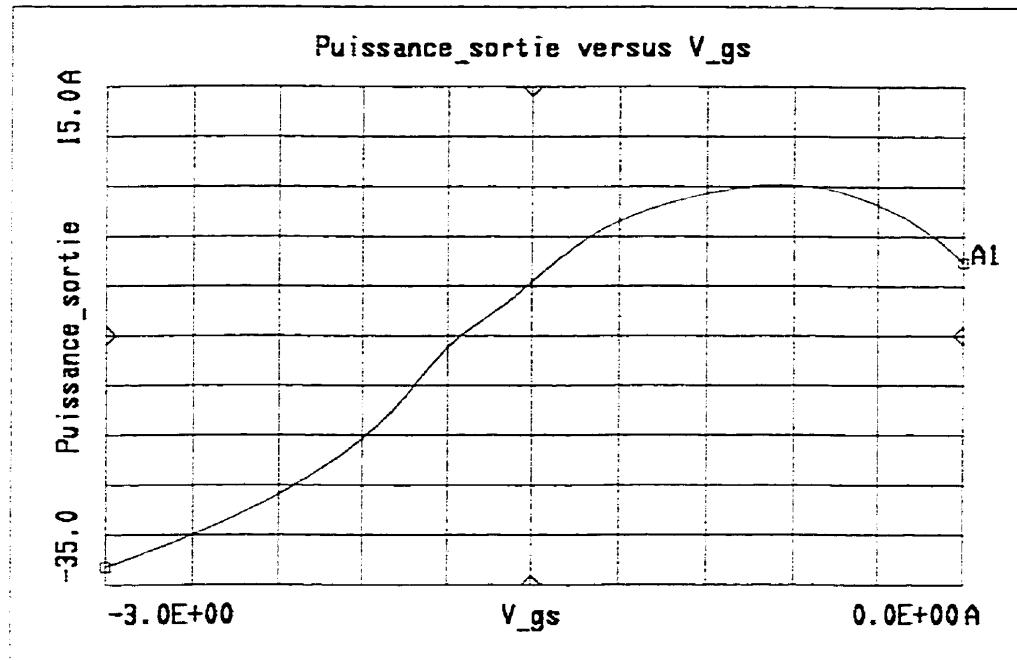


Figure 3.3. Puissance de sortie du doubleur de fréquence simulé en fonction de la tension V_{gs} pour $P_{in} = 10,67 \text{ dBm}$.

La source de puissance est le générateur Wiltron 68147A fonctionnant de 10 MHz à 20 GHz et la puissance de sortie est mesurée à l'aide de l'analyseur de spectre d'HP 8563A allant de 9 KHz à 26,5 GHz. Le générateur et l'analyseur de spectre sont connectés au circuit par l'entremise de la fixture Wiltron. La précision de l'analyseur de spectre est de $\pm 0,17 \text{ dB}$. Les valeurs des puissances sont normalisées pour éliminer les pertes des câbles coaxiaux fixés à l'entrée et à la sortie de la fixture et les pertes de l'analyseur de spectre. La normalisation est de 1,0 dB à l'entrée où la fréquence est de 10 GHz et la normalisation est de 3,7 dB à la sortie où la fréquence est de 20 GHz. Enfin, toutes les tensions et tous les courants de polarisation sont mesurés avec un multimètre.

TABLEAU 3.3
COMPARAISON DES PERFORMANCES DU DOUBLEUR DE FRÉQUENCE OBTENUES
PAR SIMULATIONS ET MESURES

Puissance	$P_{in} = 7,50 \text{ dBm}$		$P_{in} = 9,00 \text{ dBm}$		$P_{in} = 11,00 \text{ dBm}$	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
$V_{ds0} (\text{V})$	3,00	3,00	3,00	3,00	3,00	3,00
$V_{ds2} (\text{V})$	0,39	Ø	0,38	Ø	0,35	Ø
$V_{gs0} (\text{V})$	-0,84	-0,84	-1,03	-1,03	-1,28	-1,28
$V_{gs1} (\text{V})$	0,75	Ø	0,97	Ø	1,34	Ø
$I_{dss} (\text{mA})$	37,27	37,27	37,27	37,27	37,27	37,27
$I_{ds0} (\text{mA})$	≈ 0,60	13,50	≈ 0,60	13,30	≈ 0,60	13,40
$I_{ds2} (\text{mA})$	7,78	Ø	7,68	Ø	6,97	Ø
$P_{dc} (\text{dBm})$	2,55	16,07	2,55	16,01	2,55	16,04
$P_{L,2} (\text{dBm})$	1,80	2,5	1,69	4,0	0,85	5,0
$P_{\Delta 20-10} (\text{dBc})$	-23,11	-15,8	-25,88	-17,0	-27,62	-17,7
$P_{\Delta 20-30} (\text{dBc})$	-30,57	Ø	-27,55	Ø	-25,39	Ø
$P_{\Delta 20-40} (\text{dBc})$	-32,48	Ø	-33,16	Ø	-29,11	Ø
$P_{\Delta 20-50} (\text{dBc})$	-47,08	Ø	-45,97	Ø	-47,60	Ø
$P_{\Delta 20-60} (\text{dBc})$	-57,24	Ø	-46,95	Ø	-47,71	Ø
$G_p (\text{dB})$	-5,70	-5,0	-7,31	-5,0	-10,15	-6,0
$\eta_{dc} (\%)$	84,09	4,4	81,98	6,3	67,57	7,9

Dans les cas de simulations, on remarque que P_{dc} est stable avec l'augmentation de P_{in} parce que le courant I_{ds0} est stable lui aussi. Dans les cas de mesures, on remarque que P_{dc} est pratiquement stable avec l'augmentation de P_{in} parce que le courant I_{ds0} est presque stable lui aussi. De plus, les P_{dc} mesurées sont plus grandes que celles simulées. On remarque une grande différence entre le I_{ds0} simulé et celui mesuré. Cette différence provient du fait que le I_{ds0} simulé est déterminé par les courbes de la figure 2.2 où l'on peut voir que le courant est très faible pour les tensions V_{gs0} trouvées lors des mesures. C'est pourquoi on a évalué les trois cas

à 0,60 mA. Le courant I_{ds0} mesuré est plus élevé parce qu'il n'est pas mesuré au drain du transistor, mais au point d'alimentation de la tension V_{ds0} . Ensuite, $P_{L,2}$ simulée diminue avec l'augmentation de P_{in} . Cependant, $P_{L,2}$ mesurée augmente avec P_{in} et la puissance de sortie semble aller vers la saturation. Les valeurs de $P_{L,2}$ mesurées sont plus grandes que celles simulées. Ensuite, dans les cas mesurés, on observe que la différence entre la puissance à la seconde harmonique et la puissance à la fondamentale est suffisante, donc on peut supposer que la puissance aux autres harmoniques est négligeable à l'entrée RF du mélangeur sous-harmonique. Dans les cas simulés, on voit que la différence entre les puissances est très élevée. Le gain G_p montre qu'il y a plus de pertes lors des simulations que lors des mesures. Enfin, η_{dc} mesurée augmente avec P_{in} et elle a des valeurs beaucoup plus basses que celles simulées qui elles sont très près des 84,00 % calculés. En analysant les valeurs mesurées, on voit bien qu'elles ont moins de pertes que celles simulées. Par contre, les coefficients d'efficacité ne sont pas bons dans le cas des mesures. Pourtant, en pratique, les pertes causées par le conducteur, le diélectrique et la radiation sont plus élevées qu'en simulation. Il y a, aussi, la fixture Wiltron qui n'a pas une bonne isolation entre sa porte d'entrée et sa porte de sortie à cause de la petite taille du circuit (22,8600 mm x 22,8600 mm). Enfin, il n'y a pas de concordance entre les simulations et les mesures.

En résumé, la puissance de sortie à 20 GHz est suffisante pour alimenter l'entrée RF du mélangeur sous-harmonique. De plus, la puissance à la fondamentale et aux harmoniques est négligeable à l'entrée RF du composant. Ainsi, qu'il est toujours vrai que le gain et la puissance de sortie dépendent de la fréquence fondamentale et de la polarisation [52]. En conclusion, le doubleur de fréquence conçu correspond aux objectifs fixés.

Le prochain chapitre présente le mélangeur sous-harmonique.

CHAPITRE IV

MÉLANGEUR SOUS-HARMONIQUE

4.1 Historique

En 1974, un nouveau mélangeur à deux diodes était rapporté simultanément par Schneider et Snell [1] et Cohn et al. [2]. Ce mélangeur sous-harmonique a l'avantage additionnel d'opérer avec une fréquence LO qui est près de la moitié de la fréquence du signal RF. Cela est particulièrement intéressant à des longueurs d'ondes millimétriques où le coût du générateur de puissance de l'oscillateur local augmente rapidement avec la fréquence et où les sources LO à faible bruit sont difficiles à obtenir.

Habituellement, les mélangeurs sous-harmoniques ont deux diodes, mais il y en a à quatre diodes. En 1991, Blackwell et al. [10] ont fait un mélangeur sous-harmonique à quatre diodes fonctionnant à 94 GHz. Il est constitué de deux diodes en série connectées en paire antiparallèle avec deux autres diodes en série. Autrement dit, c'est la configuration en anneau. De plus, on montre, pour ce mélangeur, que les pertes de conversion augmentent avec la diminution de la puissance LO. Ce type de mélangeur sous-harmonique est aussi utilisé dans un modulateur à bande latérale unique sous-harmonique (SSBM) qui a été développé par Pospishil et al. en 1993 [17]. Le SSBM consiste en un diviseur de puissance Wilkinson, deux mélangeurs sous-harmoniques balancés à quatre diodes, deux coupleurs hybrides $180,0^\circ$ de 3,00 dB et un coupleur Lange de 3,00 dB. Le SSBM fonctionne sur la bande de fréquences de la porteuse allant de 14 GHz à 19 GHz.

Il y a des mélangeurs sous-harmoniques fabriqués avec des transistors [8, 14, 16, 24], mais ce sont ceux à diodes [1-7, 9-13, 15, 17-23, 25-35] qui nous intéressent pour ce projet. La théorie portera donc sur les mélangeurs sous-harmoniques à diodes.

4.2 Notions sur les mélangeurs sous-harmoniques

Dans un mélangeur, il y a deux signaux d'entrée : LO et RF ou LO et IF selon que la fréquence du signal de sortie est convertie vers le bas ou vers le haut respectivement. Dans la théorie, qui suit, qui vient surtout du livre de référence [54], on suppose que le signal LO est plus grand que le signal RF. Puisque, le signal RF est faible, ses harmoniques peuvent être négligées et on présume qu'il y a que sa fréquence fondamentale qui existe. Ensuite, le composant non linéaire le plus souvent employé dans un mélangeur est la diode Schottky-barrier. C'est à cause de cette non linéarité qu'il y a plusieurs harmoniques et que le mélange de fréquences est possible.

Pour plusieurs applications, il est coûteux, peu pratique ou même impossible de générer une fréquence fondamentale LO à un niveau de puissance qui soit assez élevé compte tenu des contraintes de design, de la stabilité de la source et de la fiabilité de la source. Les pertes de conversion et la performance, qui provient du bruit d'un mélangeur à ondes millimétriques, peuvent être limitées par le manque de puissance LO adéquate ou par du bruit LO excessif, plutôt que par les capacités du mélangeur. Dans ces cas, il est judicieux d'utiliser un mélangeur qui est alimenté à la moitié de la fréquence LO et de mélanger le signal RF avec la seconde harmonique de l'oscillateur local. C'est ce qu'on appelle un mélangeur sous-harmonique. Ce type de mélangeur a une bonne performance de conversion, souvent 1,00 dB ou 2,00 dB de moins qu'un mélangeur fondamental comparable.

Il est possible d'obtenir une opération sous-harmonique avec un mélangeur à une diode. Ils sont rarement utilisés dans les récepteurs à faible bruit et ils sont quelques fois utilisés dans les systèmes où de grandes pertes de conversion sont tolérables et l'habileté à générer des réponses avec une grande gamme d'harmoniques LO est nécessaire. De tels mélangeurs sont appelés des mélangeurs harmoniques et leurs applications incluent les synthétiseurs de fréquences et les circuits d'entrée des analyseurs de spectre.

Une meilleure méthode pour réaliser un mélangeur sous-harmonique, c'est de prendre une paire de diodes antiparallèles comme montrée à la figure 4.1. Les diodes sont placées en parallèle, mais connectées en opposition de polarité. Les formes d'ondes du courant et de la tension grand

signal aux diodes sont donc opposées en polarité et ont un délai de la moitié de la période du signal LO l'une par rapport à l'autre. Si les diodes sont identiques, il s'ensuit que les harmoniques paires du signal LO (et le signal dc) sont en opposition de phase aux deux diodes, par conséquent, les courants s'annulent, car les courants LO aux diodes ont la même amplitude [6]. De plus, toutes les fréquences $mf_{RF} + nf_{LO}$, où $|m| + |n|$ est paire, sont court-circuitées. Le cas le plus important est la combinaison des fondamentales $f_{RF} \pm f_{LO}$. Alors, il n'y a pas de mélange possible des fondamentales. Par contre, chaque diode contient des composantes de courant à toutes les harmoniques des signaux LO et RF, mais les formes d'ondes de la jonction de la conductance des diodes n'ont pas la composante de la fréquence fondamentale. Elles ont seulement les harmoniques paires. Enfin, les harmoniques impaires aux deux diodes sont en phase [6]. Les fréquences court-circuitées ou rejetées tournent, en fait, dans la boucle de diodes. Les tensions LO et RF sont appliquées à la paire de diodes et des filtres sont utilisés pour séparer les différentes fréquences. Puisque, les fréquences LO et RF diffèrent approximativement par un facteur de deux, les filtres sont faciles à réaliser habituellement.

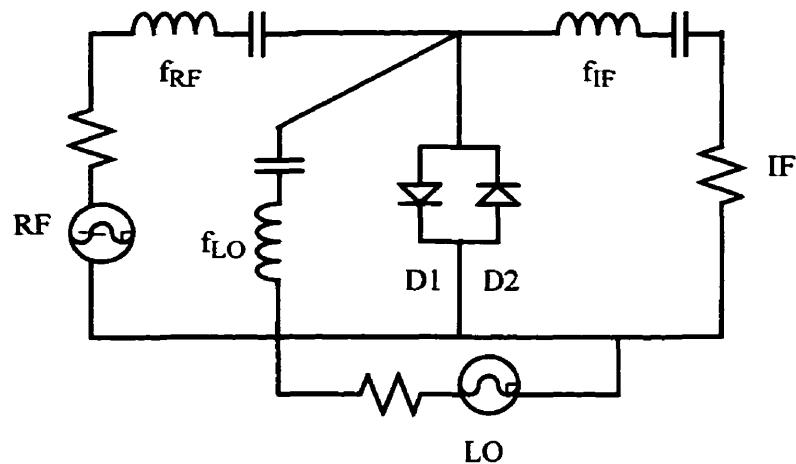


Figure 4.1. Mélangeur sous-harmonique utilisant une paire de diodes antiparallèles.

Les mélangeurs sous-harmoniques rejettent le bruit LO près de la combinaison des fréquences fondamentales, mais pas à la fréquence RF. Le bruit LO est habituellement très bas près de la seconde harmonique de LO. Cependant, il est rarement une inquiétude. Un mélangeur sous-

harmonique rejette les réponses parasites associées avec les harmoniques impaires du signal LO et avec les harmoniques paires du signal RF. Entre autres, il n'y a pas de mélange de la fondamentale LO avec d'autres fréquences. Les réponses parasites sont une intermodulation à une fréquence représentées par la formule suivante : $f_{IF} = \pm mf_{RF} \pm nf_{LO}$ où m et n sont des entiers. Le meilleur moyen d'éviter les réponses parasites est de sélectionner les fréquences limites de LO, RF et IF adéquatement pour être capable de filtrer les fréquences que l'on veut garder. Enfin, le signal, qui est conservé dans un mélangeur sous-harmonique, est celui formé par $2f_{LO} - f_{RF}$.

Parce qu'il exhibe plusieurs propriétés des mélangeurs balancés conventionnels, un mélangeur sous-harmonique est souvent considéré comme un type de mélangeur balancé. Comme pour les autres mélangeurs balancés, une opération réussie d'un mélangeur sous-harmonique requiert un très bon circuit balancé. En particulier, les diodes et tous les parasites associés avec elles doivent avoir des caractéristiques identiques. Les diodes «beam-lead» fonctionnant aux fréquences millimétriques sont préférées pour les mélangeurs sous-harmoniques pour ces raisons. Si le dc sort de la boucle des diodes, cela veut dire qu'il y a un déséquilibre des diodes.

Le design des mélangeurs sous-harmoniques et le calcul de leurs pertes de conversion sont similaires à ceux des mélangeurs à une diode. Les principales différences sont dans les impédances intégrées (impédances présentées à la diode à toutes les fréquences LO pertinentes et combinaison de fréquences tout en tenant compte de tous les paramètres de la diode) et dans le fait que la valeur du pic de l'onde de conductance de la diode est plus basse que dans un mélangeur fondamental. Cela a comme effet que les impédances de la source RF optimale et de la charge IF sont quelque peu plus hautes que dans un mélangeur fondamental. Enfin, ce type de circuit ne se polarise pas et de ce fait un degré de liberté pour l'ajustement est perdu.

Ce type de mélangeur peut opérer à la quatrième harmonique de LO. Dans ces mélangeurs, le produit de mélange près de la seconde harmonique doit être terminé de façon réactive. C'est simple à faire, car la seconde harmonique du signal LO est bien séparée de la fréquence fondamentale du signal LO.

Les mélangeurs sous-harmoniques à quatre diodes en anneau suppriment les mêmes signaux que ceux à deux diodes antiparallèles. Par contre, les diodes en anneau sont difficiles à polariser, donc elles ne le sont pas dans la majorité des cas. Par conséquent, les diodes requièrent une plus grande puissance LO.

Les avantages d'un mélangeur sous-harmonique à une paire de diodes antiparallèles sont :

- faible coût de la source LO;
- utilisable dans la bande de fréquences millimétriques;
- bonne isolation LO/RF;
- bon rejet du bruit LO AM;
- bon rejet des signaux parasites LO;
- rejet des produits de mélange avec toutes les harmoniques LO impaires.

La principale source de signaux parasites est un synthétiseur utilisé pour générer le signal LO. Ces signaux sont appliqués au mélangeur en même temps que le signal LO. Selon leur fréquence, ils peuvent être convertis en une fréquence à l'intérieur de la bande IF.

Les désavantages d'un mélangeur sous-harmonique à une paire de diodes antiparallèles sont :

- plus de pertes de conversion;
- plus de puissance LO requise, car les diodes ne sont pas polarisées;
- température de bruit en raison de la non adaptation des diodes;
- isolations RF/IF et LO/IF dépendent des filtres.

Un mélangeur sous-harmonique à quatre diodes possède une bonne isolation entre toutes ses portes et il a tous les autres avantages et inconvénients d'un mélangeur sous-harmonique à une paire de diodes antiparallèles.

4.2.1 Génération de fréquences

La façon de montrer comment de nouvelles fréquences sont générées, dans un circuit non linéaire, est de décrire la caractéristique I/V d'un composant par une série de puissance et de supposer une excitation de tension à fréquences multiples [55]. Le courant est donné par l'expression :

$$I = aV + bV^2 + cV^3 \quad (4.1)$$

où a , b et c sont des coefficients réels et constants.

Pour le mélangeur sous-harmonique conçu, la tension V est une excitation à deux fréquences qui comprend la fréquence LO et la fréquence RF et leur phase respective. La tension V a la forme suivante :

$$V = v(t) = V_{LO} \cos(\omega_{LO}t + \theta_{LO}) + V_{RF} \cos(\omega_{RF}t + \theta_{RF}). \quad (4.2)$$

En substituant (4.2) dans (4.1), on obtient pour le premier terme :

$$i_a(t) = av(t) = aV_{LO} \cos(\omega_{LO}t + \theta_{LO}) + aV_{RF} \cos(\omega_{RF}t + \theta_{RF}). \quad (4.3)$$

Après avoir fait la même chose avec le second terme et en appliquant les formules trigonométriques pour les produits de cosinus et les carrés de cosinus, on obtient :

$$i_b(t) = bv^2(t) = \frac{1}{2}b\{V_{LO}^2 + V_{RF}^2 + V_{LO}^2 \cos(2\omega_{LO}t + 2\theta_{LO}) + V_{RF}^2 \cos(2\omega_{RF}t + 2\theta_{RF}) + 2V_{LO}V_{RF}[\cos((\omega_{LO} + \omega_{RF})t + (\theta_{LO} + \theta_{RF})) + \cos((\omega_{LO} - \omega_{RF})t + (\theta_{LO} - \theta_{RF}))]\}. \quad (4.4)$$

Le troisième terme donne :

$$\begin{aligned}
 i_c(t) = cv^3(t) = \frac{1}{4}c \{ & V_{LO}^3 \cos(3\omega_{LO}t + 3\theta_{LO}) + V_{RF}^3 \cos(3\omega_{RF}t + 3\theta_{RF}) \\
 & + 3V_{LO}^2V_{RF} [\cos(((2\omega_{LO} + \omega_{RF})t) + (2\theta_{LO} + \theta_{RF})) + \cos(((2\omega_{LO} - \omega_{RF})t) + (2\theta_{LO} - \theta_{RF}))] \\
 & + 3V_{LO}V_{RF}^2 [\cos(((2\omega_{RF} + \omega_{LO})t) + (2\theta_{RF} + \theta_{LO})) + \cos(((2\omega_{RF} - \omega_{LO})t) + (2\theta_{RF} - \theta_{LO}))] \\
 & + 3(V_{LO}^3 + 2V_{LO}V_{RF}^2) \cos(\omega_{LO}t + \theta_{LO}) + 3(V_{RF}^3 + 2V_{LO}^2V_{RF}) \cos(\omega_{RF}t + \theta_{RF}) \}.
 \end{aligned} \quad (4.5)$$

Le courant total est la somme des composantes de courant de (4.3) à (4.5).

4.2.2 DéTECTEUR de phase

Le mélangeur sous-harmonique conçu sert de détecteur de phase. Il est représenté à la figure 4.2. Un détecteur de phase se fait normalement avec un mélangeur balancé où deux signaux de même fréquence, mais de phase différente, sont appliqués aux portes d'entrée LO et RF. La tension dc qui en résulte à la porte de sortie IF est proportionnelle à la différence de phase. Pour des résultats optimaux, il est recommandé d'avoir approximativement la même amplitude pour les deux signaux d'entrée. Pour une meilleure détection de phase, la puissance aux entrées doit être entre 0,00 dBm et 7,00 dBm. En bas de 0,00 dBm, il y a trop de pertes à la sortie du circuit et en haut de 7,00 dBm, il y a un déséquilibre [56].

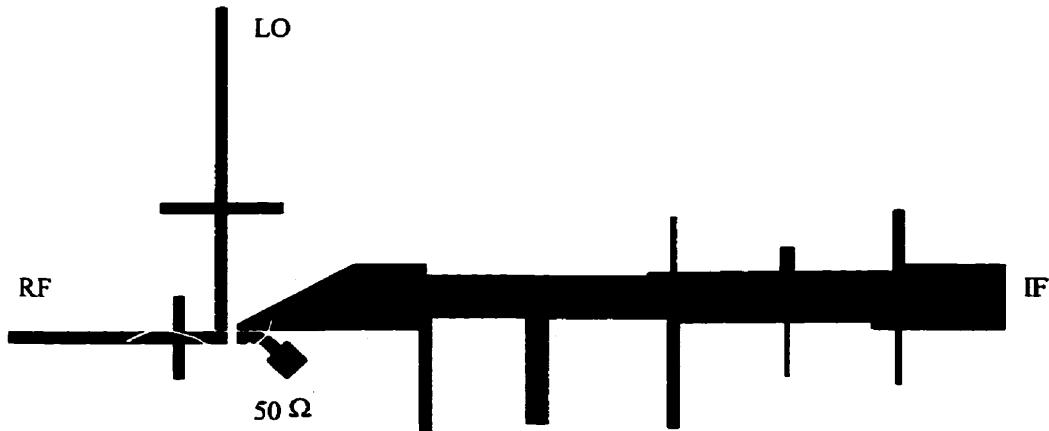


Figure 4.2. Dessin du mélangeur sous-harmonique.

Alors, ce que l'on veut c'est la puissance dc ou la tension dc produite par le mélange des fréquences $2f_{LO} - f_{RF}$. Lors des simulations, on obtient la puissance dc.

Notre mélangeur sous-harmonique se compose de quatre diodes en anneau, de circuits d'adaptation aux entrées LO et RF, d'un filtre coupe-bande qui laisse passer la puissance dc, seulement, à la sortie IF et la quatrième porte est terminée par une charge de $50,00 \Omega$. Alors, les termes conservés à la sortie du filtre, en mettant $\omega_{RF} = 2\omega_{LO}$ dans l'expression du courant total, sont :

$$i_{dc} = \frac{1}{2}b\{ V_{LO}^2 + V_{RF}^2 \} + \frac{3}{4}cV_{LO}^2V_{RF} \cos(2\theta_{LO} - \theta_{RF}). \quad (4.6)$$

Le premier terme de (4.6) est la tension dc créée par les diodes et le deuxième terme est la détection de phase. Si le développement avait été fait avec un ordre plus élevé que 3, on aurait eu plus de termes en dc.

4.2.3 Choix de la sorte de diodes

À hautes fréquences, une diode GaAs est mieux à cause de la mobilité des électrons qui est plus élevée et de la vitesse de saturation qui est plus haute, mais elle est plus chère que celle en silicium [54].

Le composant choisi est un mélangeur constitué du «Schottky coplanar crossover quad» de la compagnie metelics corporation. C'est le modèle MSS-30, PCR46-B47. Il a les propriétés suivantes :

- capacité de jonction extrêmement basse ($C_{j0} = 0,070 \text{ pF}$ polarisée à 0,00 V);
- construction monolithique;
- diodes en silicium;
- petite taille (0,5080 mm x 0,2540 mm);
- bonne adaptation des jonctions des diodes;
- petite résistance série ($R_S = 4,00 \Omega$);

- faible coût;
- fréquence limite 40 GHz.

Le fait d'avoir une petite R_S et une petite C_{j0} , cela minimise les pertes de conversion, le bruit et les produits d'intermodulation.

Finalement, la valeur de la fréquence de coupure est :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_S C_{j0}} = 568 \text{ GHz.} \quad (4.7)$$

Les deux prochaines sections expliquent plus en détail certaines parties du mélangeur sous-harmonique. La section 4.3 expose comment l'adaptation aux entrées LO et RF est faite. La section 4.4 explique la conception du filtre coupe-bande.

4.3 Circuits d'adaptation

La première étape est d'obtenir les paramètres S, à la porte LO et à la porte RF, du composant à quatre diodes en anneau. Il faut donc monter les diodes sur un substrat et placer le circuit dans la fixture Wiltron. Les paramètres S sont mesurés à l'aide de l'analyseur de réseau 8510C. La porte IF est connectée à un analyseur de spectre pour avoir une charge de 50,00 Ω et la quatrième porte possède sa propre charge de 50,00 Ω . Le circuit est calibré avec un ensemble TRL.

Les paramètres recueillis sont : $S_{11} = 0,600 \angle -58,2^\circ$ à 10 GHz et $S_{22} = 0,750 \angle -100,5^\circ$ à 20 GHz pour l'entrée LO et l'entrée RF, des diodes en anneau, respectivement. Les paramètres S à la sortie IF du composant ne sont pas mesurés parce que le design du circuit test ne le permet pas et que l'adaptation à cette porte n'est pas nécessaire pour avoir la puissance dc.

La deuxième étape est de prendre S_{11} conjugué et S_{22} conjugué et de trouver les dimensions des lignes de transmission des circuits d'adaptation LO et RF afin d'obtenir un transfert maximal de

puissance. Les résultats obtenus sont optimisés pour les circuits d'adaptation seulement et ils fournissent un S_{11} égale à $0,604 \angle 58,6^\circ$ et un S_{22} égale à $0,751 \angle 100,9^\circ$. Ces valeurs simulées sont très proches de celles mesurées. Celles-ci sont présentées dans le tableau 4.1.

TABLEAU 4.1
DIMENSIONS DES CIRCUITS D'ADAPTATION LO ET RF
DU MÉLANGEUR SOUS-HARMONIQUE

	Circuit LO à 10 GHz	Circuit RF à 20 GHz
Largeur des lignes (mm)	0,2422	0,2422
Longueur de la ligne série (mm)	2,8196	0,9879
Longueur de l'adaptateur d'impédance en circuit ouvert (mm)	1,2943	0,8779

Enfin, le circuit, avec seulement les quatre diodes en anneau, est testé pour savoir si l'on peut obtenir une tension dc par la soustraction de $f_{RF} - 2f_{LO}$ ou $2f_{LO} - f_{RF}$. La mesure se fait avec l'oscilloscope de Tektronix 2235 fonctionnant jusqu'à 100 MHz. Les sources de puissance utilisées pour alimenter la porte LO et la porte RF sont le générateur HP et le générateur Wiltron respectivement. Le premier test donne une fréquence de sortie, f_{IF} , à 1 MHz pour $f_{LO} = 10$ GHz et $f_{RF} = 19,999$ GHz. Le deuxième test donne une f_{IF} de 200 KHz pour $f_{LO} = 9,9999$ GHz et $f_{RF} = 20$ GHz. Le troisième test donne une f_{IF} de près de 772 KHz pour $f_{LO} = 10,000386$ GHz et $f_{RF} = 20$ GHz. Par ces valeurs, on en déduit que le circuit fonctionne comme on le désire. Par contre, pour le test avec $f_{LO} = 10$ GHz et $f_{RF} = 20$ GHz, on a une f_{IF} à 7143 Hz. Ce n'est pas la f_{IF} à 0 Hz que l'on attend. De toute façon, selon la théorie, le signal dc ne sort pas de la boucle des diodes pour un circuit balancé et c'est à peu près ce que l'on a pour le test. De plus, la puissance de sortie IF augmente avec l'augmentation des puissances d'entrée LO et RF.

4.4 Filtre coupe-bande

Dans la plupart des systèmes, les fréquences non désirées sont fortement atténuerées par des filtres passe-bande qui laissent passer la fréquence désirée du signal, qui est transmise et guidée d'une place à une autre, avec un minimum d'atténuation. Les types communs de filtre passe-bande procurent une protection pour la plupart des applications. Cependant, il peut y avoir de fortes fréquences qui interfèrent et des mesures spéciales doivent être prises pour les supprimer; ou quand un nombre limité de fréquences sont produites par un générateur de fréquences alors, une haute atténuation est nécessaire seulement à certaines fréquences. Dans de tels cas, un filtre passe-bande, qui élimine une large bande de fréquences à l'extérieur de la bande passante, ne sera pas aussi efficace qu'un ou plusieurs filtres coupe-bande qui éliminent des fréquences spécifiques. Dans le cas présent, l'utilisation d'un filtre coupe-bande s'avère le meilleur choix, car la fréquence fondamentale et ses harmoniques doivent être supprimées.

En théorie, la méthode utilisée procure un design de grande précision pour un filtre coupe-bande à bande de fréquences étroite ou large. Les équations de design s'appliquent aux filtres avec des adaptateurs d'impédance d'un quart de longueur d'onde séparés par des lignes de connexion de longueur $\lambda_g/4$ ou $3\lambda_g/4$ où λ_g est la longueur d'onde à la fréquence centrale du filtre. La figure 4.3 montre la forme typique d'un filtre coupe-bande. En général, les adaptateurs d'impédance sont en circuit ouvert. Cependant en pratique, les impédances des adaptateurs d'impédance deviennent déraisonnables si la largeur de bande du filtre est très étroite. Dans ce cas, il est préférable de remplacer les adaptateurs d'impédance en circuit ouvert par des adaptateurs d'impédance en court-circuit couplés de façon capacitive avec la ligne principale. Cette structure du filtre coupe-bande est explicitée dans [57]. Le problème provient du fait que la largeur du microruban, qui peut être fabriqué avec une certaine précision, est limitée, donc l'impédance ne doit pas être trop élevée, car la ligne sera très étroite.

Les filtres coupe-bande ont des caractéristiques d'atténuation qui sont reliées aux caractéristiques d'atténuation des filtres passe-bas par la fonction :

$$\omega' = \omega_1 a \tan\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad (4.8)$$

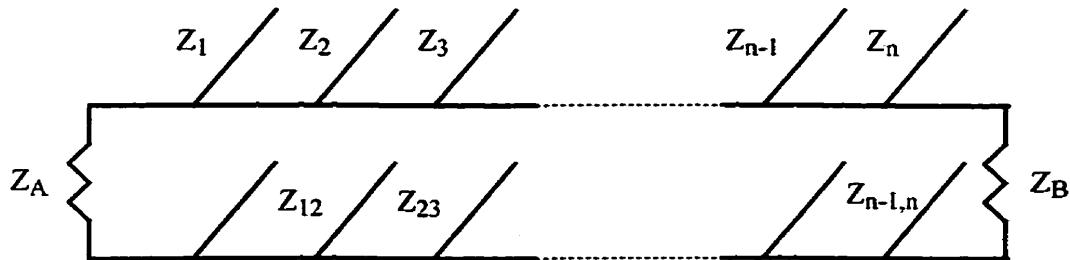
où

$$a = \cot\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega_1}{\omega_0}\right) \quad (4.9)$$

et

$$\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}. \quad (4.10)$$

De plus, ω' et ω_1' sont des points de fréquence dans la réponse d'un filtre passe-bas et ω , ω_0 , ω_1 et ω_2 sont des points de fréquence dans la réponse correspondante d'un filtre coupe-bande, voir la figure 4.4. Il faut noter que la réponse du filtre coupe-bande, de la figure 4.4, a une symétrie arithmétique et que le point d'atténuation infinie à ω_0 est répété à des fréquences qui sont des multiples impairs de ω_0 . À ces fréquences, les adaptateurs d'impédance ont comme longueur un multiple impair de $\lambda_g/4$. Ainsi, ils coupent le signal sur la ligne principale et ils causent, en théorie, une atténuation infinie. En réalité, ce sont des charges réflectives.



Les lignes de connexion et les adaptateurs d'impédance ont tous une longueur de $\lambda_g/4$ pour un certain ω_0 .

Figure 4.3. Forme d'un filtre coupe-bande avec n adaptateurs d'impédance.

En plus, selon cette méthode, si un filtre passe-bas de type Tchebyscheff a 0,10 dB d'ondulation, le filtre coupe-bande doit avoir la même ondulation. Ceci ne tient pas compte des effets de jonction qui se produisent, en pratique, dans la construction du filtre.

Le tableau 4.2 présente les équations de design pour les filtres coupe-bande (peu importe leur largeur de bande) de la forme de la figure 4.3. Les mêmes équations s'appliquent lorsque des adaptateurs d'impédance en court-circuit sont placés en série avec la ligne principale, sauf que les impédances sont remplacées par leur admittance correspondante.

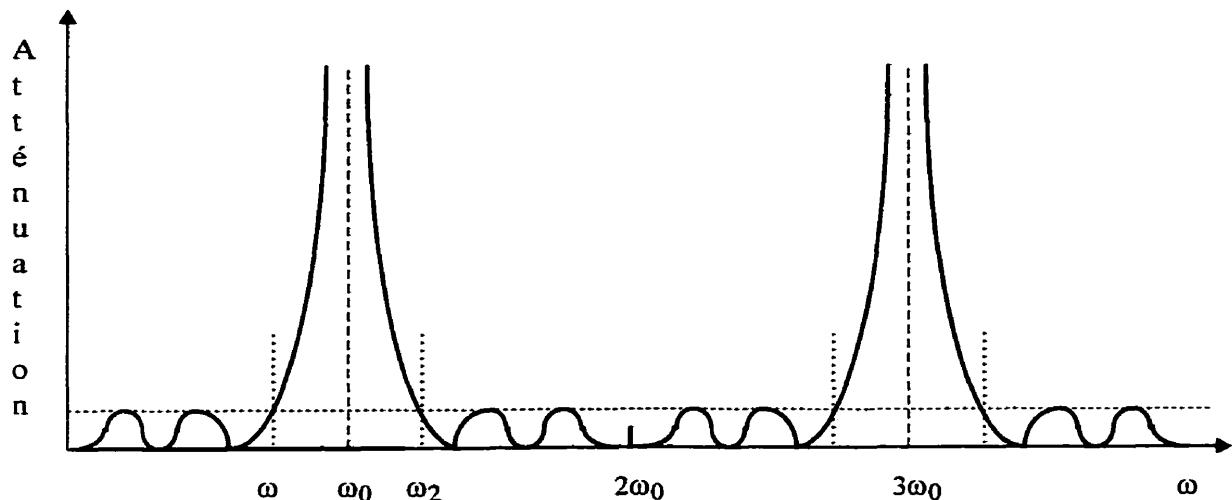


Figure 4.4. Réponse d'un filtre coupe-bande typique.

TABLEAU 4.2
ÉQUATIONS EXACTES POUR LES FILTRES COUPE-BANDE AVEC $\lambda_g/4$
D'ESPACEMENT ENTRE LES ADAPTATEURS D'IMPÉDANCE

n = nombre d'adaptateurs d'impédance

Z_A et Z_B = impédances de bout de ligne (Z_A est arbitraire)

Z_j ($j = 1$ à n) = impédances des adaptateurs d'impédance parallèles en circuit ouvert

$Z_{j-1,j}$ ($j = 2$ à n) = impédances de la ligne de connexion

g_j = valeur des éléments du circuit prototype passe-bas

$$\Lambda = \omega_1' a$$

où

ω_1' = la fréquence de coupure du prototype passe-bas

et

a = paramètre de largeur de bande tel que défini par l'équation (4.9)

On a aussi :

$w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$ = fraction de la largeur de bande du filtre coupe-bande

et

$\lambda_g = \frac{2\pi v}{\omega} = \frac{2\pi v}{2\pi f} = \frac{v}{f}$ où v est la vitesse de la lumière dans le médium (or).

Pour le cas $n = 3$, les impédances sont les suivantes :

$$Z_1 = Z_A \left(1 + \frac{1}{\Lambda g_0 g_1} \right)$$

$$Z_{12} = Z_A \left(1 + \Lambda g_0 g_1 \right)$$

$$Z_2 = \frac{Z_A g_0}{\Lambda g_2}$$

$$Z_{23} = \frac{Z_A g_0}{g_4} \left(1 + \Lambda g_3 g_4 \right)$$

$$Z_3 = \frac{Z_A g_0}{g_4} \left(1 + \frac{1}{\Lambda g_3 g_4} \right)$$

$$Z_B = \frac{Z_A g_0}{g_4}$$

Pour avoir les autres cas, il faut voir le tableau 12.09-1 dans [57].

Les équations ci-dessus proviennent des identités de Kuroda qui servent à transformer un filtre passe-bas en filtre coupe-bande, [57].

Les étapes pour la réalisation du filtre coupe-bande sont les suivantes :

1. Choisir un prototype de filtre passe-bas selon le nombre d'adaptateurs d'impédance et la valeur de l'ondulation Tchebyscheff, L_{Af} , pour obtenir les paramètres g_0, g_1, \dots, g_{n+1} et ω_1 ;
2. Spécifier f, f_1, f_2 et Z_A ;
3. Calculer les impédances de toutes les lignes de transmission.

Le filtre conçu atténue le signal à toutes les fréquences provenant du mélangeur sous-harmonique et il laisse passer le signal dc.

Dans un premier temps, puisque ce filtre atténue le signal qu'à des fréquences impaires de ω_0 , voir la figure 4.4, il a fallu faire deux sections pour atténuer le signal au plus de fréquences possibles. Il y a donc une section avec $f_0 = 10$ GHz et une deuxième section avec $f_0 = 20$ GHz. Mais le signal à 40 GHz n'est toujours pas atténué, il faut donc mettre une charge réfléctrice à cette fréquence. Cependant, une autre charge réfléctrice, à 20 GHz, est ajoutée pour améliorer la performance du filtre qui n'atténue pas assez le signal à cette fréquence.

Le tableau 4.3 présente tous les paramètres requis pour fabriquer le filtre coupe-bande. Il y a la fréquence limite inférieure, f_1 , et supérieure, f_2 , et la fréquence centrale, $f_0 = (f_1 + f_2)/2$. Les fréquences, $f = f_0 \pm 0,3$ GHz, indiquent l'endroit où une atténuation désirée, L_{Ad} , est requise. Au point L_{Ad} , le rapport, f/f_0 , est calculé pour $f = f_0 - 0,3$ GHz. Ensuite, a et ω' sont calculés par les équations 4.9 et 4.8 respectivement et le prototype passe-bas doit avoir au moins L_{Ad} d'atténuation pour le rapport, ω'/ω_1' . L_{Ar} est l'ondulation Tchebyscheff dans la bande passante du filtre et L_A est l'atténuation obtenue selon L_{Ar} , ω'/ω_1' et n . Le nombre d'adaptateur d'impédance, n , est trouvé à l'aide de la figure 4.03-7 dans la référence [58] et les paramètres, g_j , du filtre passe-bas se trouve dans le tableau 4.05-2 (a) de la même référence.

En utilisant les équations du tableau 4.2 et les paramètres du tableau 4.3, les impédances de ligne sont calculées et par la suite optimisées à l'aide de MDS. Les résultats se retrouvent dans les tableaux 4.4 à 4.6.

Une impédance de 15,00 Ω a été choisie pour Z_A et Z_B , du tableau 4.4, pour les deux sections du filtre dans le but de simplifier le design et afin, qu'il n'y ait pas d'effets de jonction entre ces deux parties.

Dans le modèle idéal l'atténuation est infinie. Par contre, en réalité, l'atténuation est finie à cause de la dissipation dans les lignes de transmission, donc l'atténuation à ω_0 est beaucoup plus faible et l'atténuation à ω_1 , ω_2 et dans la bande passante augmente faiblement. Cependant, cela

diminue rapidement lorsque les fréquences s'éloignent de ω_0 . Il peut arriver que l'atténuation soit inacceptable parce qu'elle est trop petite. Pour un filtre coupe-bande typique, les adaptateurs d'impédance sont résonants au centre de la bande coupée et cela a pour effet que les pertes sont plus sévères au centre de cette bande.

TABLEAU 4.3
PARAMÈTRES DU FILTRE COUPE-BANDE

Filtre	Première section	Deuxième section
f_1 (GHz)	8,0	18,0
f_2 (GHz)	12,0	22,0
f_0 (GHz)	10,0	20,0
f_1/f_0	0,8	0,9
f (GHz)	10,0 - 0,3	20,0 - 0,3
f/f_0	0,970	0,985
a	0,3249	0,1584
ω_1	1,0000	1,0000
ω/ω_1	6,8899	6,7208
L_{Ar} (dB)	0,50	0,50
L_{Ad} (dB)	50,00	50,00
L_A (dB)	53,00	52,50
n	3	3
$g_0 = g_4$	1,0000	1,0000
$g_1 = g_3$	1,5963	1,5963
g_2	1,0967	1,0967

L'adaptation du filtre est aussi importante, car elle influence l'atténuation du signal. Si l'adaptation est mauvaise, tout le signal est atténué.

TABLEAU 4.4
IMPÉDANCES OPTIMISÉES DES LIGNES DE TRANSMISSION
DU FILTRE COUPE-BANDE

Fréquence de la section	10 GHz	20 GHz
$Z_A = Z_B (\Omega)$	15,00	15,00
$Z_1 = Z_3 (\Omega)$	48,86	71,69
$Z_2 (\Omega)$	33,75	87,08
$Z_{12} = Z_{23} (\Omega)$	21,13	18,62

TABLEAU 4.5
DIMENSIONS OPTIMISÉES DES LIGNES DE TRANSMISSION
DU FILTRE COUPE-BANDE

Fréquence de la section	10 GHz	20 GHz
Longueur $\lambda_g/4$ (mm)	2,5791	1,3434
Largeur de la ligne Z_A et Z_B (mm)	1,5565	1,5565
Largeur de la ligne Z_1 et Z_3 (mm)	0,2540	0,1016
Largeur de la ligne Z_2 (mm)	0,4973	0,0550
Largeur de la ligne Z_{12} et Z_{23} (mm)	0,9949	1,1923

TABLEAU 4.6
DIMENSIONS OPTIMISÉES DES CHARGES RÉFLECTIVES À 20 GHz ET 40 GHz
POUR UNE LIGNE DE TRANSMISSION DE 50,00 Ω

Fréquence	20 GHz	40 GHz
Longueur $\lambda_g/4$ (mm)	1,3093	0,6039
Largeur (mm)	0,2297	0,2593

4.4.1 Analyse du filtre

L'analyse des différents filtres coupe-bande a été fait par le logiciel MDS en utilisant les paramètres S, car ce sont des circuits passifs.

Le graphique 4.5 illustre l'atténuation du signal aux fréquences f_0 , $3f_0$ et $5f_0$ où $f_0 = 10$ GHz. La figure montre que plus la fréquence est élevée moins il y a d'atténuation. L'atténuation maximale est à 10,3 GHz ce qui correspond à $f = 10,0 + 0,3$ GHz, donc les adaptateurs d'impédance sont résonants au maximum à 10,3 GHz au lieu de 10 GHz. L'ondulation ne varie pas beaucoup, de l'ordre de 1,00 dB. C'est plus que le 0,50 dB prévu. Les pertes par dissipation et la mauvaise adaptation en sont les causes.

Le graphique 4.6 présente une atténuation du signal à $f_0 = 20$ GHz et à $3f_0 = 60$ GHz. Le signal à 40 GHz est atténué grâce à la charge réflective, mais l'atténuation n'est pas aussi bonne qu'à 20 GHz et 60 GHz. Il ne faut pas oublier qu'il y a une charge réflective à 20 GHz qui aide, à l'atténuation du signal à cette fréquence. L'atténuation maximale est à 20,2 GHz. Enfin, l'atténuation dans la bande passante augmente avec la fréquence et elle est beaucoup plus élevée que 0,50 dB. Elle est de l'ordre de 10,00 dB.

Le filtre complet a une atténuation maximale à 10,1 GHz, une bonne atténuation du signal aux fréquences d'intérêt et le signal dc passe très bien, voir la figure 4.7. Dans la partie passe-bande, l'ondulation, L_{Ar} , est plus grande que 0,50 dB en raison de la dissipation de la puissance et de la mauvaise adaptation du filtre avec la sortie IF du mélangeur sous-harmonique. Le signal, aux fréquences plus élevées que 60 GHz, est tellement faible que cela ne vaut pas la peine de le considérer.

La figure 4.8 montre la réponse du filtre coupe-bande lorsque celui-ci est terminé par les impédances, Z_A et Z_B , égales à 50,00 Ω . En comparaison avec la figure 4.7, ce filtre a plus de variation dans la bande passante et l'atténuation du signal est plus élevée, mais la forme de la réponse est similaire.

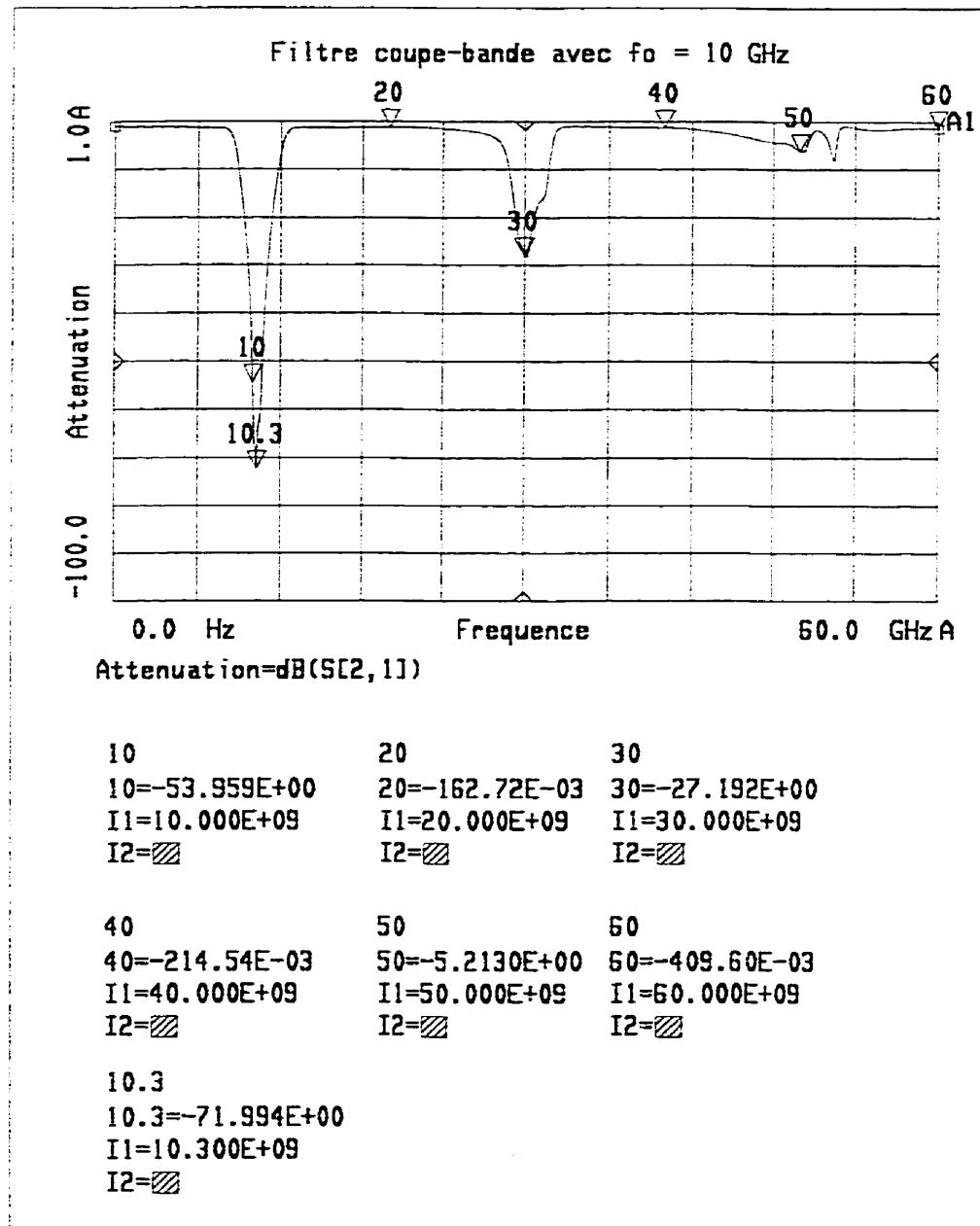


Figure 4.5. Réponse du filtre coupe-bande en simulation avec $f_0 = 10$ GHz et
 $Z_A = Z_B = 15,00 \Omega$.

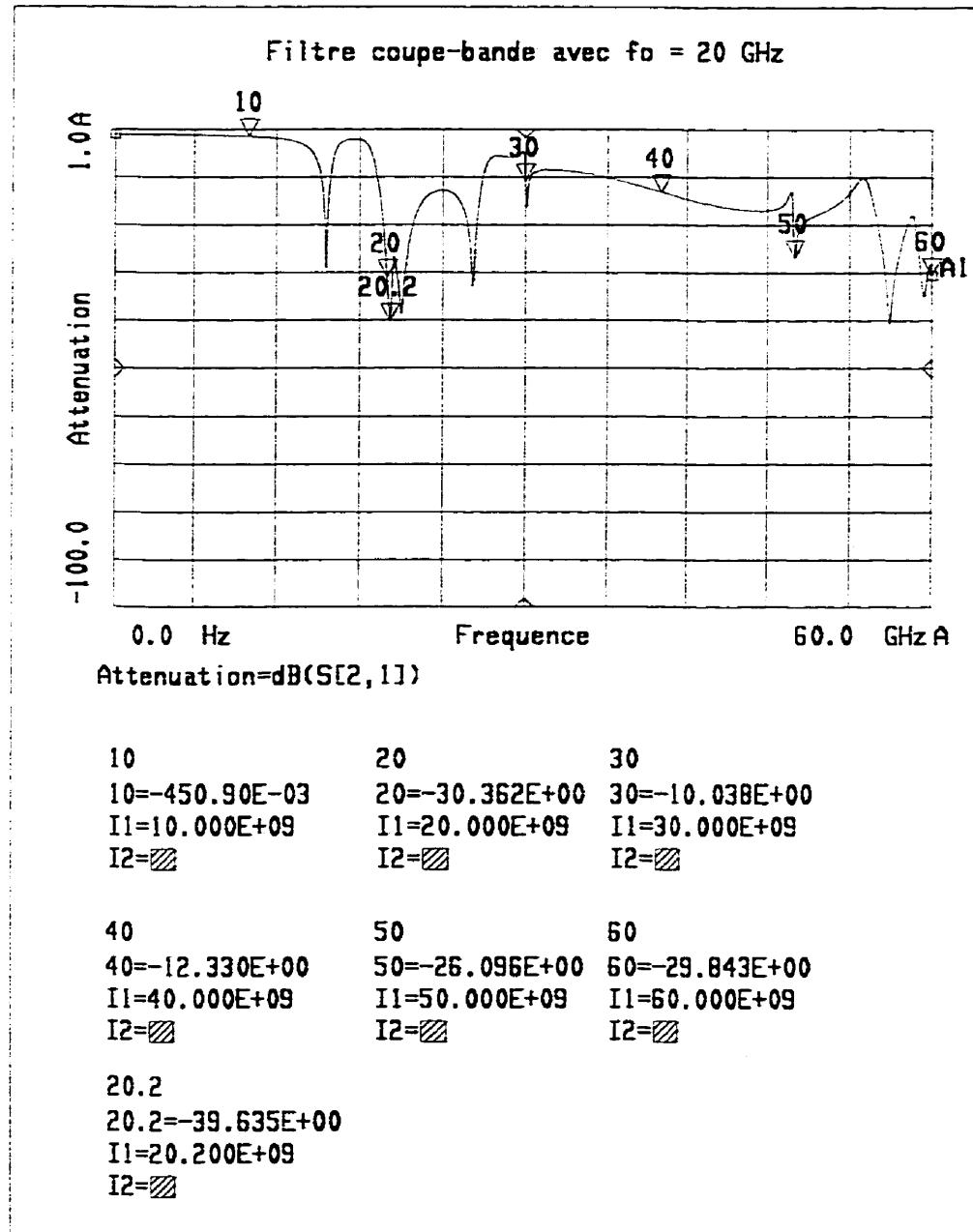


Figure 4.6. Réponse du filtre coupe-bande en simulation avec $f_0 = 20$ GHz et $Z_A = Z_B = 15,00 \Omega$.

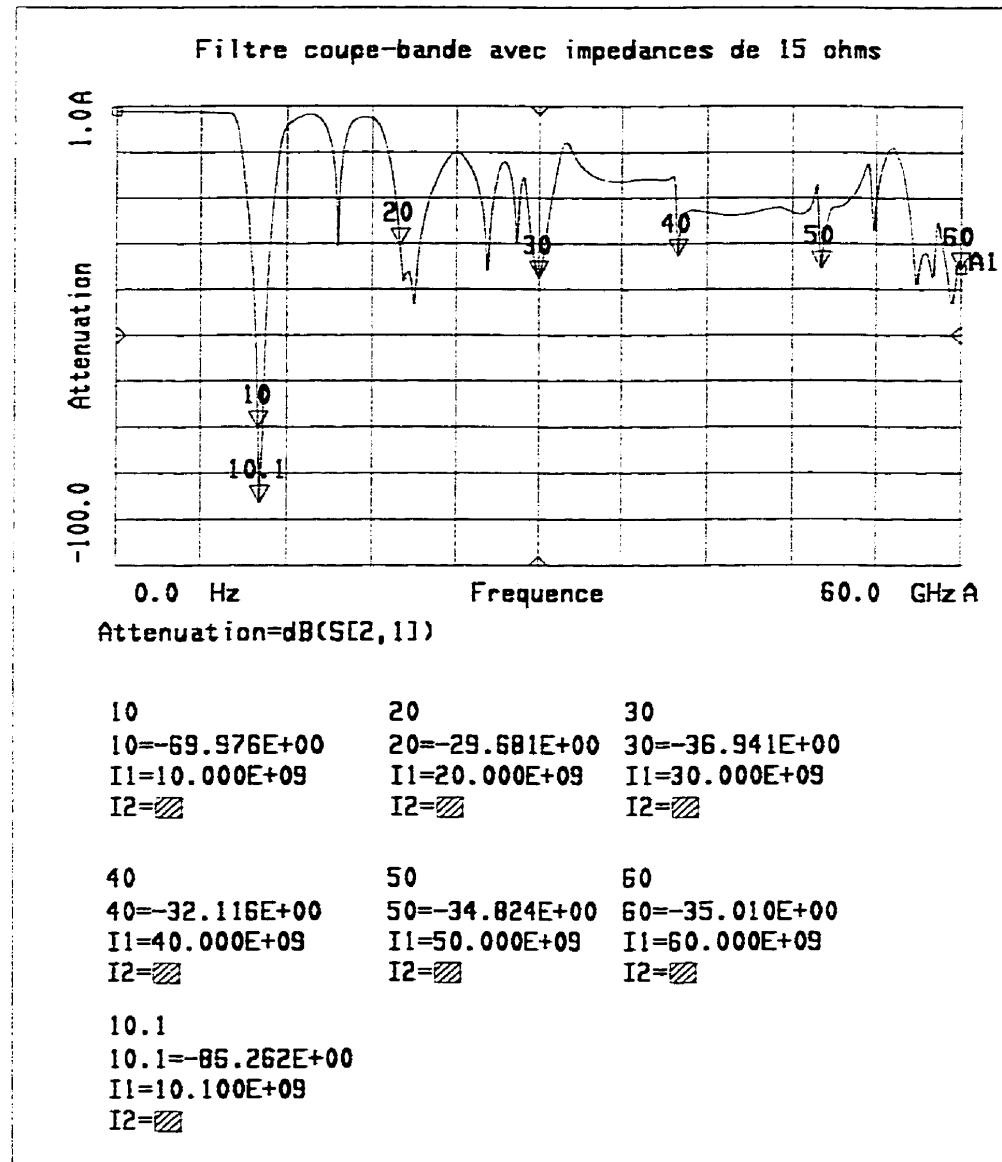


Figure 4.7. Réponse du filtre coupe-bande en simulation avec Z_A et Z_B égales à 15,00 Ω .

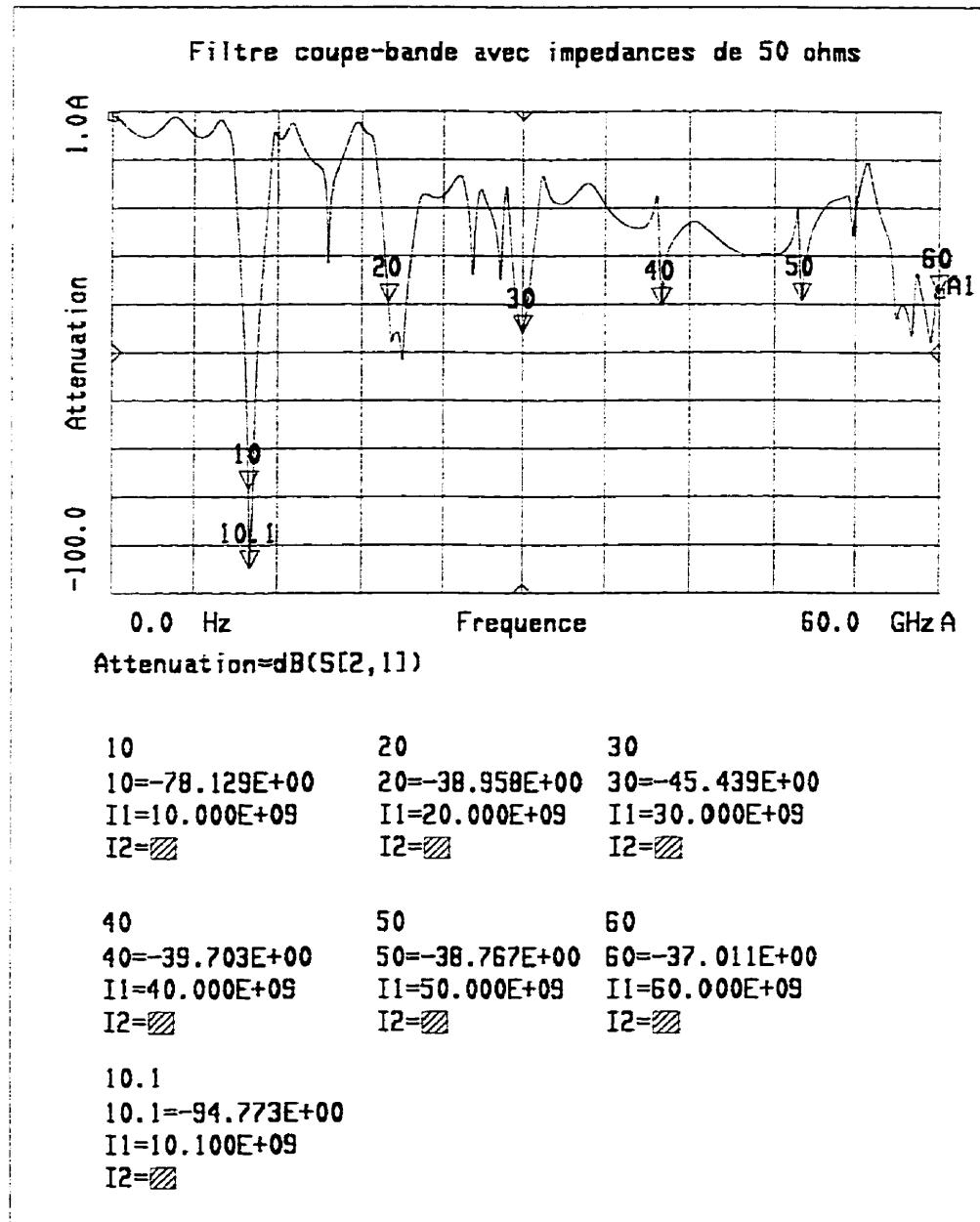


Figure 4.8. Réponse du filtre coupe-bande en simulation avec Z_A et Z_B égales à 50,00 Ω .

De plus, pour les deux filtres des figures 4.7 et 4.8, il y a beaucoup de réflexion à l'entrée et à la sortie de ces derniers pour les fréquences allant de 10 GHz à 60 GHz, mais pour le signal dc, il y a peu de réflexion. De plus, l'atténuation est très faible pour la puissance dc, de l'ordre de -0,06 dB pour une ligne terminée par une impédance de 15,00 Ω et de -0,02 dB pour une ligne terminée par une impédance de 50,00 Ω .

4.5 Résultats du mélangeur sous-harmonique

Voici quelques remarques avant le début de l'analyse des résultats. Premièrement, le modèle de la diode utilisé dans MDS n'a pas toutes les mêmes caractéristiques que celle du composant, car il manque des informations sur cette dernière. Deuxièmement, il n'y a pas eu de mesures faites sur le mélangeur sous-harmonique, car il aurait fallu fabriquer une base pour pouvoir connecter les câbles coaxiaux et effectuer les mesures. De plus, le circuit aurait été irrécupérable pour l'assemblage du circuit global. Alors, les résultats qui vont suivre proviennent uniquement de simulations effectuées avec le logiciel MDS et la méthode de l'équilibrage harmonique qui combine deux fréquences ayant cinq harmoniques chacune, donc on peut observer le signal dc et le signal à $2f_{LO} - f_{RF}$. Le circuit de simulation est celui de la figure 4.2 où la sortie, à la porte IF, est terminée par une charge de 50,00 Ω comme on en retrouve à l'entrée d'un analyseur de spectre. Troisièmement, le dessin du mélangeur sous-harmonique, de la figure 4.2, est le circuit intégré dans le circuit global. Quatrièmement, lors des simulations, le signal RF n'est pas petit à comparer au signal LO contrairement à la théorie vue ci-dessus. Dans certains cas, il est même plus grand que ce dernier. Par conséquent, le signal RF aux harmoniques n'est pas négligeable. Cinquièmement, il y a trois cas étudiés pour vérifier le comportement du mélangeur sous-harmonique. Cela consiste à prendre trois puissances d'entrée, P_{in} , différentes qui sont 8,50 dBm, 10,00 dBm et 15,00 dBm et de faire varier la phase, de 0,0° à 360,0° par saut de 30,0°, sur le signal LO de 10 GHz pour chacune des puissances. Cependant, ces puissances sont celles à l'entrée du circuit global, donc à l'entrée LO et à l'entrée RF du mélangeur sous-harmonique ce ne sont plus les mêmes puissances. De ce fait, il y a des pertes de 4,00 dB sur la ligne de 10 GHz, qui proviennent des connecteurs et du déphasageur. Le tableau 4.7 donne les valeurs, à l'entrée LO et à l'entrée RF, correspondantes aux trois cas. Finalement, au lieu de

donner les puissances aux entrées du mélangeur pour identifier les trois cas, on utilise les étiquettes suivantes : $P_{in} = 8,5 \text{ dBm}$, $P_{in} = 10 \text{ dBm}$ et $P_{in} = 15 \text{ dBm}$.

La première analyse porte sur les pertes de conversion du mélangeur sous-harmonique pour $2f_{LO} - f_{RF}$. Celles-ci se calculent selon la différence entre la puissance d'entrée à la porte RF et la puissance de sortie à la porte IF. La puissance RF est constante à 4,80 dBm tandis que la puissance LO varie de 0,00 dBm à 10,00 dBm. La figure 4.9 montre que les pertes diminuent avec l'augmentation de la puissance LO jusqu'à 7,00 dBm et qu'ensuite, les pertes augmentent à nouveau. On observe que les pertes sont très élevées, autour de 34,00 dB. Normalement, les pertes sont de 10,00 dB ou moins pour ce type de mélangeur à quatre diodes en anneau. Par conséquent, ce mélangeur sous-harmonique n'est pas très performant sur cet aspect et il est donc inutilisable. Il se peut que ces pertes de conversion anormalement élevées proviennent du fait qu'il n'y a pas une bonne adaptation entre le modèle des diodes et les circuits d'adaptation LO et RF à cause que l'on n'a pas toutes les caractéristiques des diodes du composant.

TABLEAU 4.7
PIUSSANCES À L'ENTRÉE LO ET À L'ENTRÉE RF DU MÉLANGEUR
SOUS-HARMONIQUE POUR LES TROIS CAS ÉTUDIÉS

PIUSSANCE		
Pin (dBm)	Entrée LO (dBm)	Entrée RF (dBm)
8,50	0,99	4,47
10,00	2,48	4,71
15,00	7,46	5,10

La deuxième analyse présente l'isolation entre les différentes portes du mélangeur. La simulation est faite à l'aide des paramètres S. Les résultats sont : l'isolation LO/RF est égale à 20,19 dB, l'isolation LO/IF est égale à 87,97 dB et l'isolation RF/IF est égale à 35,93 dB. L'isolation LO/RF est la moins bonne, mais elle est acceptable. Ceci peut dépendre du circuit

d'adaptation à la porte RF. Il se peut qu'il ne coupe pas très bien le signal à la fréquence LO malgré son adaptation à bande étroite à 20 GHz. Le circuit d'adaptation ne coupe pas aussi bien le signal à 10 GHz que le filtre coupe-bande. Par contre, l'isolation LO/IF est très bonne en raison du filtre coupe-bande qui atténue grandement le signal à 10 GHz. Ainsi, l'isolation RF/IF reflète le fait que le filtre supprime moins le signal à la fréquence de 20 GHz.

La troisième analyse consiste en l'étude de la puissance de sortie dc, qui provient de $2f_{LO} - f_{RF}$, en fonction de la variation de la phase sur le signal LO de 10 GHz. La figure 4.10 présente les résultats pour les trois cas. On peut voir la puissance dc varier en fonction de la phase selon une période qui se répète à tous les $90,0^\circ$. De plus, on remarque que les trois courbes sont presque en phase et que la valeur à moins l'infini est localisée à une valeur précise de la phase qui est différente pour chacun des trois cas. Le tableau 4.8 indique la puissance dc minimale, la puissance dc maximale et la différence entre les deux valeurs précédentes. La variation de la puissance est assez grande pour que le mélangeur sous-harmonique puisse fonctionner comme un détecteur de phase. Ensuite, le tableau 4.9 comporte la puissance IF simulée pour la phase de $0,0^\circ$ par la méthode de l'équilibrage harmonique pour les trois cas. La puissance IF aux autres phases est presque identique à celle de $0,0^\circ$, pour chacun des trois cas respectivement, sauf pour la puissance dc, qui provient du cas $2f_{LO} - f_{RF}$, qui elle varie comme on a pu le voir dans le graphique 4.10. De plus, la puissance est bien atténuee aux produits de mélange de fréquences qui sont supposés être supprimés. Il y a seulement la puissance dc à $f = 0$ Hz (ne provient pas d'une différence entre deux fréquences) qui est plus élevée que la puissance dc qui provient de $2f_{LO} - f_{RF}$. Cependant, la puissance à f_{RF} peut aussi être plus élevée que la puissance d'intérêt à certaines phases et P_{in} . Enfin, le changement le plus marqué, entre les trois cas, c'est l'augmentation de la puissance dc (pour les deux types de dc) avec l'augmentation de P_{in} . En résumé, le mélangeur sous-harmonique fonctionne comme prévu.

TABLEAU 4.8
MINIMUMS ET MAXIMUMS DE LA PUISSANCE DC
POUR LES TROIS CAS SIMULÉS

Etiquette	$P_{in} = 8,5 \text{ dBm}$	$P_{in} = 10 \text{ dBm}$	$P_{in} = 15 \text{ dBm}$
P_{dc} minimale (dBm)	-139,76	-127,53	-147,11
P_{dc} maximale (dBm)	-26,96	-23,72	-25,11
Différence (dB)	112,80	103,81	122,00

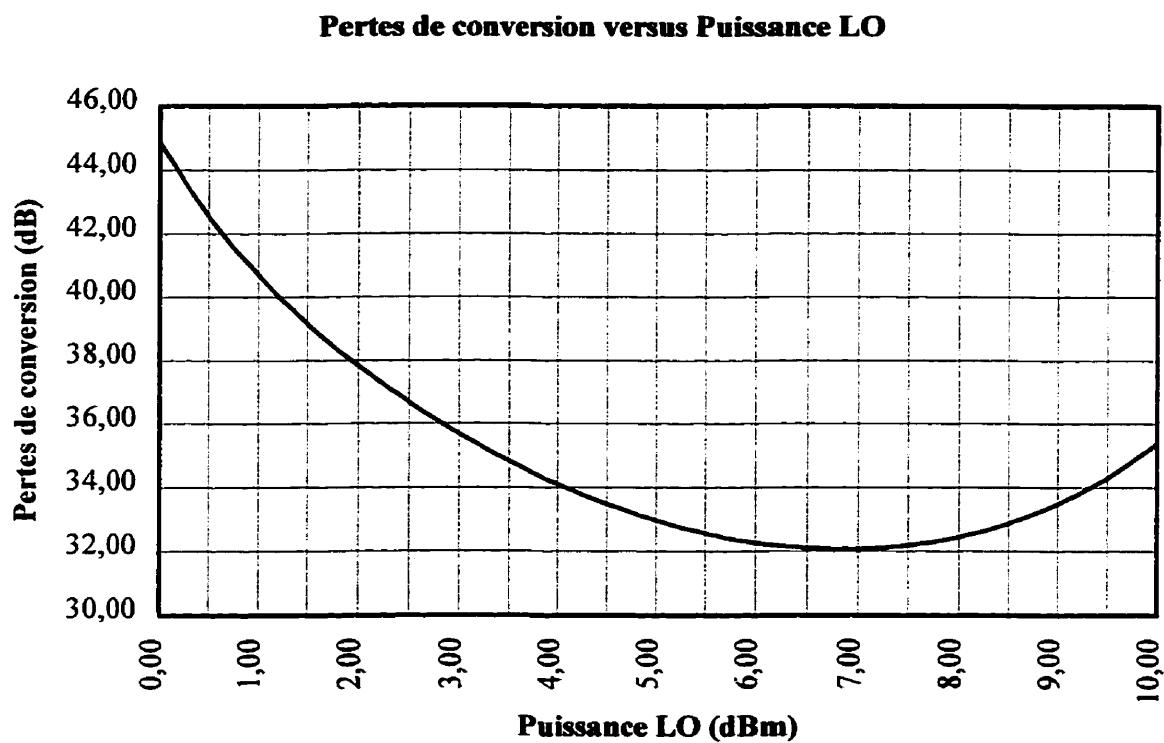


Figure 4.9. Les pertes de conversion simulées versus la puissance LO
pour une puissance RF égale à 4,80 dBm.

La dernière analyse complète l'analyse précédente. Il s'agit de comparer la puissance dc ($2f_{LO} - f_{RF}$) selon que la variation de la phase ait lieu sur la ligne de transmission du signal LO de 10 GHz ou sur la ligne de transmission du signal RF de 20 GHz. Les figures 4.11 à 4.13 illustrent cette comparaison pour chacun des trois cas. On observe, pour les trois cas, que la période est de $180,0^\circ$ pour un déphasage sur le signal à 20 GHz. Ce qui est le double par rapport au déphasage sur le signal à 10 GHz. De plus, pour les trois cas, l'amplitude de la variation de la puissance dc est similaire que la variation de la phase ait lieu sur la ligne de 10 GHz ou sur la ligne de 20 GHz. On peut donc appliquer le changement de phase sur l'un ou l'autre des signaux.

Variation de la puissance dc selon la phase

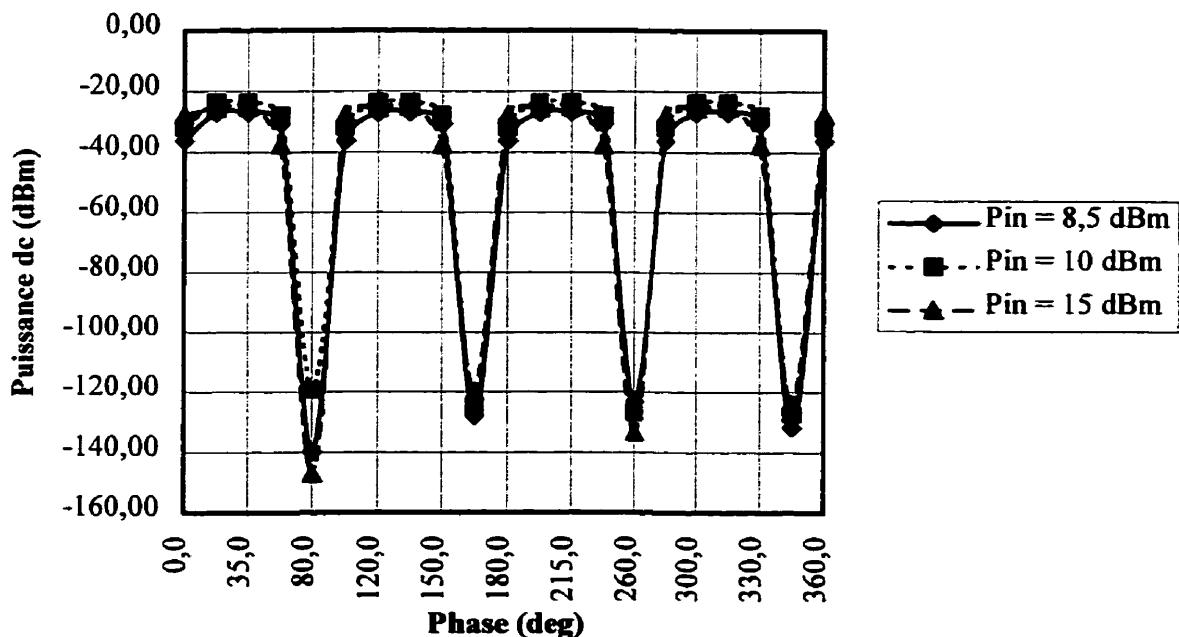


Figure 4.10. Variation de la puissance dc, qui provient de $2f_{LO} - f_{RF}$, selon le changement de la phase sur le signal LO de 10 GHz.

TABLEAU 4.9
PUISSSANCE IF SIMULÉE OBTENUE À 0,0° PAR LA MÉTHODE DE L'ÉQUILIBRAGE
HARMONIQUE POUR LES TROIS PUISSANCES D'ENTRÉE ÉTUDIÉES

Étiquette	Pin = 8,5 dBm	Pin = 10 dBm	Pin = 15 dBm
Fréquence (GHz)	Puissance IF (dBm)	Puissance IF (dBm)	Puissance IF (dBm)
dc = 0	-28,69	-22,72	-10,77
2f _{LO} - f _{RF} = 0	-36,32	-31,92	-27,83
f _{RF} - f _{LO} = 10	-107,19	-105,15	-97,40
f _{LO} = 10	-87,01	-85,99	-82,27
f _{RF} = 20	-30,87	-30,78	-31,57
2f _{LO} = 20	-45,31	-43,91	-38,12
3f _{LO} = 30	-82,98	-83,21	-90,13
2f _{RF} - f _{LO} = 30	-60,76	-60,19	-59,08
f _{RF} + f _{LO} = 30	-77,84	-75,28	-66,99
2f _{RF} = 40	-43,92	-43,80	-44,46
4f _{LO} = 40	-60,31	-59,13	-57,59
2f _{LO} + f _{RF} = 40	-70,63	-69,34	-59,00
5f _{LO} = 50	-68,34	-68,48	-67,25
2f _{RF} + f _{LO} = 50	-97,61	-92,62	-78,07
3f _{RF} = 60	-72,66	-69,72	-68,91
6f _{LO} = 60	-98,98	-86,91	-68,03
4f _{RF} = 80	-112,32	-113,48	-116,16
5f _{RF} = 100	-88,81	-88,18	-91,07
6f _{RF} = 120	-139,83	-140,95	-145,69

Comparaison de la puissance dc selon que la variation de la phase ait lieu sur la ligne de 10 GHz ou sur la ligne de 20 GHz pour $P_{in} = 8,5$ dBm

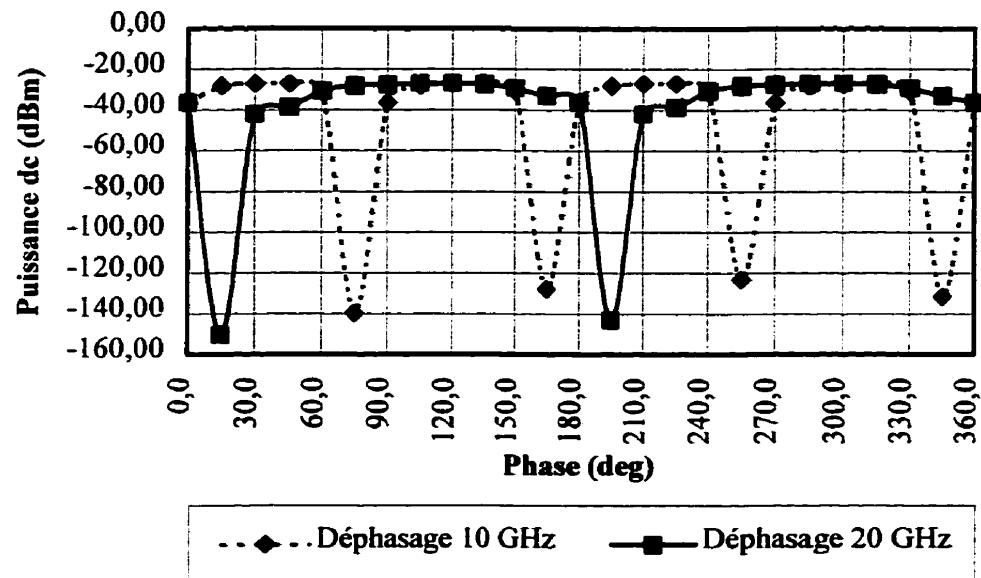


Figure 4.11. Comparaison de la puissance dc selon que la variation de la phase ait lieu sur la ligne de transmission du signal LO de 10 GHz ou sur la ligne de transmission du signal RF de 20 GHz pour $P_{in} = 8,5$ dBm.

Comparaison de la puissance dc selon que la variation de la phase ait lieu sur la ligne de 10 GHz ou sur la ligne de 20 GHz pour $P_{in} = 10$ dBm

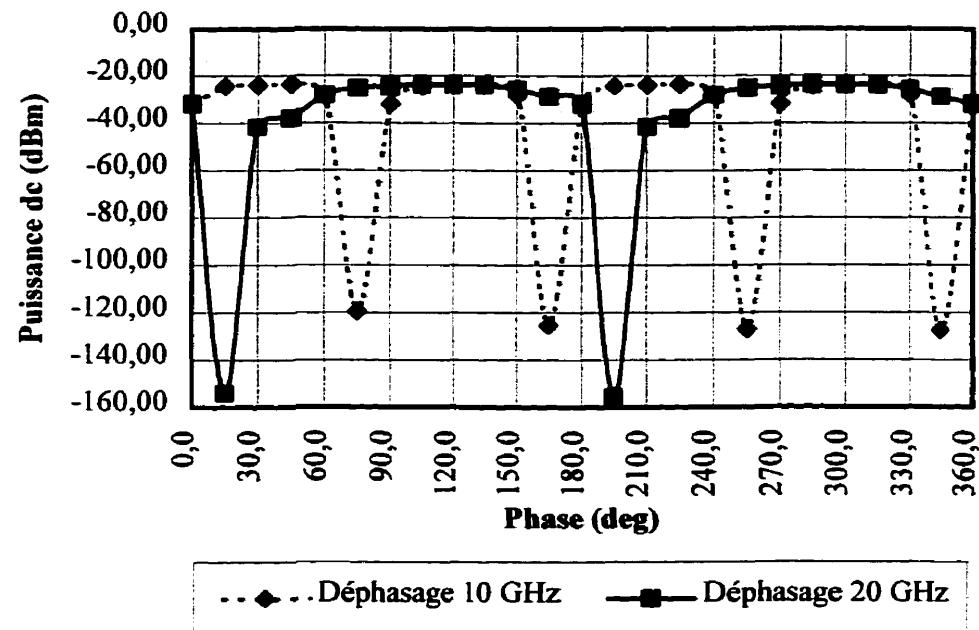


Figure 4.12. Comparaison de la puissance dc selon que la variation de la phase ait lieu sur la ligne de transmission du signal LO de 10 GHz ou sur la ligne de transmission du signal RF de 20 GHz pour $P_{in} = 10$ dBm.

Comparaison de la puissance dc selon que la variation de la phase ait lieu sur la ligne de 10 GHz ou sur la ligne de 20 GHz pour $P_{in} = 15 \text{ dBm}$

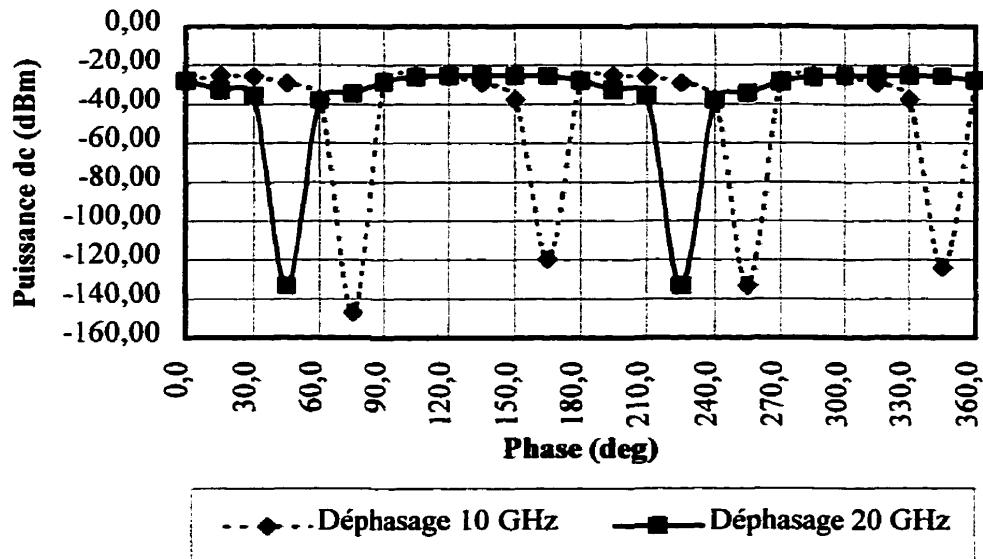


Figure 4.13. Comparaison de la puissance dc selon que la variation de la phase ait lieu sur la ligne de transmission du signal LO de 10 GHz ou sur la ligne de transmission du signal RF de 20 GHz pour $P_{in} = 15 \text{ dBm}$.

Le prochain chapitre expose les résultats simulés et mesurés du circuit global du mélangeur sous-harmonique, c'est-à-dire, le circuit assemblé avec toutes les parties discutées dans les chapitres I à IV.

CHAPITRE V

CIRCUIT GLOBAL DU MÉLANGEUR SOUS-HARMONIQUE

5.1 Mise en situation

Ce dernier chapitre consiste en l'analyse des résultats simulés et des résultats mesurés du circuit global du mélangeur sous-harmonique. La figure 5.1 montre le dessin de l'assemblage de toutes les parties du circuit global en plus du schéma du montage utilisé pour effectuer les mesures. La théorie vue au chapitre IV s'applique pour le fonctionnement global du circuit. Les composants qui sont placés avant le mélangeur sous-harmonique, servent à fournir la puissance, les fréquences et la phase, qui sont nécessaires pour évaluer le comportement de ce dernier. Le but de cette recherche est de vérifier si un changement de phase sur le signal LO influence la valeur de la tension dc à la sortie du mélangeur sous-harmonique. Si le résultat est positif, alors on pourra utiliser ce circuit dans un système à démodulation de phase.

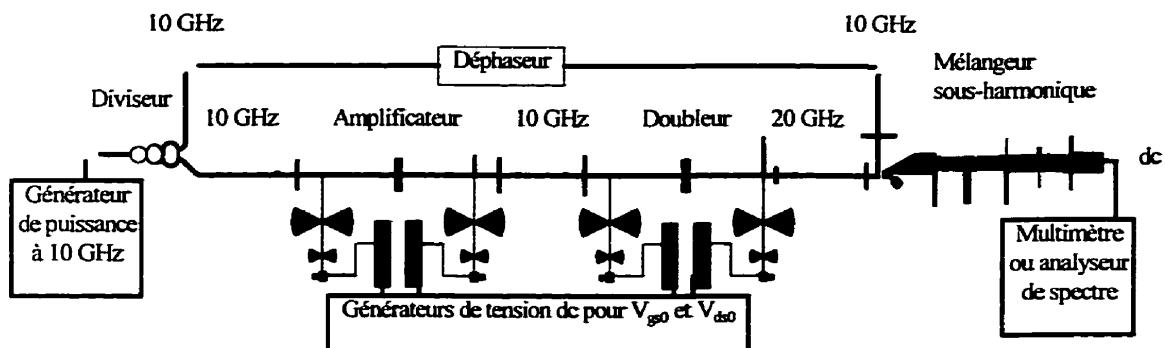


Figure 5.1. Schéma du montage utilisé pour effectuer les mesures sur le circuit global du mélangeur sous-harmonique.

Comme au chapitre précédent, les puissances à l'entrée du circuit global, c'est-à-dire, à l'entrée du diviseur de puissance à sections circulaires sont 8,50 dBm, 10,00 dBm et 15,00 dBm à 10 GHz et le déphasage Arra fait varier la phase de 0,0° à 360,0° par saut de 30,0°. Cela est valable pour les simulations et les mesures. Par contre, dans ce chapitre, c'est la tension dc

plutôt que la puissance dc qui est examinée, car lors des mesures, on a utilisé un multimètre numérique et un oscilloscope, des appareils qui mesurent la tension. Enfin, les mêmes étiquettes que celles du chapitre IV sont utilisées pour identifier les différents cas.

5.2 Présentation et discussion des résultats

Les simulations dans ce chapitre sont faites à l'aide de la méthode de l'équilibrage harmonique avec une fréquence, donc la tension dc que l'on observe à la sortie du circuit est la combinaison du signal dc à 0 Hz et le signal dc créé par $2f_{LO} - f_{RF}$.

Le circuit qui a été réalisé est alimenté par le générateur de puissance Wiltron 68147A fonctionnant de 10 MHz à 20 GHz. Les générateurs de tension dc utilisés pour polariser les transistors de l'amplificateur de puissance et du doubleur de fréquence sont un Anatek modèle 25-20 et un Philips modèle PE 1542 respectivement. La tension dc à la sortie est mesurée par un multimètre numérique Fluke 8000A et par un oscilloscope Tektronix 2235 fonctionnant de 0 Hz à 100 MHz. Les résultats exposés proviennent des mesures prises avec le multimètre. Il a une précision de $10 \mu V$. Cependant, que les mesures soient prises avec l'un ou l'autre des deux appareils, les résultats sont les mêmes à cause de leur grande résistance interne à l'entrée de l'ordre des mégaohms.

Pour obtenir les puissances que l'on veut à l'entrée du circuit fabriqué, on doit ajouter une puissance de 2,60 dB à la source pour annuler les pertes du câble coaxial et du coupe dc, qui protège la source du retour du signal dc qui a lieu sur la ligne de 10 GHz en provenance de l'entrée LO du mélangeur sous-harmonique. Sur la ligne de 20 GHz, le condensateur à la sortie du doubleur de fréquence empêche le signal dc d'aller dans les autres composants.

On remarque, lors des mesures, que le courant I_{ds} et le courant I_{gs} varient avec la puissance, la phase et la fréquence.

L'analyse débute par les figures 5.2 à 5.4 qui illustrent la comparaison de la tension dc entre les résultats simulés et les résultats mesurés pour les trois puissances d'entrée. Les paramètres de

polarisation sont donnés dans le titre de la figure. La première chose que l'on remarque, c'est l'effet miroir qui semble avoir lieu entre les deux courbes. La première cause est la direction des diodes dans l'anneau de diodes du mélangeur, car selon la direction de ces dernières il y a un déphasage de 90,0° et un inversement du signal. La deuxième cause est liée au déphasage utilisé dans le circuit pratique, car la phase associée à un minimum ou à un maximum est déterminée par l'utilisateur. Ce qui veut donc dire qu'il peut y avoir un déphasage de 90,0° pour la courbe des résultats mesurés. La figure 5.5 montre un exemple où la courbe simulée et la courbe mesurée sont mises en phase pour $P_{in} = 8,5 \text{ dBm}$. Ce graphique permet de valider le simulateur. Ensuite, si l'on revient aux figures 5.2 à 5.4, on observe que les courbes mesurées ont une amplitude plus petite que celles simulées en raison de pertes additionnelles dans le circuit réel, comme par exemple, les pertes dans les connecteurs, les adaptateurs et le multimètre. Dans le cas de $P_{in} = 15 \text{ dBm}$, on voit un petit déphasage de 30,0° entre les deux courbes. La raison est peut-être le niveau de puissance à l'entrée LO du mélangeur qui est plus élevé que le niveau de puissance à l'entrée RF dans ce cas. Enfin, la variation de la tension dc, selon les différentes phases et P_{in} , est de 0,35 V à 0,40 V en simulations et de 0,20 V à 0,35 V en mesures. On remarque, aussi, que les courbes semblent avoir une périodicité de 180,0°. Normalement, pour un détecteur de phase, la période est de 180,0°.

Ensuite, la figure 5.6 compare la tension dc entre les trois cas simulés. L'augmentation de la puissance P_{in} augmente la tension dc et augmente la variation de la tension dc. La figure 5.7 compare la tension dc entre les trois cas mesurés. On observe les mêmes phénomènes que dans les cas simulés, sauf qu'il y a quelques points de la courbe $P_{in} = 15 \text{ dBm}$ qui chevauchent la courbe $P_{in} = 10 \text{ dBm}$.

De plus, à l'aide de l'analyseur de spectre d'Hewlett Packard 8563A fonctionnant de 9 KHz à 26,5 GHz, le signal à 10 GHz et celui à 20 GHz sont mesurés. La puissance est très faible, autour de -40,0 dBm à 10 GHz et de -30,0 dBm à 20 GHz pour les trois cas. Lors des simulations, la puissance associée aux fréquences allant de 10 GHz à 60 GHz est très basse et de plus, elle est presque similaire pour les trois puissances étudiées. Par exemple, la puissance à 10 GHz est de -85,00 dBm et à 20 GHz, elle est de -30,00 dBm.

Par la suite, la largeur de bande du circuit global, aux différentes puissances d'entrée, est déterminée par la variation de la tension dc de $\pm 0,10$ V au maximum à toutes les phases pour la même fréquence. En regardant le tableau 5.1, on déduit que la largeur de bande est de 50 MHz en moyenne pour tous les cas. Par contre, en réalité, on observe par simulations et mesures que celle-ci varie aussi avec la phase. La largeur de bande est de 0,50 %, donc très étroite autour de 10 GHz et c'est normal, car le circuit est fait avec des circuits d'adaptation à bande étroite. Il y a seulement le diviseur qui est à large bande.

Comparaison de la tension dc entre les résultats simulés et mesurés pour $P_{in} = 8,5$ dBm

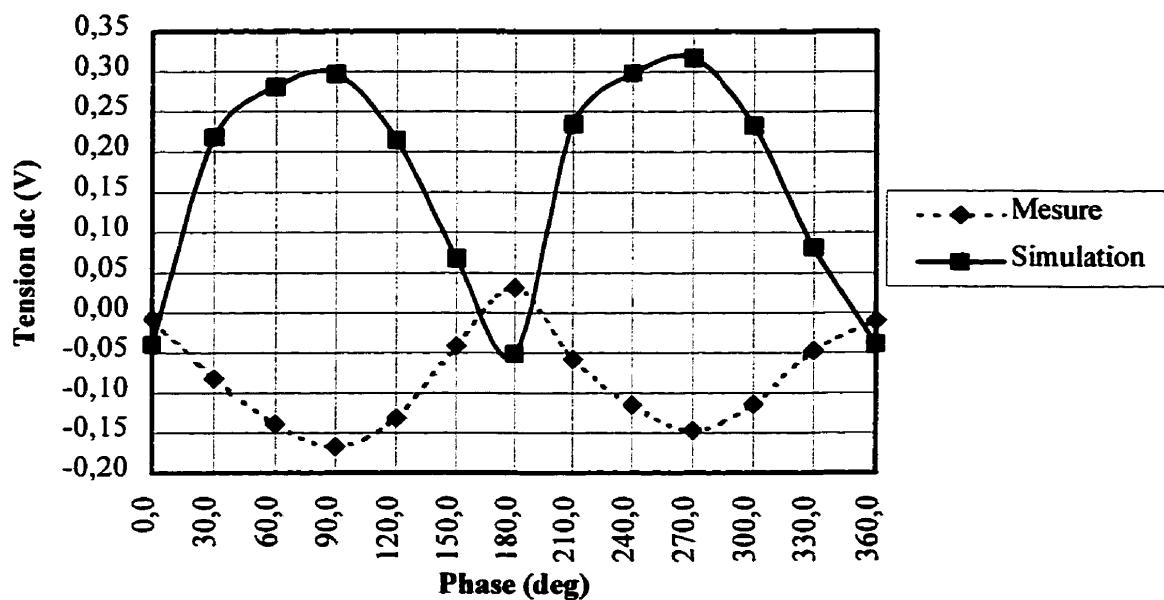


Figure 5.2. Comparaison de la tension dc entre les résultats simulés ($V_{dsa} = 3,00$ V, $V_{dsd} = 3,00$ V, $V_{gsa} = -0,20$ V, $V_{gsd} = -0,60$ V, $I_{dsa} = 24,82$ mA, $I_{dsd} = 4,52$ mA) et mesurés ($V_{dsa} = 3,00$ V, $V_{dsd} = 3,00$ V, $V_{gsa} = -0,34$ V, $V_{gsd} = -0,63$ V, $I_{dsa} = 19,60$ mA, $I_{dsd} = 24,00$ mA) pour $P_{in} = 8,5$ dBm.

Les paramètres V_{dsa} et V_{dsd} indiquent la tension drain-source pour l'amplificateur et le doubleur respectivement et ainsi de suite pour les autres paramètres.

**Comparaison de la tension dc entre les résultats simulés et mesurés
pour $P_{in} = 10$ dBm**

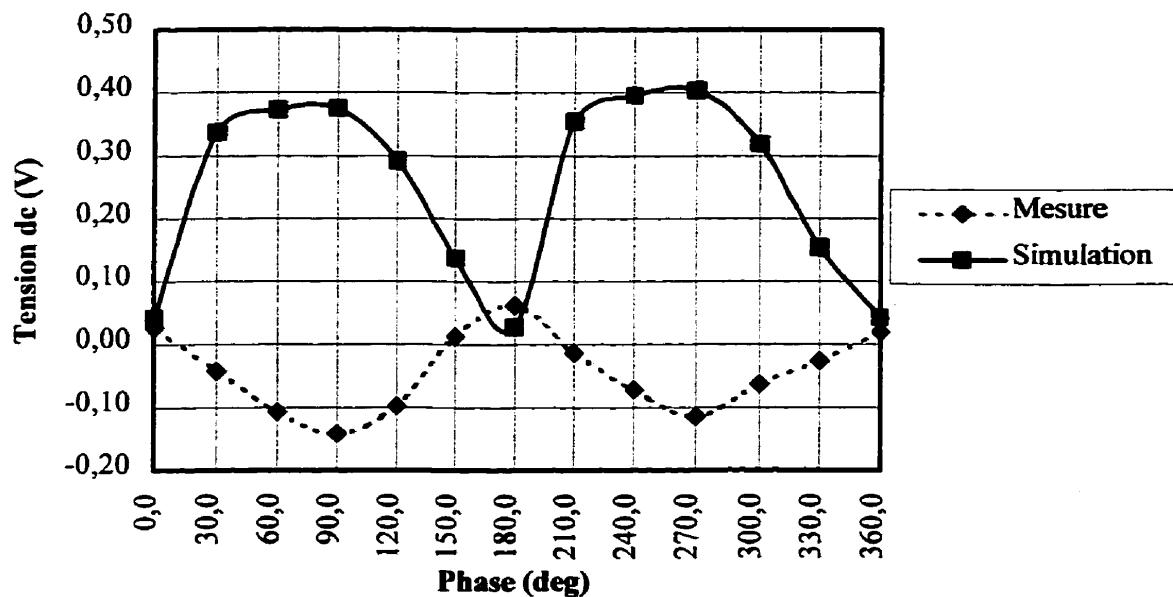


Figure 5.3. Comparaison de la tension dc entre les résultats simulés ($V_{dsa} = 3,00$ V, $V_{dsd} = 3,00$ V, $V_{gsa} = -0,20$ V, $V_{gsd} = -0,60$ V, $I_{dsa} = 24,82$ mA, $I_{dsd} = 4,52$ mA) et mesurés ($V_{dsa} = 3,00$ V, $V_{dsd} = 3,00$ V, $V_{gsa} = -0,35$ V, $V_{gsd} = -0,76$ V, $I_{dsa} = 20,90$ mA, $I_{dsd} = 23,10$ mA) pour $P_{in} = 10$ dBm.

**Comparaison de la tension dc entre les résultats simulés et mesurés
pour Pin = 15 dBm**

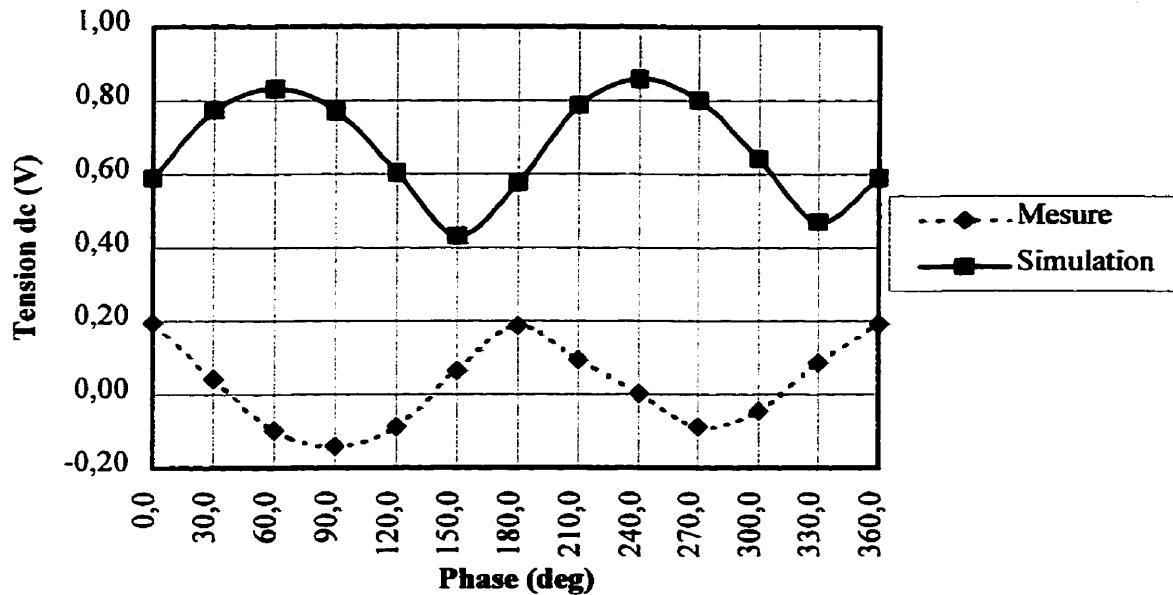


Figure 5.4. Comparaison de la tension dc entre les résultats simulés ($V_{dsa} = 3,00$ V, $V_{dsd} = 3,00$ V, $V_{gs} = -0,20$ V, $V_{gsd} = -0,60$ V, $I_{dsa} = 24,82$ mA, $I_{dsd} = 4,52$ mA) et mesurés ($V_{dsa} = 3,00$ V, $V_{dsd} = 3,00$ V, $V_{gsa} = -0,61$ V, $V_{gsd} = -1,28$ V, $I_{dsa} = 20,40$ mA, $I_{dsd} = 18,40$ mA) pour $Pin = 15$ dBm.

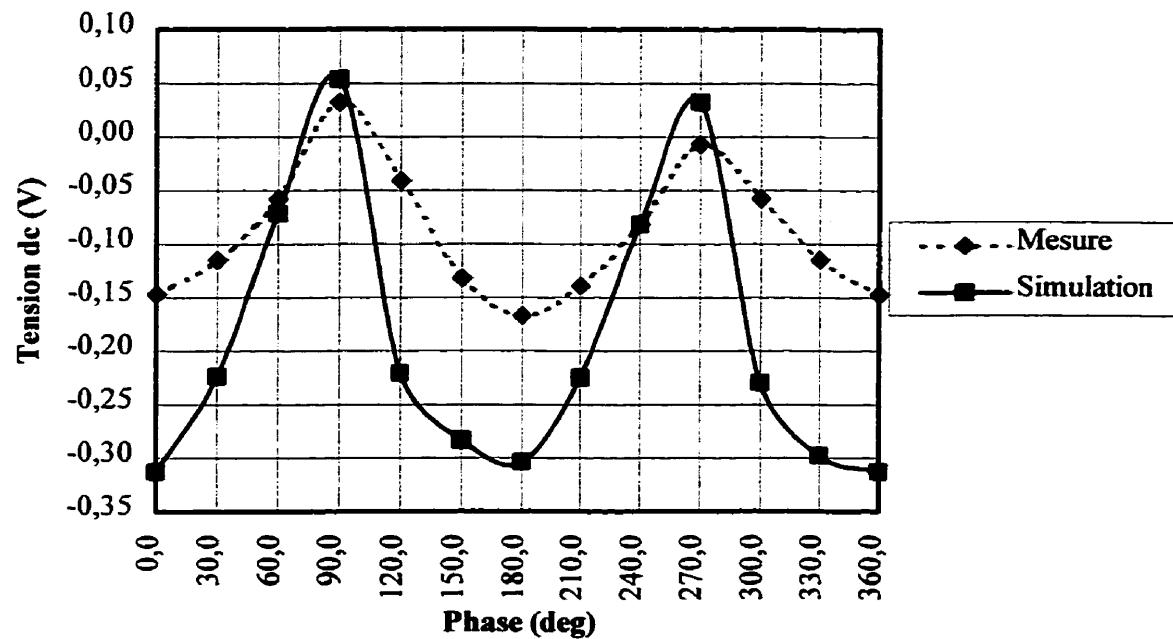
Courbe simulée et courbe mesurée mises en phase pour Pin = 8,5 dBm

Figure 5.5. Courbe simulée et courbe mesurée mises en phase pour Pin = 8,5 dBm.

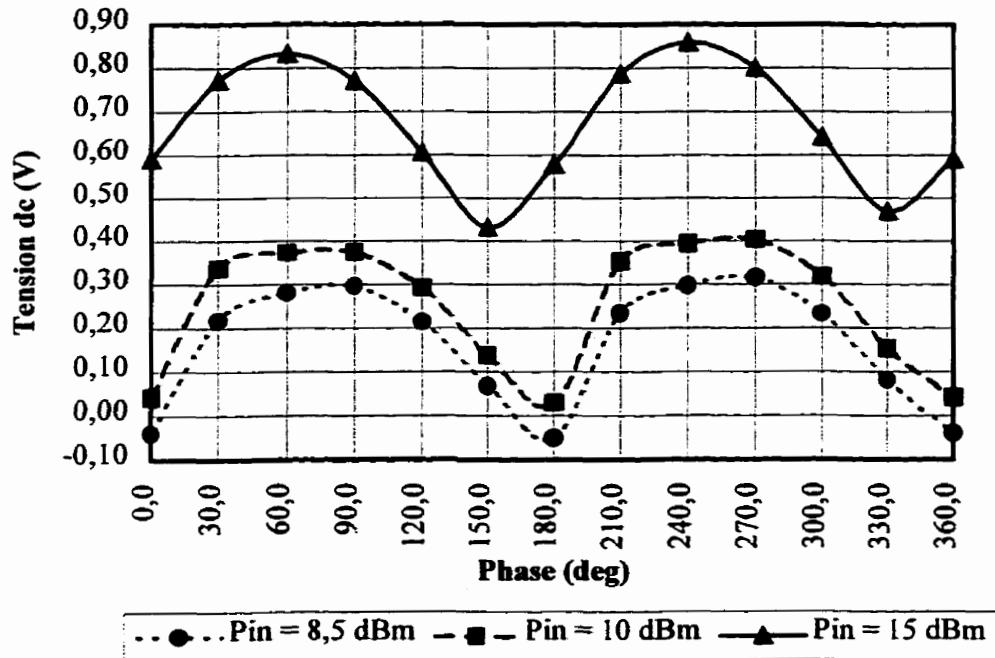
Comparaison de la tension dc entre les trois courbes simulées

Figure 5.6. Comparaison de la tension dc entre les trois courbes simulées.

Comparaison de la tension dc entre les trois courbes mesurées

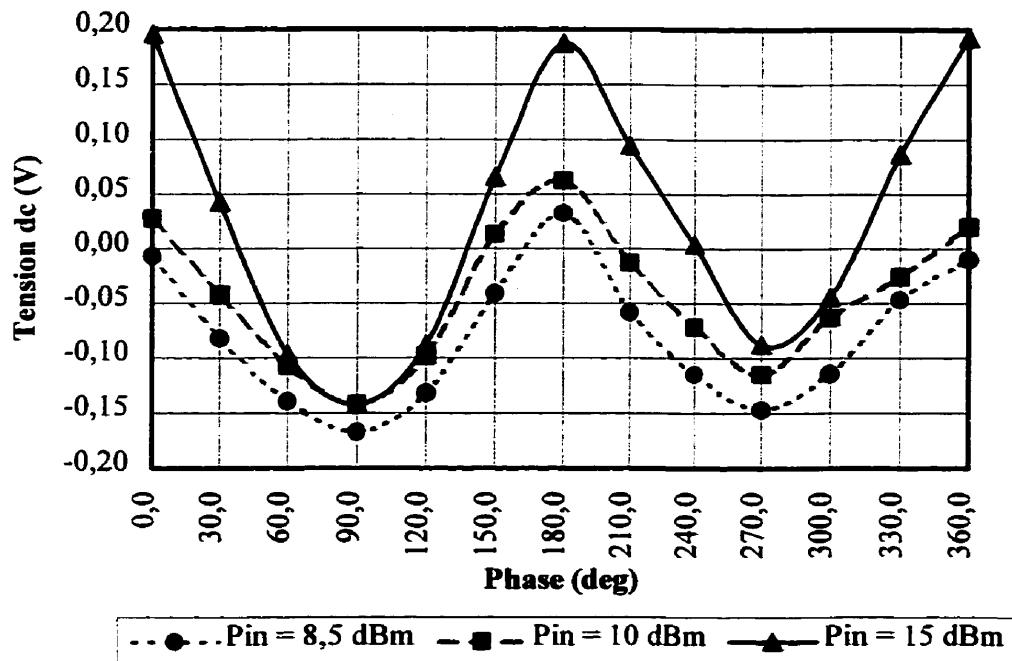


Figure 5.7. Comparaison de la tension dc entre les trois courbes mesurées.

TABLEAU 5.1

FRÉQUENCES LIMITES DE LA LARGEUR DE BANDE DU CIRCUIT GLOBAL DU
MÉLANGEUR SOUS-HARMONIQUE EN SIMULATIONS ET EN MESURES POUR LES
DIFFÉRENTES PUISSANCES D'ENTRÉE

Étiquette	Simulation (GHz)	Simulation signal 20 GHz éliminé (GHz)	Mesure (GHz)
Pin = 8,5 dBm	9,98 - 10,04	9,98 - 10,03	9,97 - 10,03
Pin = 10 dBm	9,98 - 10,01	9,98 - 10,02	9,97 - 10,04
Pin = 15 dBm	9,98 - 10,03	9,98 - 10,02	9,98 - 10,03

Comparaison de la tension dc simulée entre le cas où le signal de 20 GHz n'est pas éliminé sur la ligne de 10 GHz et le cas où il est éliminé, pour $P_{in} = 8,5$ dBm

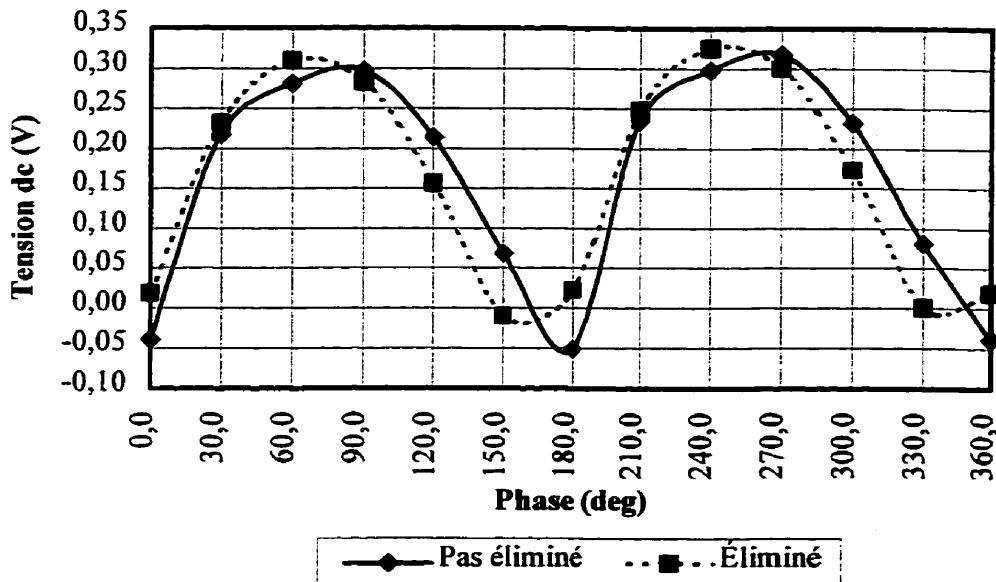


Figure 5.8. Comparaison de la tension dc simulée entre le cas où le signal de 20 GHz n'est pas éliminé sur la ligne de 10 GHz et le cas où il est éliminé, pour $P_{in} = 8,5$ dBm.

Finalement, les figures 5.8 à 5.10 servent à comparer la tension dc simulée entre le cas où le signal réfléchi de 20 GHz n'est pas éliminé sur la ligne de 10 GHz menant à l'entrée LO du mélangeur sous-harmonique et le cas où il est éliminé, pour les trois P_{in} . On élimine le signal de 20 GHz en plaçant une charge réfléctrice en court-circuit à 10 GHz avant le circuit d'adaptation du signal LO du mélangeur. Il faut mentionner que le signal de 10 GHz réfléchi sur la ligne de 20 GHz est éliminé par la charge réfléctrice de 10 GHz placée à la sortie du doubleur de fréquence. Maintenant, pour la figure 5.8, les deux courbes ont des valeurs très similaires et il y a un déphasage de $30,0^\circ$ entre celles-ci. Les mêmes conclusions s'appliquent pour la figure 5.9. La figure 5.10 montre, pour sa part, que la valeur de la tension dc est plus élevée dans le cas où le signal n'est pas éliminé, mais que la variation est plus petite que dans le cas où le signal est éliminé. Cependant, les deux courbes sont en phase. La raison est peut-être

le niveau de puissance à l'entrée LO du mélangeur qui est plus élevé que le niveau de puissance à l'entrée RF dans ce cas.

Comparaison de la tension de simulée entre le cas où le signal de 20 GHz n'est pas éliminé sur la ligne de 10 GHz et le cas où il est éliminé, pour $P_{in} = 10$ dBm

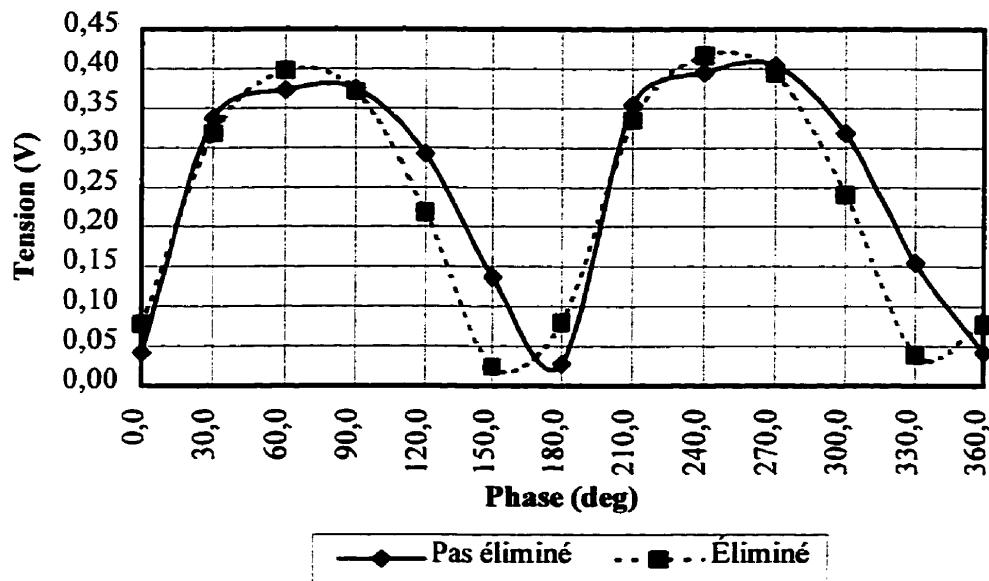


Figure 5.9. Comparaison de la tension dc simulée entre le cas où le signal de 20 GHz n'est pas éliminé sur la ligne de 10 GHz et le cas où il est éliminé, pour $P_{in} = 10$ dBm.

Comparaison de la tension dc simulée entre le cas où le signal de 20 GHz n'est pas éliminé sur la ligne de 10 GHz et le cas où il est éliminé, pour $P_{in} = 15 \text{ dBm}$

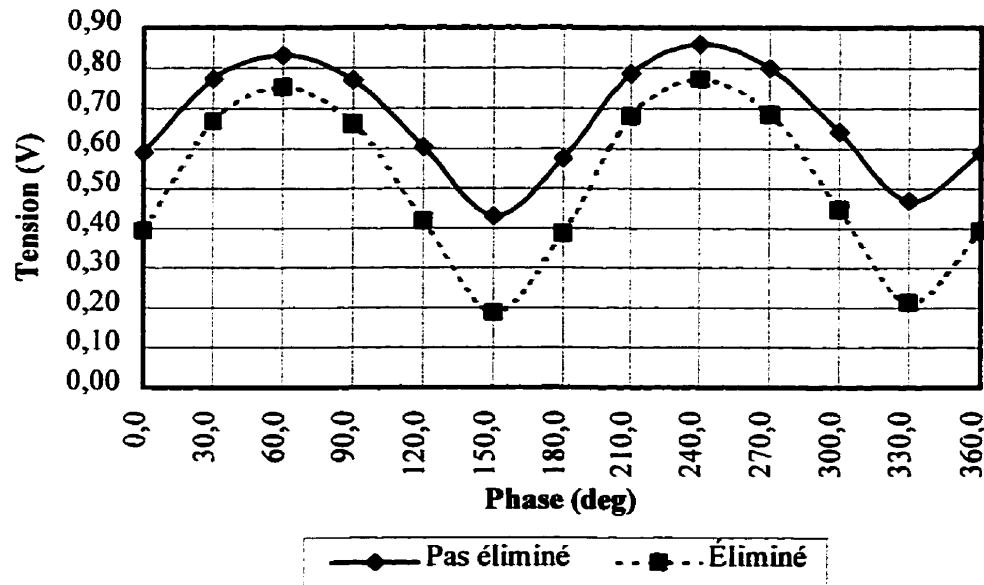


Figure 5.10. Comparaison de la tension dc simulée entre le cas où le signal de 20 GHz n'est pas éliminé sur la ligne de 10 GHz et le cas où il est éliminé, pour $P_{in} = 15 \text{ dBm}$.

En conclusion, le circuit global du mélangeur sous-harmonique fonctionne comme un détecteur de phase et il pourrait être utilisé dans un système à démodulation de phase. Ensuite, on observe que si la puissance à l'entrée du circuit global augmente alors, la tension dc augmente. De plus, selon les simulations, il n'est pas nécessaire d'éliminer le signal de 20 GHz sur la ligne de 10 GHz.

CONCLUSION

Cette recherche consiste à évaluer le comportement d'un mélangeur sous-harmonique, en circuit intégré hybride, fonctionnant à 20 GHz. Le but est de mesurer la variation du signal dc à la sortie du mélangeur sous-harmonique en fonction d'un changement de phase produit par le déphasageur sur le signal LO à 10 GHz.

Le circuit global est conçu par partie dans le but de vérifier le bon fonctionnement de chacun des composants. Premièrement, il y a le diviseur de puissance à sections circulaires qui divise le signal d'entrée en deux signaux avec la même amplitude et la même phase. Il fonctionne sur un octave. Deuxièmement, on a l'amplificateur de puissance qui augmente la puissance à un niveau assez élevé pour alimenter le doubleur de fréquence et faire fonctionner celui-ci en mode saturé. La saturation du transistor du doubleur permet la génération d'harmoniques. Le signal à la deuxième harmonique est ainsi conservé pour alimenter le mélangeur sous-harmonique, à quatre diodes en anneau, à l'entrée RF. À la sortie de l'amplificateur et du doubleur, la puissance est négligeable aux fréquences harmoniques indésirables, lors des simulations et des mesures. De plus, le design de ces deux composants est très similaire. Il faut seulement changer la polarisation du transistor et ajuster les circuits d'adaptation. Le mélangeur sous-harmonique, simulé sans les autres composants, a pour sa part beaucoup de pertes de conversion, ce qui le rend inutilisable. Par contre, l'isolation entre les trois portes est bonne. Enfin, le circuit global du mélangeur sous-harmonique fonctionne comme un détecteur de phase, car on peut observer une variation significative de la tension dc selon la phase. On a, aussi, que plus la puissance à l'entrée, P_{in} , est élevée plus la tension dc et sa variation sont élevées, lors des simulations et des mesures. De plus, la largeur de bande du circuit global est étroite. Puisque, le mélangeur sous-harmonique répond à un changement de phase, alors il fonctionnera dans un système à démodulation de phase.

Tous les composants du circuit et le circuit global sont simulés à l'aide du logiciel MDS d'Hewlett Packard et ils sont fabriqués au Centre de Recherche Poly-Grames.

La nouveauté provient de l'utilisation d'un mélangeur sous-harmonique comme détecteur de phase plutôt qu'un mélangeur simple balancé ou double balancé. De plus, on utilise quatre diodes en anneau au lieu d'une paire de diodes antiparallèles comme on le voit dans la majorité des cas pour les mélangeurs sous-harmoniques.

Une amélioration que l'on peut apporter au circuit est l'ajout d'un amplificateur de puissance, après le déphasageur, pour essayer d'obtenir une amplitude du signal à $2f_{LO}$ égale à l'amplitude du signal à f_{RF} , avec comme objectif d'optimiser la détection de phase. Ensuite, une autre amélioration est d'essayer de diminuer les pertes de conversion du mélangeur sous-harmonique.

Finalement, le même circuit pourrait être fabriqué, mais le déphasage serait effectué après le doubleur de fréquence (pour certains cas, lors des simulations, cela donne de meilleurs résultats) et aussi on pourrait ajouter un modulateur de phase à l'entrée RF du mélangeur sous-harmonique. Enfin, on pourrait concevoir un mélangeur sous-harmonique à large bande.

RÉFÉRENCES

- 1 SCHNEIDER, M.V. et SNELL, W.W. (1975 March). Harmonically pumped stripline down-converter. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-23, 271-275.
- 2 COHN, M., DEGENFORD, J.E. et NEWMAN, B.A. (1975 Aug.). Harmonic mixing with an antiparallel diode pair. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-23, 667-673.
- 3 HENRY, P.S., GLANCE, B.S. et SCHNEIDER, M.V. (1976 May). Local-oscillator noise cancellation in the subharmonically pumped down-converter. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-24, 254-257.
- 4 GOLDSMITH, P.F. et PLAMBECK, R.L. (1976 Nov.). A 230-GHz radiometer system employing a second-harmonic mixer. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-24, 859-861.
- 5 MCMASTER, T.F., SCHNEIDER, M.V. et SNELL, W.W. (1976 Dec.). Millimeter-wave receivers with subharmonic pump. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-24, 948-952.
- 6 KERR, A.R. (1979 Dec.). Noise and loss in balanced and subharmonically pumped mixers : Part I-Theory, and Part II-Application. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-27, 938-950.
- 7 KORMANYOS, B.K., LING, C.C., REBEIZ, G.M., OSTDIEK, P.H., BISHOP, W.L. et CROWE, T.W. (1991). A planar wideband millimeter-wave subharmonic receiver. IEEE MTT-S Digest, 1, 213-216.

- 8 ZIRATH, H. (1991). A subharmonically pumped resistive dual-HEMT-mixer. IEEE MTT-S Digest, 2, 875-878.
- 9 ITOH, K., IIDA, A., SASAKI, Y. et URUSAKI, S. (1991). A 40 GHz band monolithic even harmonic mixer with an antiparallel diode pair. IEEE MTT-S Digest, 2, 879-882.
- 10 BLACKWELL, D., HENRY, H.G., DEGENFORD, J.E. et COHN, M. (1991). 94 GHz subharmonically pumped MMIC mixer. IEEE MTT-S Digest, 3, 1037-1039.
- 11 GÜTTICH, U., STROHM, K.M. et SCHÄFFLER, F. (1991 Feb.). D-band subharmonic mixer with silicon planar doped barrier diodes. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-39, 366-368.
- 12 ZHANG, X., ZHOU, X., ALIENER, B. et DARYOUSH, A.S. (1992 March). A study of subharmonic injection locking for local oscillators. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 2, 97-99.
- 13 SIEGEL, P.H., DENGLER, R.J., MEHDI, I., BISHOP, W.L. et CROWE, T.W. (1992). A 200 GHz planar diode subharmonically pumped waveguide mixer with state-of-the-art performance. IEEE MTT-S Digest, 2, 595-598.
- 14 ZIRATH, H., ANGELOV, I. et RORSMAN, N. (1992). A millimeterwave subharmonically pumped resistive mixer based on a heterostructure field effect transistor technology. IEEE MTT-S Digest, 2, 599-602.
- 15 SIEGEL, P.H., WEINREB, S., DUNCAN, S., BERK, W., ESKANDARIAN, A. et TU, D.-W. (1992). Design and measurements of a 210 GHz subharmonically pumped GaAs MMIC mixer. IEEE MTT-S Digest, 2, 603-606.

- 16 ZIRATH, H., ANGELOV, I., RORSMAN, N. et KARLSSON, C. (1993). A W-band subharmonically pumped resistive mixer based on pseudomorphic heterostructure field effect transistor technology. IEEE MTT-S Digest, 1, 341-344.
- 17 POSPISHIL, A., RUSSO, M. et SINGH, M. (1993). A MMIC subharmonically pumped SSB modulator. IEEE MTT-S Digest, 1, 399-402.
- 18 KORMANYOS, B.K., OSTDIEK, P.H., BISHOP, W.L., CROWE, T.W. et REBEIZ, G.M. (1993 Oct.). A planar wideband 80-200 GHz subharmonic receiver. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-41, 1730-1737.
- 19 SIEGEL, P.H., DENGLER, R.J., MEHDI, I., OSWALD, J.E., BISHOP, W.L., CROWE, T.W. et MATTAUCH, R.J. (1993 Nov.). Measurements on a 215-GHz subharmonically pumped waveguide mixer using planar back-to-back air-bridge Schottky diodes. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-41, 1913-1921.
- 20 POBANZ, C.W. et ITOH, T. (1994). A microwave non-contact identification transponder using subharmonic interrogation. IEEE MTT-S Digest, 2, 753-756.
- 21 RÄISÄNEN, A.V., DENGLER, R.J., MEHDI, I., OSWALD, J.E., CHOUDHURY, D. et SIEGEL, P.H. (1994). Subharmonic mixer with planar Schottky diodes in a novel split-block at 200-240 GHz. IEEE MTT-S Digest, 2, 775-777.
- 22 MEHDI, I., MAZED, M., DENGLER, R., PEASE, A., NATZIC, M. et SIEGEL, P.H. (1994). Planar GaAs Schottky diodes integrated with quartz substrate circuitry for waveguide subharmonic mixers at 215 GHz. IEEE MTT-S Digest, 2, 779-782.
- 23 LEE, T.-H., CHI, C.-Y., EAST, J.R., REBEIZ, G.M. et HADDAD, G.I. (1994). A quasi-optical subharmonically-pumped receiver using separately biased Schottky diode pairs. IEEE MTT-S Digest, 2, 783-786.

- 24 VENTRESCA, M. et TSAI, M.C. (1994). An active PsHEMT sub-harmonically pumped mixer. IEEE MTT-S Digest, 3, 1641-1644.
- 25 LEE, T.-H., EAST, J.R., CHI, C.-Y., REBEIZ, G.M., DENGLER, R.J., MEHDI, I., SIEGEL, P.H. et HADDAD, G.I. (1994 April). The fabrication and performance of planar doped barrier diodes as 200 GHz subharmonically pumped mixers. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-42, 742-749.
- 26 LING, C.C. et REBEIZ, G.M. (1994 Oct.). A 94 GHz planar monopulse tracking receiver. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-42, 1863-1871.
- 27 LIN, G.-R., YANG, C.-R. et PAN, C.-L. (1995 Oct.). Laser-diode-based optoelectronic subharmonic phase-locked loop. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 5, 335-337.
- 28 MEHDI, I., LEE, T.H., HUMPHREY, D.A., MARTIN, S.C., DENGLER, R.J., OSWALD, J.E., PEASE, A., SMITH, R.P. et SIEGEL, P.H. (1996). 600 GHz planar-Schottky-diode subharmonic waveguide mixers. IEEE MTT-S Digest, 1, 377-380.
- 29 RAMAN, S. et REBEIZ, G.M. (1996). A 94 GHz uniplanar subharmonic mixer. IEEE MTT-S Digest, 1, 385-388.
- 30 MADJAR, A. (1996 Nov.). A novel general approach for the optimum design of microwave and millimeter wave subharmonic mixers. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-44, 1997-1999.
- 31 NIEHENKE, E.C., GRUMMAN, N. et HERCZFIELD, P. (1997). An optical link for W-band transmit/receive applications. IEEE MTT-S Digest, 1, 35-38.

- 32 GRUMMAN, N., FUDEM, H., STENGER, P., NIEHENKE, E.C., SARANTOS, M. et SCHWERDT, C. (1997). A low cost miniature MMIC W-band transceiver with planar antenna. IEEE MTT-S Digest, 2, 427-430.
- 33 RAMAN, S. et REBEIZ, G.M. (1997). Single- and dual-polarized slot-ring subharmonic receivers. IEEE MTT-S Digest, 2, 565-568.
- 34 ELLIS, T.J. (1997). A planar circuit design for high order sub-harmonic mixers. IEEE MTT-S Digest, 2, 1039-1042.
- 35 RAMAN, S., RUCKY, F. et REBEIZ, G.M. (1997 June). A high-performance W-band uniplanar subharmonic mixer. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-45, 955-962.
- 36 COHN, S.B. (1968 Feb.). A class of broadband three-port TEM-mode hybrids. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-16, 110-116.
- 37 LI, C.Q., LI, S.H. et BOSISIO, R.G. (1984 Nov.). CAD/CAE design of an improved, wideband Wilkinson power divider. Microwave Journal, 125-135.
- 38 HAMADALLAH, M. (1988 July). Microstrip power dividers at mm-wave frequencies. Microwave Journal, 115-127.
- 39 WILKINSON, E.J. (1960 Jan.). An n-way hybrid power divider. IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-8, 116-118.
- 40 GONZALEZ, G. (1997). Noise, broadband, and high-power design methods. Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design, 2^e éd., Prentice Hall, 294, 332-333, 354.

- 41 WANG, S. (1990). A CAD/CAM wideband microwave six-port junction. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Canada.
- 42 BAHL, I. et BHARTIA, P. (1988). Hybrids and couplers. Microwave Solid State Circuit Design, Wiley, 214-222.
- 43 COHN, S.B. (1955 April). Optimum design of stepped transmission-line transformers. IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-3, 16-21.
- 44 GONZALEZ, G. (1997). Matching networks and signal flow graphs. Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design, 2^e éd., Prentice Hall, 141-175.
- 45 MAAS, S.A. (1988). MESFET power amplifiers. Nonlinear Microwave Circuits, Artech House, 359-396.
- 46 GHANNOUCHI, F.M. (1997). Cours ELE6505, Circuits micro-ondes non linéaires. Notes de cours, École Polytechnique de Montréal, Canada.
- 47 VENDELIN, G.D., PAVIO, A.M. et ROHDE, U.L. (1990). High-power amplifier design. Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques, Wiley-Interscience, 313-379.
- 48 GONZALEZ, G. (1997). Microwave transistor amplifier design. Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design, 2^e éd., Prentice Hall, 238-239.
- 49 GILMORE, R. (1987 March). Concepts in the design of frequency multipliers. Microwave Journal, 129-139.
- 50 MAAS, S.A. (1988). FET frequency multipliers. Nonlinear Microwave Circuits, Artech House, 397-416.

- 51 FIKART, J. et XUAN, Y. (1993). A new circuit structure for microwave frequency doublers. IEEE MTT-S Digest, 1, 407-410.
- 52 GUPTA, M.S., LATON, R.W. et LEE, T.T. (1981 March). Performance and design of microwave FET harmonic generators. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-29, 261-263.
- 53 CAMARGO, E., SOARES, R., PERICHON, R.A. et GOLOUBKOFF, M. (1983). Sources of non-linearity in GaAs MESFET frequency multipliers. IEEE MTT-S Digest, 1, 343-345.
- 54 MAAS, S.A. (1993). Balanced mixers. Microwave Mixers, 2^e éd., Artech House, 277-280.
- 55 MAAS, S.A. (1988). Introduction, fundamental concepts, and definitions. Nonlinear Microwave Circuits, Artech House, 1-25.
- 56 HENDERSON, B.C. (1996). Mixer application information. Mini-Circuits, 747-750.
- 57 MATTHAEI, G., YOUNG, L. et JONES, E.M.T. (1964). Band-stop filters. Microwave Filters, Impedance-matching Networks, and Coupling Structures, Artech House Publishers, 725-773.
- 58 MATTHAEI, G., YOUNG, L. et JONES, E.M.T. (1964). Low-pass prototype filters obtained by network synthesis methods. Microwave Filters, Impedance-matching Networks, and Coupling Structures, Artech House Publishers, 83-162.