

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉTUDE DU MULTIPLICATEUR DE FRÉQUENCES D'ORDRE CINQ
À BASE DE DIODE À BARRIÈRES QUANTIQUES

HICHAM CHAOUI ELFAIZ
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)

JANVIER 1998



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

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

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.

0-612-37436-X

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

ÉTUDE DU MULTIPLICATEUR DE FRÉQUENCES D'ORDRE CINQ
À BASE DE DIODE À BARRIÈRES QUANTIQUES

Présenté par : CHAQUI ELFAIZ Hicham

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

M. AKYEL Cevdet, Ph.D., président

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

M. WU Ke, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., membre

REMERCIEMENTS

Je tiens d'abord à remercier mes parents pour leur réel dévouement et leur sacrifice.

Je tiens sincèrement à remercier mon directeur de recherche Professeur Renato Bosisio de m'avoir fait confiance et de m'avoir dirigé tout le long de mon travail. Merci du fond du cœur.

Je voudrais également remercier Pr Ke Wu mon codirecteur de recherche pour ses bonnes indications et explications.

J'exprime ma gratitude à M. Visan Tiberiu qui m'a toujours soutenu tout le long de mon travail de recherche et je le remercie pour ses conseils éveillés.

Je remercie aussi les docteurs Ali Rahal et Olomo Ambroise pour leurs conseils et aides précieuses.

Je remercie les membres du jury Pr Cevdet Akyel et Pr Jean-Jacques Laurin d'avoir participé à évaluer mon mémoire.

Je remercie aussi le personnel technique du laboratoire en la personne de monsieur Jules Gauthier et René Archambault pour leur dévouement au bon déroulement de la recherche.

Finalement, je remercie tous mes collègues et amis du centre de recherche POLY-GRAMES pour leur aide et leur soutien moral.

MERCI

RÉSUMÉ

Ce travail consiste à étudier le comportement non linéaire de la diode à barrières quantiques MSQBV dans la génération de fréquences d'ordre élevé. Appelée Multi Stack Quantum Barrier Varactor, cette diode a un comportement non linéaire telle qu'elle ne génère que les harmoniques impaires. Elle opère sans alimentation en courant continu et sa structure physique est constituée de plusieurs barrières quantiques.

Le but de ce projet est de concevoir un multiplicateur d'ordre cinq et vérifier son comportement à une fréquence de 100 GHz. Les impédances de la diode sont trouvés par la méthode d'équilibrage harmonique. Cette méthode permet d'analyser le comportement des éléments non linéaires aux fréquences et harmoniques désirées. Les résultats de simulations sont comparés aux résultats théoriques obtenus avec une diode Schottky varacteur et une QBV (Quantum Barrier Varactor). Ces résultats montrent que l'efficacité de conversion de la diode peut idéalement atteindre 7 %. Les résultats obtenus sont comparables à ceux obtenus avec les meilleures diodes Schottky et meilleurs que ceux obtenus avec des diodes varacteurs à une seule barrière quantique.

L'avantage de la diode MSQBV est sa capacité d'absorber de grands niveaux de puissances à hautes fréquences. Sa tension de claquage étant située entre 20 V et 24 V, le courant généré en bas de ces tensions est très faible. Ceci lui donne une caractéristique non linéaire capacitive impliquant de faibles pertes de conversion. Les barrières de la diode sont les parties responsables de la grande modulation capacitive de celle-ci.

ABSTRACT

The aim of the project is to study power generation at submillimeter frequencies using a nonlinear diode MSQBV. The Multi Stack Quantum Barrier Varactor has a strong nonlinear behavior and generates only odd harmonics. It operates without DC bias and its physical structure is made up of multiple quantum barriers.

With the knowledge of the MSQBV nonlinearity, the scope of the project is to design a quintupler and to examine its behavior at 100 GHz. The MSQBV impedances (input-output) are obtained using the Harmonic Balance technique which is well-known in the field of research of nonlinear devices. Numerical results will be compared with theoretical predictions obtained for Schottky and QBV diodes. Those results have demonstrated that 7% conversion efficiency can be obtained by the MSQBV under the ideal conditions.

The advantage of the MSQBV diode is its ability to absorb high input power at high frequencies. Its breakdown voltage is between 20 V and 24 V, and the current below this voltage is very weak. Nonlinear capacitance characteristics of this diode imply high conversion efficiency and low conversion loss. The diode barriers are responsible for inducing the capacitive modulation of the diode.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	v
TABLE DES MATIÈRES	vii
LISTE DES FIGURES	ix
LISTE DES TABLEAUX	xii
INTRODUCTION	1
CHAPITRE I MULTIPLICATEURS DE FRÉQUENCES À	
DIODES	3
1.1 Introduction.....	3
1.2 Génération de fréquences.....	7
1.3 Types de multiplicateurs de fréquences.....	9
1.3.1 Multiplicateur à topologie parallèle ou série.....	9
1.3.2 Multiplicateur à topologie antiparallèle et antisérie.....	11
1.3.3 Multiplicateur à pont de diodes.....	14
1.3.4 Autres types de multiplicateurs.....	16
1.4 Conclusion.....	17
CHAPITRE II DIODE À UNE OU PLUSIEURS BARRIÈRES QUANTIQUES	
QBV et MSQBV	19
2.1 Introduction.....	19
2.2 La diode varacteur à barrières quantiques.....	20
2.3 La diode varacteur à multiples barrières quantiques MSQBV.....	25
2.4 Conclusion.....	27

CHAPITRE III CONCEPTION DU MULTIPLICATEUR DE FRÉQUENCES À BASE DE DIODE MSQBV À 20 GHz.....	28
3.1 Introduction.....	28
3.2 Méthode d'équilibrage harmonique.....	30
3.3 Conditions d'optimisations.....	32
3.4 Conception du quintupleur sur MDS.....	33
3.4.1 Modèle électrique équivalent.....	33
3.4.2 Circuit implanté sur le logiciel MDS	37
3.4.3 Recherche des impédances de la diode.....	40
3.4.4 Choix des charges réfléchives.....	40
3.5 Optimisation et résultats des simulations.....	42
3.6 Conclusion.....	52
CHAPITRE IV CONCEPTION DU FILTRE PASSE BAS ET DE LA TRANSITION MICRO RUBAN À GUIDE D'ONDES.....	53
4.1 Introduction.....	53
4.2 Filtre passe-bas.....	54
4.2.1 Modèle électrique.....	56
4.2.2 Modèle en technologie planaire.....	57
4.2.3 Filtre passe-bas à topologie de stubs radiaux.....	62
4.2.4 Résultats des simulations et mesures.....	63
4.3 Résultats des simulations de la transition micro ruban à guide d'ondes.....	67
4.4 Conclusion.....	71
CHAPITRE V CONCLUSION.....	72
RÉFÉRENCES.....	74

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Modèle de la diode varacteur de Burckhardt.....	6
Figure 1.2	Courbes de génération d'harmoniques pour un élément non linéaire (a) réactif (b) résistif.....	8
Figure 1.3	Topologie de multiplicateur (a) en parallèle (b) en série.....	10
Figure 1.4	Diodes montées en connexions antiparallèle.....	11
Figure 1.5	Caractéristique I/V de la topologie antiparallèle.....	12
Figure 1.6	Connexion antiparallèle de deux éléments idéaux.....	13
Figure 1.7	Schéma bloc de la topologie à structures balancées.....	14
Figure 1.8	Bloc de multiplicateur à pont de diodes.....	15
Figure 2.1	Structure du varacteur à barrière quantiques à base de GaAs.....	21
Figure 2.2	Caractéristique I/V et C/V d'une QBV.....	22
Figure 2.3	Structure de la diode QBV et son modèle électrique.....	23
Figure 2.5	Structure et composition de la diode MSQBV à 10 barrières.....	26
Figure 3.1	Circuit du multiplicateur de fréquences.....	29
Figure 3.2	Interprétation de l'équilibrage harmonique.....	31
Figure 3.3	Modèle électrique équivalent du MSQBV.....	34
Figure 3.4	Paramètre S11 de la diode MSQBV de 5 GHz à 40 GHz.....	35
Figure 3.5	Modèle de la diode implanté sur MDS.....	36
Figure 3.6	Circuit du quintupleur idéal implanté sur MDS.....	37
Figure 3.7	Courbe I/V de la diode MSQBV.....	39
Figure 3.8	Circuit détaillé du quintupleur.....	40
Figure 3.9	Adaptation séparée à l'entrée et à la sortie.....	41

Figure 3.10	Variation de la puissance générée en fonction du coefficient de réflexion de la charge.....	44
Figure 3.11	Variation de l'efficacité de conversion en fonction du coefficient de réflexion de la charge.....	44
Figure 3.12	Variation de la puissance générée en fonction de l'impédance de la charge.....	45
Figure 3.13	Variation de l'efficacité de conversion en fonction de l'impédance de la charge.....	45
Figure 3.14	Charges vues par la MSQBV à l'entrée, ($P_{in} = 24$ dBm , $f_{in} = 20$ GHz)...	46
Figure 3.15	Charges vues par la MSQBV à la sortie, ($P_{in} = 24$ dBm, $f_{in} = 20$ GHz)....	47
Figure 3.16	Circuit réel du multiplicateur implanté sur MDS.....	48
Figure 3.17	Masque du circuit du multiplicateur à 100 GHz.....	48
Figure 3.18	Fonction de transfert et efficacité de conversion du quintupleur en bande W.....	49
Figure 3.19	Spectre du signal de sortie.....	50
Figure 3.20	Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la diode.....	51
Figure 4.1	Configurations du filtre passe-bas normalisé.....	56
Figure 4.2	Topologies du filtre passe-bas (a) circuit équivalent (b) stub capacitif filtre passe-bas (c) filtre passe-bas en cascade grande impédance - petite impédance.....	58
Figure 4.3	Filtre passe-bas en technologie planaire à effet de blocage fréquentiel.....	61
Figure 4.4	Topologie du filtre passe-bas en ligne micro ruban.....	62
Figure 4.5	Simulations des paramètres [S] par Momentum du filtre passe-bas.....	64
Figure 4.6	Comparaison entre simulations et mesures du paramètre S11.....	65
Figure 4.7	Comparaison entre simulations et mesures du paramètre S11.....	66
Figure 4.8	Vue tridimensionnelle de la transition micro ruban - guide d'ondes.....	69
Figure 4.9	Vue de haut de la transition.....	69

Figure 4.10	Vue latérale de la transition.....	69
Figure 4.11	Pertes d'insertion de la transition dans le mode dominant.....	70
Figure 4.12	Pertes de réflexion de la transition dans le mode dominant.....	70

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1	Conditions d'opération optimale du quintupleur à 100 GHz.....	43
Tableau 4.1	Dimensions critiques de la transition micro ruban à guide d'ondes.....	68

INTRODUCTION

Dans le monde des communications micro-ondes, le besoin d'oscillateurs locaux à grande stabilité capables de fournir des signaux dans la bande de fréquences Terahertz est de plus en plus grand. La congestion spectrale à basses fréquences a donné suite à plusieurs recherches à des fréquences millimétriques. Actuellement, le point d'intérêt de ces recherches est tourné vers les multiplicateurs de fréquences qui sont reconnus comme étant de très bons générateurs de signaux. Des applications comme l'astronomie, les communications spatiales, point à point et militaires et autres nécessitent dans la plupart des cas, des multiplicateurs de fréquences fournissant des puissances en ondes millimétriques et submillimétriques.

Le but de la recherche est de concevoir un multiplicateur de fréquences utilisant une nouvelle diode à barrières quantiques MSQBV générant de la puissance à 100 GHz. La diode, fabriquée par le laboratoire Philips Microwave, permet de générer la puissance dans la bande de fréquences millimétriques et submillimétriques.

Dans le premier chapitre, on présente une brève introduction sur les différents multiplicateurs de fréquences à diodes existants. Le deuxième chapitre introduit la physique du dispositif non linéaire étudié. Dans ce cas, on introduira les diodes à barrières quantiques telles que les QBV et les MSQBV. Le troisième chapitre sera consacré à la conception du multiplicateur de fréquences. Une analyse théorique sera faite à partir d'éléments idéaux et réels. La méthode de recherche d'impédances de la diode par équilibrage harmonique y est expliquée. Les résultats de simulations sont montrés pour renforcer les études réalisées. Enfin, dans le quatrième chapitre on

discutera la topologie du filtre passe-bas à *stubs* radiaux ainsi que la transition micro ruban à guide d'ondes utilisée pour sélectionner le signal à la sortie.

Une conclusion suivra pour d'une part récapituler le travail effectué et d'autre part donner des recommandations nécessaires pour les travaux futurs.

CHAPITRE I

MULTIPLICATEURS DE FRÉQUENCES À DIODES

1.1 Introduction

Une grande partie des circuits électroniques dans les systèmes de communications micro-ondes est dédiée à la génération de signaux à des fréquences spécifiques. Dans plusieurs de ces cas, la stabilité et le taux minimum de bruit sont requis. Dans ces cas précis on utilise souvent une source très stable à faible fréquence comme l'oscillateur à cristal. Aussi, plusieurs diodes peuvent jouer le rôle de source de puissance par leur comportement non linéaire en générant des harmoniques. Parmi ces diodes, on trouve essentiellement la diode varacteur, la diode SRD (Step Recovery Diode) et la diode Schottky [1] qui sont utilisées dans plusieurs systèmes électroniques de génération de fréquences.

Les diodes, comme n'importe quel composant micro-ondes, sont classées par catégorie. La première catégorie est celle des diodes à effet réactif qui englobent les diodes varacteurs et SRD. Dans cette catégorie on doit préciser que la caractéristique non linéaire de la capacité est responsable dans la génération de fréquences. Les diodes varacteurs sont en premier lieu utilisées pour multiplier le signal par un ordre rarement au dessus de la quatrième harmonique. Les diodes SRD, elles au contraire, sont utilisées pour multiplier des signaux UHF ou micro-ondes à des fréquences d'ordre très grand. Dans les deux cas, les composants sont à bande étroite, ont une bonne efficacité de

conversion et sont faible bruit. Dans la deuxième catégorie, on trouve les diodes à effet résistif et à leur tête les diodes Schottky qui, dans la plupart des cas, sont des multiplicateurs de faible ordre. Les diodes résistives sont souvent moins efficaces que les diodes réactives mais elles sont à large bande. Plus loin encore, il est beaucoup plus facile de développer un multiplicateur à base de diode à effet résistif que celui à base de diode effet réactif car ces dernières sont très sensibles.

Tous les semi-conducteurs résistifs ou réactifs dans les multiplicateurs de fréquences micro-ondes sont essentiellement des éléments qui présentent des conversions. La relation des pertes de conversion utilisée pour caractériser un multiplicateur de fréquences est définie comme le rapport entre la puissance disponible de la source sur la puissance de l'harmonique délivrée à la charge. En général, les pertes de conversion sont exprimées en dB par la formule suivante:

$$L_n = 10 \cdot \log \left[\frac{P_s}{P_n} \right] \quad \text{en db} \quad (1.1)$$

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

$$\eta = \frac{P_n}{P_s} \quad \text{en pourcentage} \quad (1.2)$$

où

P_s : puissance disponible de la source

P_n : puissance de l'harmonique délivrée à la charge

Les diodes à non linéarité résistive suivent la caractéristique décrite par l'équation (1.3). Ces dispositifs sont fabriqués à partir d'un substrat de type n de grande conductivité parce

que la mobilité des électrons dans le dopant de type n est plus grande que celle de type p. Dans les cas des éléments résistifs, on peut approximer l'efficacité de conversion en considérant un circuit idéal par la formule (1.2).

Ceci donne :

$$\eta = \frac{P_n}{P_s} \approx \frac{1}{n^2} \quad (1.3)$$

où n représente le degré de multiplication à l'harmonique désirée.

Les multiplicateurs varacteurs sont souvent représentés par deux catégories : les diodes Schottky varacteurs et les diodes à jonction p-n. La première catégorie est utilisée pour des fréquences autour de 50 GHz et la deuxième pour des fréquences plus basses. L'équation (1.4) exprime la non linéarité capacitive de la jonction p-n.

$$C(v) = \frac{C_{j_0}}{\left(1 - \frac{v}{\phi_b}\right)^\gamma} \quad (1.4)$$

où

v est la tension de la jonction

ϕ_b est la tension de la barrière

C_{j_0} est la capacité de la jonction à une polarisation nulle

γ est le facteur d'idéalité (cette valeur s'approche de 1/2 pour mieux approximer les résultats des mesures)

Dans plusieurs cas, lors de la conception d'un multiplicateur à diode varactor on utilise très souvent les tables de Burckhardt [2] . Ces tables sont des outils très intéressants et nous donnent une idée approximative du comportement de l'élément à non linéarité capacitive. Le modèle varacteur utilisé dans les tables est représenté par la figure 1.1 . Par contre, l'approximation de ce modèle n'est pas valable aux fréquences millimétriques.

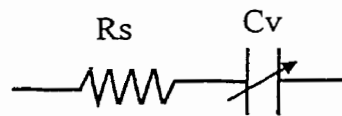


Figure 1.1 Modèle de la diode varacteur de Burckhardt [2]

Dans le cas de la diode SRD qui est reconnue pour sa forte non linéarité, son utilisation se limite aux basses fréquences micro-ondes.

D'autres types de diodes à haute fréquence ont été récemment utilisées dans la conception de multiplicateurs de fréquences millimétriques et sous-millimétriques. On cite dans ce cas, les diodes QBV [3], MSQBV [4] ,bbBNN⁺ [5,6]. Ces diodes présentent de meilleures performances que les diodes classiques. Des tripleurs et quintupleurs de fréquences ont été récemment conçus à partir des diodes QBV pour des fréquences allant de 90 GHz à 187 GHz [7]. Aussi, ces diodes présentent des fréquences de coupure allant jusqu'à 1500 GHz [8].

1.2- Génération de fréquences

La diode est un élément non linéaire qui peut générer des harmoniques. Le principe de génération dépend de l'élément non linéaire (résistif ou réactif) placé dans le circuit. Pour une non linéarité réactive ou capacitive, la charge dépend de la tension appliquée à cet élément

$$Q_c = f_Q(V) \quad (1.5)$$

En développant en série de Taylor la fonction Q/V on trouve :

$$Q(V_o + v) = f_Q(V_o) + C_1 v + C_2 v^2 + C_3 v^3 + \dots \quad (1.6)$$

L'expansion de la caractéristique C/V donne :

$$C(V_o + v) = \gamma_o + \gamma_1 v + \gamma_2 v^2 + \gamma_3 v^3 + \dots \quad (1.7)$$

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

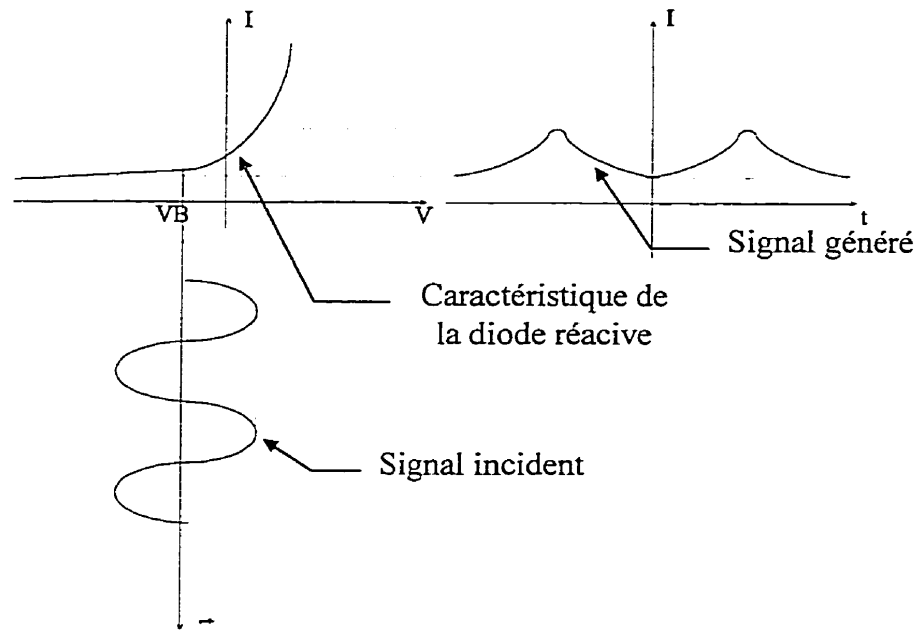
Le même développement est fait pour un élément résistif mais cette fois-ci, c'est le courant qui est fonction de la tension du petit signal et DC injectée. Pour une conductance :

$$I(V_o + v) = f(V_o) + g_1 v + g_2 v^2 + g_3 v^3 + \dots \quad (1.8)$$

L'expansion de la caractéristique G/V donne :

$$G(V_o + v) = \zeta_o + \zeta_1 v + \zeta_2 v^2 + \zeta_3 v^3 + \dots \quad (1.9)$$

Les courbes de la figure 1.3 montrent la génération de signaux aux harmoniques pour un élément capacitif et résistif respectivement.



(a)

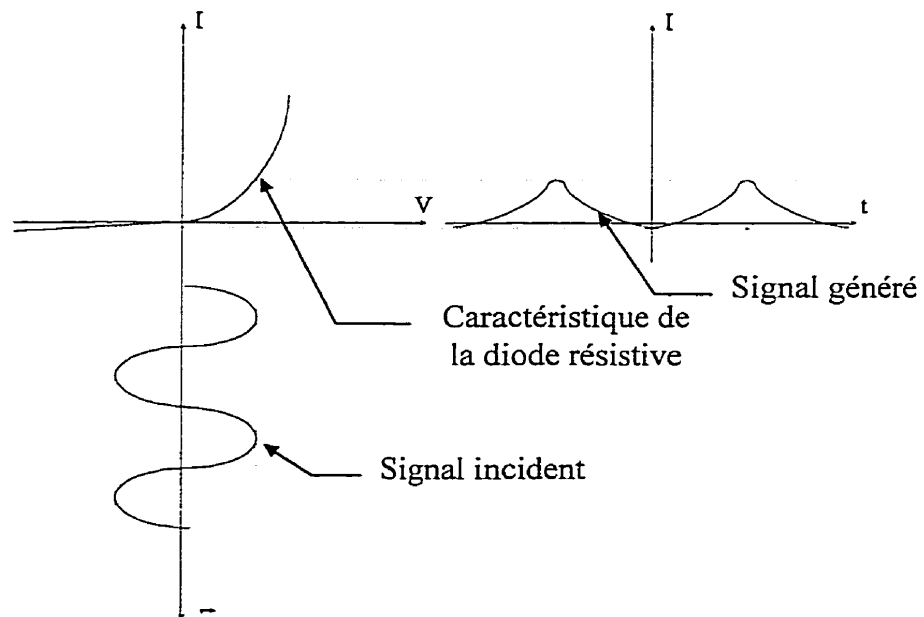


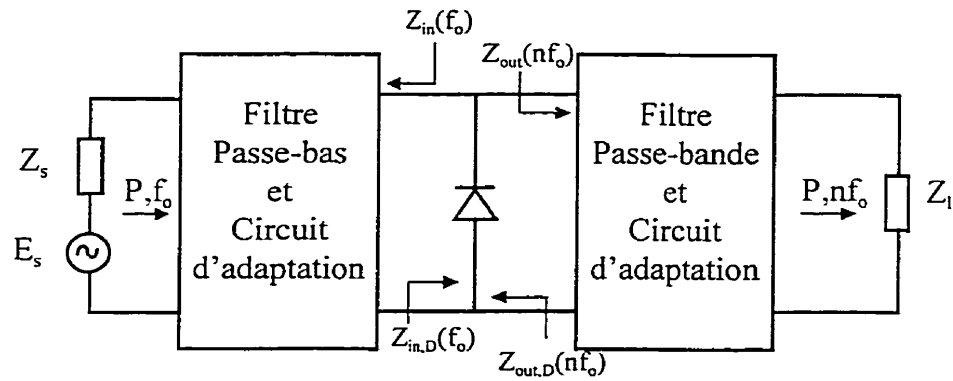
Figure 1.2 Courbes de génération d'harmoniques pour un élément non linéaire (a) réactif (b) résistif

1.3- Types de multiplicateurs de fréquences

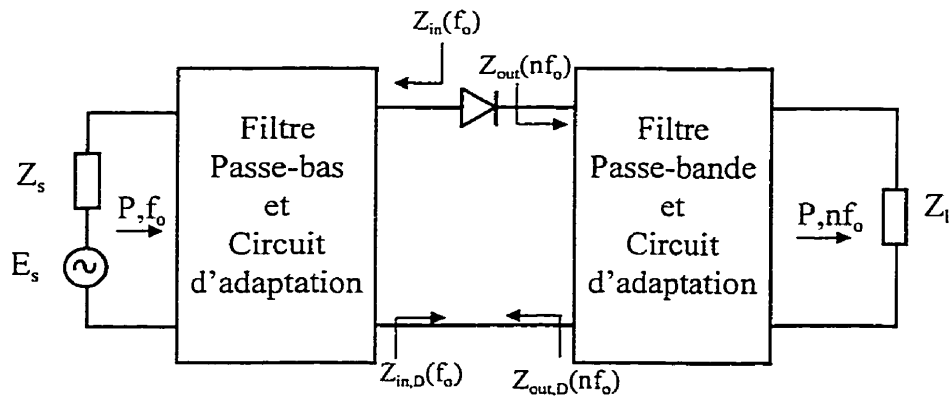
Différentes topologies sont utilisées pour concevoir un multiplicateur de fréquences. Chaque topologie est utilisée selon les performances voulues et l'ordre de multiplication envisagé. Les diodes résistives seront plus pratiques pour un doubleur. Par contre, pour un ordre de multiplication plus grand, il est préférable, afin d'avoir des pertes de conversion moins importantes et une efficacité de conversion supérieure, d'utiliser des diodes à non linéarité capacitive. Aussi, l'usage d'une diode plutôt qu'une autre dépend de la topologie choisie. À titre d'exemple, voici dans ce qui suit, quelques topologies de circuits de multiplicateurs :

1.3.1 Multiplicateur à topologie parallèle ou série

C'est une topologie simple qui consiste à placer l'élément non linéaire en parallèle ou en série avec les autres composants du circuit. Dans le cas des éléments résistifs, la diode est souvent placée en série à cause de son comportement tandis que dans le cas des éléments capacitifs, la topologie parallèle est la plus souvent utilisée. Dans les figure 1.4 (a) et (b), on remarque que l'élément non linéaire est connecté à travers des circuits d'adaptation à l'entrée et à la sortie à la source et à la charge. Le calcul des circuits d'adaptation dépend de l'impédance que présente le dispositif non linéaire à la fréquence d'entrée et aux fréquences de sortie. Pour un doubleur par exemple, il faut adapter le circuit d'adaptation d'entrée à l'impédance du dispositif à f_o et aussi adapter le circuit d'adaptation de sortie à l'impédance du dispositif à $2 f_o$. C'est un processus qui implique la recherche d'impédance que présente l'élément non linéaire aux fréquences d'intérêt.



(a)



(b)

Figure 1.3 : Topologie de multiplicateur (a) en parallèle (b) en série

Pour favoriser la génération maximum de puissance à la fréquence désirée, on doit contrôler les charges à présenter à la diode. Dans le cas d'un multiplicateur d'ordre élevé ($n > 2$). La présence de circuits résonants est primordiale aux fréquences intermédiaires.

Ces circuits appelés *Idlers* présentent des courts-circuits ou circuits ouverts à ces harmoniques aux plans du dispositif non linéaire.

Pour un doubleur ($n=2$), la présence d'Idlers n'est pas nécessaire. Pour maximiser la puissance de sortie il faut respecter les conditions suivantes :

$$1- \Gamma_{in}(f_o) = \Gamma_{in,D}^*(f_o)$$

$$2- \Gamma_{out}(n.f_o) = \Gamma_{out,D}^*(n.f_o)$$

$$3- \Gamma_{in}(m.f_o) = 1\angle 0^\circ \text{ ou } 1\angle 180^\circ \text{ (circuit ouvert ou court-circuit)}$$

$$4- \Gamma_{out}(m.f_o) = 1\angle 0^\circ \text{ ou } 1\angle 180^\circ \text{ (circuit ouvert ou court-circuit)}$$

n représente l'harmonique désirée et m représente les harmoniques indésirables.

1.3.2 Multiplicateur à topologie antiparallèle et antisérie

Les éléments non linéaires sont souvent placés en parallèle ou en série dans le but d'éliminer certaines harmoniques car il est difficile de filtrer les signaux des harmoniques quand ils sont en bande. Cette astuce est surtout utilisée pour avoir une grande largeur de bande. Les circuits les plus connus et utilisés à cette fin sont les interconnexions antiparallèles et antiséries plus communément appelées : interconnexions *push-push*.

La topologie antiparallèle représentée par la figure 1.4 est surtout utilisée pour éliminer les harmoniques paires. La connexion de deux diodes Schottky parfaitement identiques dans une connexion antiparallèle a une caractéristique I/V symétrique comme le montre la figure 1.5.

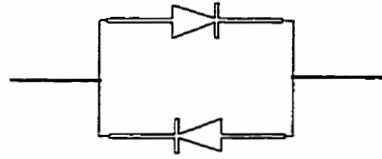


Figure 1.4 Diodes montées en connexions antiparallèle

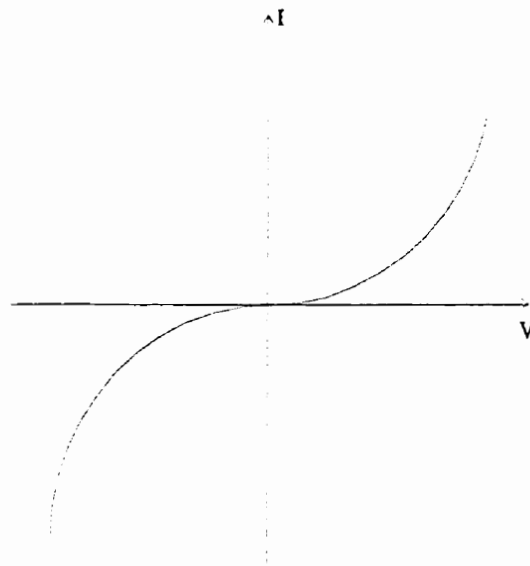


Figure 1.5 : caractéristique I/V de la topologie antiparallèle

L'expansion polynomiale du courant $I(v)$ représenté dans la figure 1.6 ne peut désormais contenir des éléments pairs :

$$I_1 = f(V) = aV + bV^2 + cV^3 + dV^4 + \dots \quad (1.10)$$

et

$$I_2 = -f(-V) = aV - bV^2 + cV^3 - dV^4 + \dots \quad (1.11)$$

Ainsi, le courant à l'extérieur de la boucle n'inclut pas les harmoniques d'ordre pair :

$$I = I_1 + I_2 = 2aV + 2cV^3 + \dots \quad (1.12)$$

Où I représente le courant hors boucle, le courant I_1 circule dans l'élément A et le courant I_2 dans l'élément B comme le montre la figure 1.6.

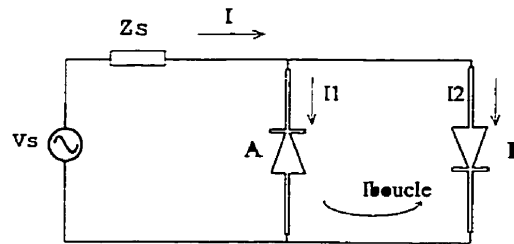


Figure 1.6 : Connexion antiparallèle de deux éléments idéaux

Dans le cas de la topologie antisérie ou à structures balancées, plus souvent utilisée à basse fréquence, deux sources déphasées de 180° alimentent la diode. Les diodes sont placées en série avec le transformateur et ne conduisent pas simultanément. Elles sont déphasées de 180° car quand la première diode conduit, la deuxième ne conduit pas. Cette topologie représentée dans la figure 1.7 permet d'éliminer les harmoniques d'ordre impair et de générer les harmoniques d'ordre pair. Dans le cas de fréquences millimétriques, un circuit hybride 180° prend la place du transformateur. Le spectre de la transformée de Fourier du courant est présentés sous la forme :

$$I_2(n) = I_1(n) \cdot e^{-jn\pi} \quad (1.13)$$

À la fréquence fondamentale et aux harmoniques impaires l'équation devient :

$$I_2(2k+1) = -I_1(2k+1), \quad k = 0,1,2,\dots \quad (1.14)$$

Pour la tension DC et les harmoniques paires l'équation devient

$$I_2(2k) = I_1(2k), \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (1.15)$$

Les équations précédentes montrent qu'à la charge les courants d'ordre impair s'annulent et les courants d'ordre pair s'additionnent.

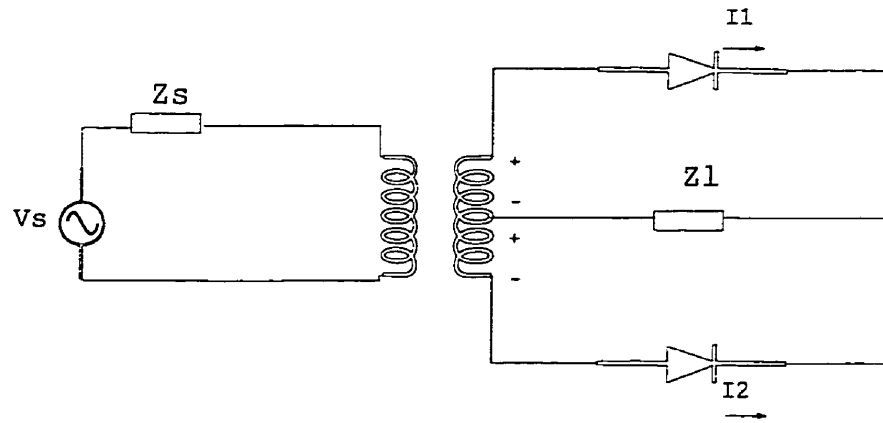


Figure 1.7 : Schéma bloc de la topologie à structures balancées

1.3.3 Multiplicateur à pont de diodes

Le pont de diodes permet de générer un ordre pair d'harmoniques. Le circuit est représenté dans la figure 1.8. Cette topologie a la même propriété que celle de la topologie à structures balancées. Communément appelés baluns, ce circuit est essentiellement utilisé dans les circuits de mélangeurs.

Dans la première période du signal, la branche AC et DB sont en polarisation directe. Au même moment, les branches BC et DA sont en polarisation inverse. La situation est inversée dans la seconde période du signal.

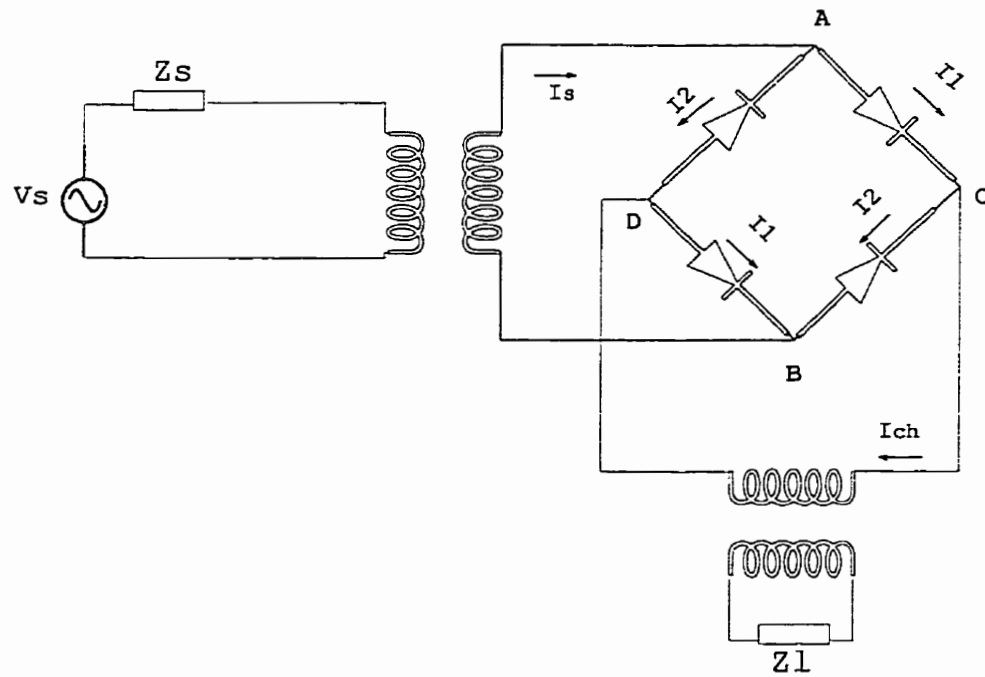


Figure 1.8 : Bloc de multiplicateur à pont de diodes

La relation des séries de Fourier de chaque courant est donnée par :

$$I_2(n) = -I_1(n)e^{-in\pi} \quad (1.16)$$

Pour les harmoniques impaires

$$I_2(2k+1) = I_1(2k+1), \quad k = 0,1,2,\dots \quad (1.17)$$

et pour les harmoniques paires

$$I_2(2k) = -I_1(2k), \quad k = 0,1,2,\dots \quad (1.18)$$

Les courants sont de même phase pour les harmoniques paires et ont des phases opposées pour les harmoniques impaires. Le courant circulant dans la charge est :

$$i_c(t) = i_1(t) - i_2(t) \quad (1.19)$$

En substituant les équations précédentes (1.17) et (1.18) dans l'équation (1.19) on trouve que les composantes impaires s'annulent et les composantes paires s'additionnent. Au même moment, le courant dans la branche de la source est :

$$i_s(t) = i_1(t) + i_2(t) \quad (1.20)$$

Ceci implique que pour la composante impaire de série de Fourier l'équation (1.20) donne :

$$I_s(2k+1) = 2I_1(2k+1) \quad k = 0,1,2,\dots \quad (1.21)$$

et pour la composante paire l'équation donne :

$$I_s(2k) = 0 \quad k = 0,1,2,\dots \quad (1.22)$$

En conclusion, cette topologie permet la génération des harmoniques paires à la charge et les harmoniques impaires à la source.

1.3.4 Autres types de multiplicateurs

D'autres types de multiplicateurs existent mais ne sont toutefois pas aussi populaires que les multiplicateurs à diodes. On cite dans ce cas les multiplicateurs à transistors. Ces multiplicateurs génèrent beaucoup de bruit et ne sont pas utilisés à haute puissance.

Parmi ceux là, on trouve les multiplicateurs à transistors à base de FET et MESFET. Cependant, ces derniers ont quand même un avantage sur les diodes dans la conception en chaîne. Cet avantage se traduit par la grande largeur de bande et leur gain de conversion supérieur à l'unité. Aussi, les multiplicateurs à base de MESFET sont utilisés car ils procurent une bonne efficacité à des signaux à basse puissance. De plus, une structure en chaîne de transistors consomme une faible puissance DC et dissipe moins de chaleur. Ceci présente un grand avantage en comparaison à un récepteur LO utilisant une chaîne de diodes qui lui requiert une puissance importante suivi d'amplificateurs à haut gain. Ces dispositifs utilisent plus de puissance DC que tout le reste du circuit. Les transistors sont faciles à adapter puisque la charge est séparée de la source. Mais leurs désavantages majeurs est le bruit qu'ils génèrent à cause de l'existence de plusieurs éléments parasites.

Depuis quelques années, de nouveaux types de transistors ont été introduits comme multiplicateurs de fréquences. Leurs performances sont très prometteuses en fonction de leur facteur de bruit et de gain. Cette nouvelle gamme de transistors a été récemment introduite dans les technologies micro-ondes grâce aux nouvelles facilités dans les procédés de fabrication en technologies planaires. On cite précisément, la gamme de transistors HEMT (High Electron Mobility Transistor), PHEMT (Pseudomorphic HEMT) et HBT (Heterojunction Bipolar transistor).

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre , on a principalement présenté les différents types de multiplicateurs utilisés, leurs bandes d'utilisation et leurs performances vis-à-vis de l'ordre de multiplication voulue.

Le choix de la topologie à utiliser détermine le choix de l'élément non linéaire à considérer. Aussi, l'importance des harmoniques désirées paires ou impaires intervient dans ce choix. Dans le cas des fréquences millimétriques et sous-millimétriques, le choix du dispositif devient primordial à cause de la fréquence élevée et des pertes de conversion qui deviennent très considérables. Des dispositifs tels que la diode SBV (Single Barrier Varactor) ou QBV (Quantum Barrier Varactor), MSQBV (Multi Stack Quantum Barrier varactor) ont démontré que l'efficacité de conversion est supérieure aux autres dispositifs à cause de leurs structures et leur caractéristiques. Des résultats très intéressants ont été observés dans le cas de la MSQBV dans la conception d'un tripleur de fréquences à 20 GHz. La même diode est utilisée dans le cas d'un quintupleur de fréquences. Ceci sera le thème des chapitres qui suivent.

CHAPITRE II

CARACTÉRISTIQUE DES DIODES À UNE OU PLUSIEURS BARRIÈRES QUANTIQUES

2.1 Introduction

Les systèmes de communications millimétriques sont de plus en plus utilisés pour transmettre et recevoir des signaux à très hautes fréquences. De plus en plus de recherches dans le monde s'intéressent de près ou de loin à ces applications. Des applications comme les systèmes de radiométrie nécessitent des sources qui génèrent des fréquences plus hautes que 100 GHz avec une grande stabilité. Des opérations fiables pour générer ces fréquences comme les techniques de multiplication de fréquences peuvent fournir la stabilité que requiert ces systèmes à ces fréquences. Des multiplicateurs de fréquences qui cependant jouent le rôle de transmetteurs ou oscillateurs locaux.

Pendant un bon moment, la diode Schottky a été un bon générateur de puissance au dessus de 100 GHz. Plusieurs développements sont faits dans des dispositifs à structures planaires afin de réduire la capacité parasite dans une nouvelle conception de la diode. Plusieurs techniques ont été utilisées comme le remplacement du substrat GaAs par le quartz. Toujours est-il que le problème subsiste, le temps de réponse est long ou la résistance série est encore très grande. Aussi, l'efficacité se dégrade facilement à ces fréquences.

Un grand intérêt dans le développement de technologies et dispositifs est né pour la génération de puissance aux fréquences millimétriques et sous-millimétriques. De nouveaux dispositifs découverts et améliorés ont été proposés. Plusieurs d'entre eux sont de conception différente que les diodes les plus connues. Parmi ces diodes, on trouve la diode QBV (Quantum Barrier Varactor) et MSQBV (Multi Stack Quantum Barrier Varactor.)

2.2 La diode varacteur à barrières quantiques

Avant d'aborder l'étude des caractéristiques de la diode varacteur à multiples barrières quantiques MSQBV, il est préférable d'introduire les caractéristiques de la diode varacteur à simple barrière quantique QBV. Cette diode fait partie de la famille des diodes à hétérostructure. Elle est constituée de plusieurs couches dopantes séparées par une barrière non dopée. La structure de forme cylindrique de la diode est présentée à la figure 2.1. Elle a été développée par Kolleberg et al [9]. Ce nouveau dispositif nouvellement découvert grâce aux intenses efforts dans le développement de l'état solide des sources sous-millimétriques a une caractéristique antisymétrique en I/V et symétrique en C/V comme présentées à la figure 2.2. En contrôlant la longueur et la hauteur de la barrière pour diminuer le courant de conduction dans un grand intervalle de tension, on peut contrôler la capacité responsable de la génération d'harmoniques. D'autre part, la diode QBV conserve sa caractéristique non linéaire à des tensions plus élevées de sorte que la tension de claquage et les courants parasites sont retardés pour de plus grandes tensions. Ceci est bénéfique quand on sait que l'élément résistif a une efficacité de conversion de $1/n^2$. En utilisant une capacité non linéaire de grande pureté, toute la puissance de l'entrée devrait se retrouver à la sortie.

Il y a plusieurs type de diodes varacteurs à barrières quantiques à différents dopants. La diode QBV étudiée par Krishnamurthi et al [10] est constituée de plusieurs couches juxtaposées. Elle emmagasine la charge dans une structure à semi-conducteurs constituée de deux zones symétriques GaAs dopées et séparées par une mince barrière quantique. La barrière est une couche non dopée d'AlGaAs entourée de deux couches de GaAs non dopées.

Le niveau d'énergie des porteurs de charges diffère d'une couche à l'autre. Dans la barrière, zone non dopée, l'énergie des porteurs de charge est très faible. Par contre, dans les zones dopées l'énergie nécessaire pour que l'électron puisse circuler est très faible.

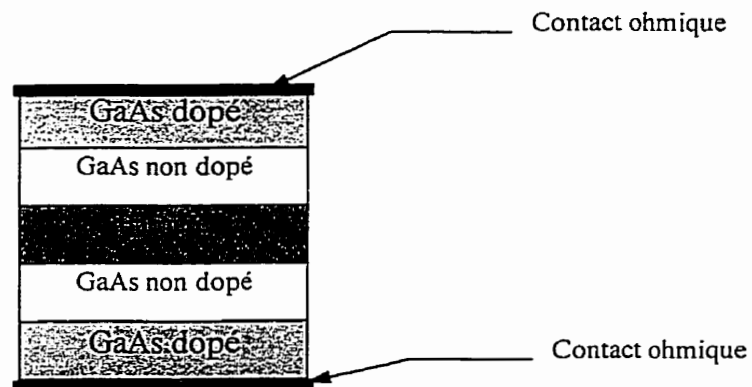


Figure 2.1 Structure du varacteur à barrière quantiques à base de GaAs

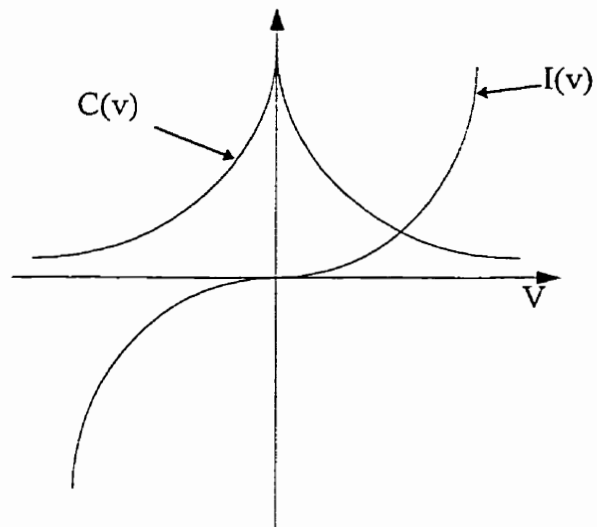


Figure 2.2 Caractéristique I-V et C-V d'une QBV

La composition de la structure de la diode QBV est telle que le niveau d'énergie des porteurs est différent d'une couche à l'autre. Les porteurs de charge dans une couche spécifique, à différentes tensions appliquées entre la cathode et l'anode, restent bloqués jusqu'à ce qu'ils atteignent l'énergie minimum qui leur permet de dépasser la zone de blocage. C'est ainsi qu'une zone d'appauvrissement correspondant à une capacité variante est formée. La variation des charges détermine la valeur de la capacité variante. Cette capacité détermine le caractère non linéaire de la diode tout en dépendant du large signal appliqué.

Pour améliorer le comportement de la diode QBV, plusieurs techniques sont possibles : varier les matériaux pour former des barrières plus élevées [10] ou utiliser une diode à plusieurs barrières quantiques. Comme on le sait, les courants de conduction parasites

réduisent les performances de la diode car l'effet résistif de la diode affecte son efficacité de conversion. Aussi pour améliorer cette même efficacité de conversion, il est primordial de présenter une large non linéarité réactive. Ce qui veut dire que la modulation capacitive de la diode doit être très grande. Dans leurs études Reddy et Neirkik [11] ont démontré qu'en variant les types de matériaux dans les différentes couches constituant la structure de la diode pour plusieurs dopages, on peut atteindre une structure optimale présentant d'excellents caractéristiques de blocage de courant. Dans les cas optimaux le ratio C_{\max} / C_{\min} varie de quatre à six fois.

Plusieurs simulations ont été faites pour déterminer le modèle équivalent de la diode QBV. Ce modèle est nécessaire pour étudier et prévoir le comportement de la diode à l'aide de plusieurs logiciels de conception et simulation tels que MDS. Le modèle équivalent de la diode QBV est présentée à la figure suivante :

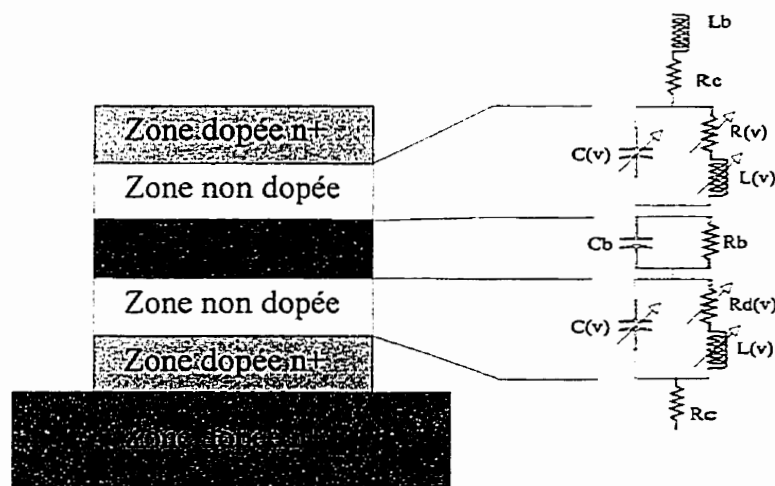


Figure 2.4 Structure de la diode QBV et son modèle électrique

En négligeant certains paramètres tels que les pertes d'accumulation de charges la capacité de la diode peut être approximée par la relation suivante:

$$C = \frac{\varepsilon_b \cdot \varepsilon_d \cdot A}{\varepsilon_b \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon_d}{q \cdot N_d} \cdot v_d} + \varepsilon_d \cdot W} \quad (2.1)$$

où :

ε_b est la permittivité de la zone de la barrière

ε_d est la permittivité de la zone d'appauvrissement

A est la surface des couches

v_d tension dans la zone d'appauvrissement

W est la hauteur de la région d'appauvrissement

q est la charge d'un porteur d'un électron

Cette capacité peut être approximée par la somme des capacités de la zone d'appauvrissement et de la barrière en série représenté par la formule :

$$C = \frac{\varepsilon \cdot A}{d}$$

où

ε représente la permittivité du milieu.

A aire entre deux plaques séparant les charges

d distance entre les plaques

La barrière est la zone qui détermine les performances de la diode. Une barrière bien fabriquée fera en sorte que les courants de conduction seront diminués et les variations

de la capacité augmentées. Cela détermine le comportement capacitif de la diode. Plusieurs topologies ont été proposées pour faciliter les contraintes de fabrication car en deçà d'une valeur limite les contraintes de fabrication sont de plus en plus élevées. D'où l'idée de fabriquer une diode varacteur à plusieurs barrières quantiques.

2.3 La diode varacteur à multiples barrières quantiques

La structure de la diode MSQBV est une réplique de plusieurs diode QBV placées en série. Sa structure montre que le nombre de couches qui la constitue est plus grand que celle de la QBV. Elle est constituée de plusieurs couches séparées par un nombre défini de barrières n . La diode MSQBV a été découverte grâce à une technique pour améliorer le comportement non linéaire de la diode et pour avoir un meilleur facteur de qualité. En ajoutant un certain nombre de barrières, on affecte la tension maximale de claquage tout en augmentant la non linéarité de la capacité et en diminuant les courants de conduction circulant dans les semi-conducteurs. L'augmentation de la résistance interne est compensée en affectant le niveau de dopage. Dans ce cas, la tension de claquage est très élevée pouvant facilement dépasser 20 V. Aussi, la fréquence de coupure dynamique calculée démontre que ces diodes s'adaptent très bien à des fréquences millimétriques et sous-millimétriques. Cette fréquence a été évaluée à 1.56 THz selon la relation suivante :

$$F = \frac{1}{2\pi R_y} \left(\frac{1}{C_{\min}} - \frac{1}{C_{\max}} \right) \quad (2.2)$$

Les diodes MSQBV utilisées dans ce projet sont fabriquées chez Phillips Microwave. Les différentes couches sont déposées sur un substrat en InP (100) dope n+ [12]. La couche métallique formant le contact ohmique est constituée du matériau TiPtAu. Cette diode est constituée de 10 barrières quantiques séparant les différentes couches. La barrière est formée de InGaAS/InAlAs/InGaAS.

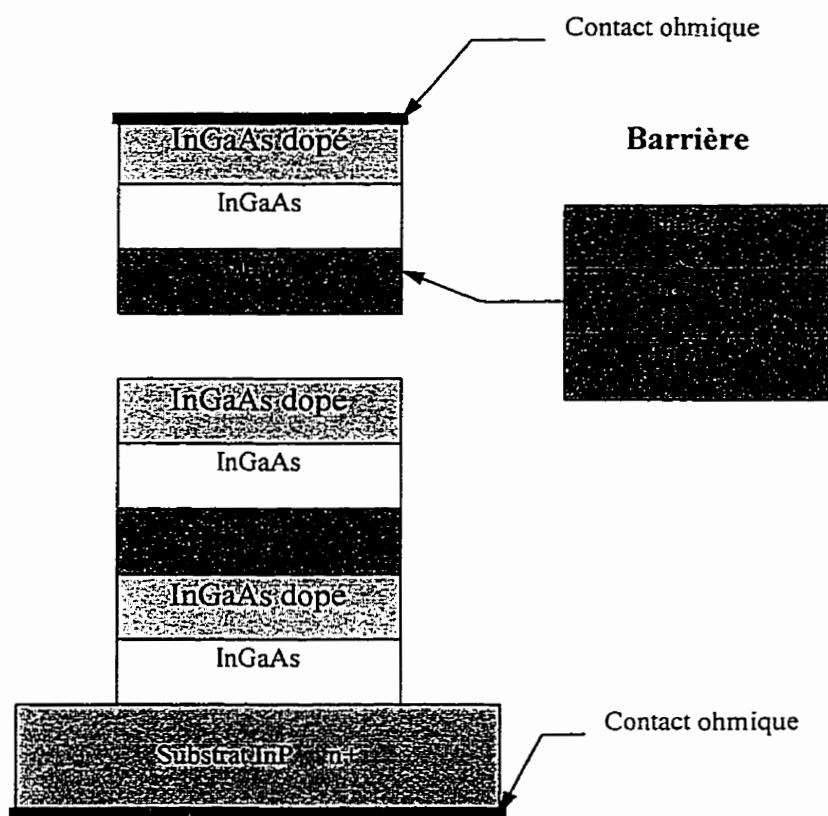


Figure 2.5: Structure et composition de la diode MSQBV à 10 barrières

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons principalement introduit les caractéristiques des diodes QBV et MSQBV. Ces diodes présentent des comportements non linéaires réactifs pour des applications millimétriques. On a vu la nécessité de diminuer les courants de conduction et les effets des résistances internes de la diode pour permettre à celle-ci de fournir un bien meilleur coefficient de conversion. Dans ce cas, la puissance de sortie à très hautes fréquences est plus élevée que dans n'importe quelle autre application. Aussi, les performances de la QBV sont limitées par les contraintes de fabrication pour des performances très élevées. Pour cela, la conception des diodes MSQBV est nécessaire. Celle ci fournit de meilleures performances en ajoutant plus de barrières quantiques. Les courants de conduction sont très faibles pour la même valeur de capacité. À partir de ces résultats, les chapitres qui suivent donnent une idée sur la génération de la cinquième harmonique à une fréquence de 100 GHz à partir d'un modèle électrique représentant au mieux le comportement de la MSQBV [13].

CHAPITRE III

CONCEPTION DU MULTIPLICATEUR D'ORDRE CINQ À BASE DE DIODE MSQBV À UNE FRÉQUENCE DE SOURCE 20 GHZ

3.1 Introduction

Les outils de conception assistée par ordinateur CAO sont des moyens efficaces pour représenter le comportement d'un dispositif quelconque. Des logiciels de conception et de simulation tels que MDS¹, LIBRA et SPICE offrent des méthodes d'analyse et de résolution de systèmes très performantes et présentent une étape essentielle dans la conception de circuits intégrés dans les technologies MHMIC et MMIC. Avec ces simulations, on pourrait prévoir le comportement du multiplicateur en régime permanent.

Une grande majorité des modèles implantés dans ces logiciels sont des modèles empiriques construits à partir des mesures. Ces derniers sont choisis pour la facilité de l'analyse et s'approchent très bien des modèles physiques équivalents.

Tout circuit contenant un dispositif non linéaire nécessite une attention particulière lors de la conception. Les simulations de la matrice de dispersion [S] utilisées surtout pour des simulations à petit signal sont des outils nécessaires, certes, mais pas suffisant car le comportement à grand signal du dispositif non linéaire diffère énormément du

¹ Software de HP EEsof

comportement à petit signal. Deux méthodes sont possibles pour la résolution des circuits non linéaires : La méthode temporelle et la méthode d'équilibrage harmonique.

Dans le chapitre qui suit, nous allons présenter les composants du circuit et les résultats des simulations et mesures du quintupleur de fréquences pour une fréquence d'entrée de 20 GHz. Aussi, on présentera l'efficacité de conversion globale du circuit à une puissance d'entrée de 24 dBm. Le schéma de la topologie du circuit de multiplicateur de fréquences à concevoir est montrée à la figure 3.1. Ce circuit représente un élément non linéaire connecté à la source et à la charge par le biais d'éléments passifs linéaires qui ne dépendent que de la fréquence. Ces éléments représentent des filtres et des circuits d'adaptation et doivent présenter au plan d'entrée et de sortie de l'élément non linéaire des impédances conjuguées à ceux de la diode faisant en sorte que la puissance générée à la sortie soit maximale.

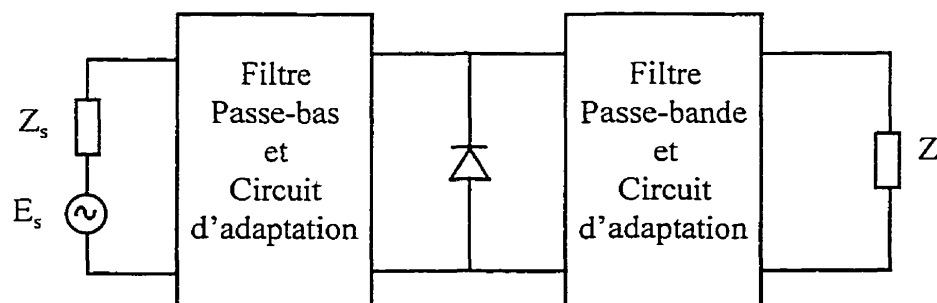


Figure 3.1 Circuit du multiplicateur de fréquences

Pour que la puissance à la sortie du quintupleur soit maximale, il faut respecter certaines conditions. Parmi celles ci, il faut adapter l'élément non linéaire et présenter des charges réfléchissantes (*idlers*) aux fréquences indésirables à l'entrée et à la sortie de la diode.

Ces charges sont incorporées dans les circuits d'entrée et de sortie. Le circuit à l'entrée est représenté par un filtre passe-bas de fréquence de coupure de 35 GHz et un circuit d'adaptation. Le circuit de sortie est composé d'un circuit d'adaptation et d'une transition micro-ruban à guide d'ondes à 100 GHz.

3.2 Méthode d'équilibrage harmonique

L'analyse temporelle des éléments linéaires et non linéaires du circuit nécessitent la connaissance des équations différentielles correspondant à chaque élément. Dans le cas de certains éléments électrique tels que les résistance, les condensateurs et les bobines, l'analyse n'est pas très compliquée. Par contre, les éléments distribués, les discontinuités et les lignes de transmissions rendent l'étude beaucoup plus complexe. Ces derniers cas remettent en question la possibilité d'utiliser ce type d'analyse.

La méthode d'équilibrage harmonique [14] est une alternative intéressante pour étudier le comportement non linéaire d'un dispositif quelconque . La figure 3.2 présente un circuit non linéaire micro-onde divisé en parties linéaires et parties non linéaires tout en supposant que les impédances de la source et de la charge sont incluses dans les parties linéaires du circuit. La méthode de résolution est basée sur plusieurs algorithmes. En somme, la technique utilisée par cette méthode permet d'analyser les parties linéaires par la résolution des paramètres S, Y et Z et les parties non linéaires dans le domaine temporel. Après cela, la transformée de Fourier sont utilisée pour translater les résultats dans le domaine fréquentiel .

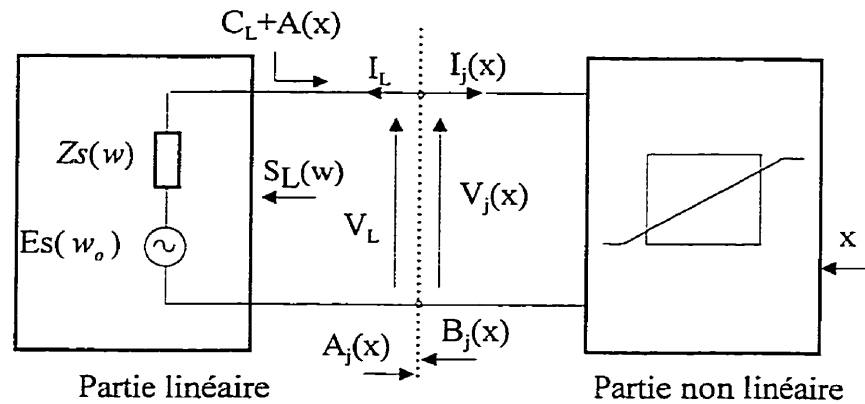


Figure 3.2 Interprétation de l'équilibrage harmonique

On doit noter que les lois de Kirchoff doivent être respectées pour toutes les harmoniques. Ceci veut dire que :

$$I_L = -I_j(x) \text{ et } V_j(x) = V_L$$

où

I_L est le courant dans la branche linéaire

$I_j(x)$ est le courant dans la branche non linéaire

V_L tension de la branche linéaire

$V_j(x)$ tension de la partie non linéaire

$A_j(x)$ et $B_j(x)$ représentent les ondes incidentes et réfléchies au plan de référence respectivement.

La méthode d'équilibrage harmonique consiste à minimiser la fonction d'erreur dans le domaine fréquentiel définie par l'équation suivante :

$$F(x) = A(x) = \frac{1}{2\sqrt{R_o}}(1 - S_L) \cdot V_j(x) + \frac{\sqrt{R_o}}{2}(1 - S_L) \cdot I_j(x) - C_L \quad (3.1)$$

S_L représente les réflexions du circuit à chaque harmonique

C_L représente l'onde d'excitation provenant de la source

La résolution des courants $i_j(t)$ et $v_j(t)$ se fait dans le domaine temporel. À l'aide de la transformée de Fourier, on trouve les composants fréquentiels de la série de Fourier des signaux :

$$I_j(x) = FFT(i(t)) \text{ et } V_j(x) = FFT(v(t))$$

La convergence de la fonction d'erreur implique une bonne approximation des valeurs de départ. Pour cela, une procédure d'essai-erreur est nécessaire afin de trouver les bonnes valeurs initiales.

3.3 Conditions d'optimisations

Pour garantir la convergence des simulations, certaines conditions s'imposent. La méthode d'équilibrage harmonique consiste en la recherche d'un vecteur V_j tel que pour chaque harmonique générée, la tension du noeud demeure la même. Les racines de la fonction d'erreur respectent cette condition. Sur MDS, la méthode de Newton Raphson est implantée pour résoudre le Jacobien de la fonction d'erreur. Cette méthode nécessite le respect des conditions suivantes

- 1- Bien estimer la tension $V_j(t)$ initiale
- 2- La fonction d'erreur doit être continue car le jacobien consiste à dériver la fonction d'erreur.
- 3- Le résultat doit avoir des valeurs uniques

le seul désavantage de cette technique est qu'elle consomme beaucoup de ressources en mémoire et que le résultat n'est pas nécessairement bon dans le cas d'un mauvais choix de valeurs initiales. Mais pour un choix judicieux, les résultats sont toujours garantis. Aussi, il existe plusieurs méthodes pour minimiser le temps de résolution de matrices et pour obtenir d'aussi bons résultats [15].

3.4 Conception du quintupleur sur MDS

La topologie du quintupleur utilisé pour la conception est la même que présentée précédemment à la figure 3.1. La première étape consiste à intégrer à partir des mesures effectuées le modèle électrique de la diode sur MDS. Cette étape a été réalisée par Ali Rahal et expliquée dans sa thèse [13]. La deuxième étape consiste à adapter la diode, concevoir les circuits passifs et finalement simuler le circuit au complet. Des mesures renforceront les résultats obtenus à l'aide des simulations

3.4.1 Modèle électrique équivalent

Le modèle électrique équivalent de la diode MSQBV est montré à la figure 3.3. Ce modèle consiste essentiellement en deux éléments non linéaires en parallèle : une capacité non linéaire $C_d(v)$ et une résistance non linéaire $R_d(v)$. D'autres éléments composent le modèle de la diode tels la résistance R_s en série, la capacité parasite en parallèle C_p , la bobine L_b et la résistance R_b . La ligne à délai est une ligne micro ruban qui approxime le comportement de la diode pour des fréquences supérieures à 30 GHz. Pour sa faible variation à différentes polarisation elle a été choisie égale à 9 mil. Aussi, la ligne ne résonne pas à 100 GHz.

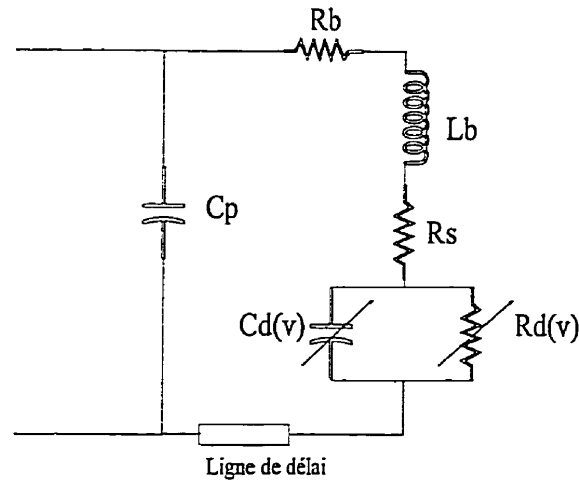


Figure 3.3 Modèle électrique équivalent du MSQBV

Certaines valeurs de ces éléments ont été directement mesurées, d'autres ont été extraites à partir de la matrice de dispersion [S]. À partir de ces mesures, on a extrapolé le modèle pour qu'il soit opérationnel à 100 GHz. Les mesures ont été réalisées dans la bande 5 GHz à 40 GHz et sont montrées à la figure 3.4 [13]. Cette pratique est très utilisée pour permettre de prévoir le comportement de la diode à hautes fréquences. La résistance R_s a été choisie à 1.3Ω pour sa faible variance entre 0.9 et 1.3Ω . Les inductances L_b et la résistance R_b représentent l'effet du fil de connexion. Elles ont été déduites à partir de mesures de paramètres [S] effectuées sur le fil de connexion. La capacité C_p a été déduite en mesurant la capacité non active. La capacité variable $C_d(v)$ a été trouvée en mesurant les paramètres [S] pour différentes valeurs de tensions entre 0 et 24 V à 0.5V d'intervalles. La résistance $R_d(v)$ a été facilement déduite en injectant des courants continus à différentes valeurs. Les mesures ont été faites à faible puissance pour avoir de bonnes précisions. La figure 3.5 montre le modèle implanté sur MDS

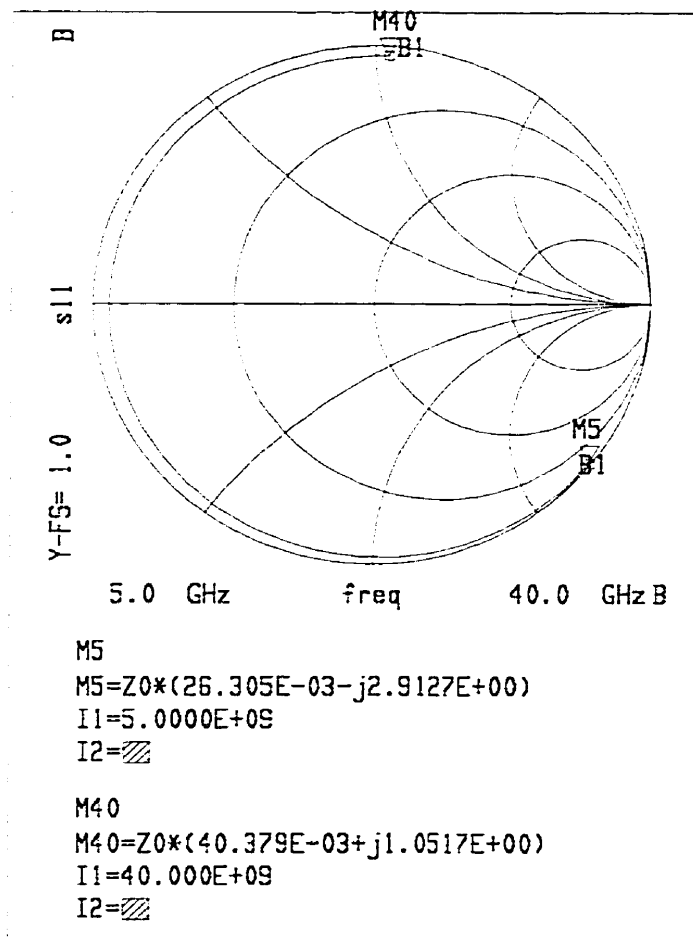
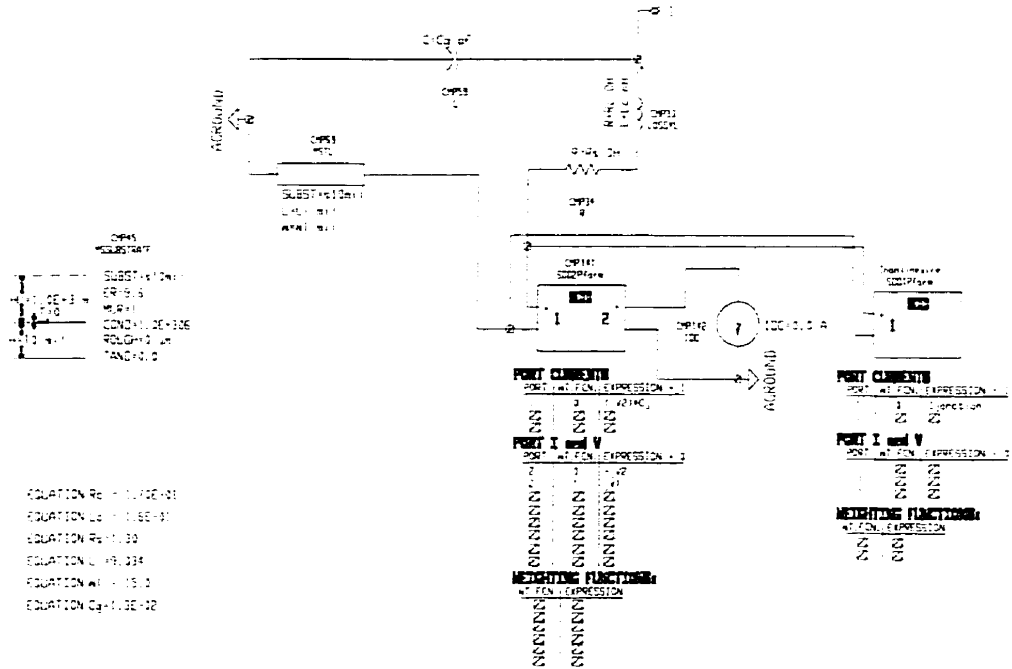


Figure 3.4 Paramètre S11 de la diode MSQBV de 5 GHz à 40 GHz

Electrical equivalent model of the MS_GBV. The parameters are extracted from the EIS data, and the DC measurements.



Cet arrangement pour l'expo. c'est pour éviter un over flow.

Figure 3.5 Modèle de la diode implanté sur MDS

3.4.2 Circuit du multiplicateur implanté sur le logiciel MDS

Dans le circuit de la figure 3.6, le bloc «Match_ent» est un isolateur à charge variable qui sert à adapter la diode à l'entrée. Le bloc «Filtre_ent» représente un filtre passe-bas idéal combiné aux charges circuits ouverts à l'entrée pour la troisième et la cinquième harmonique. Ces deux blocs représentent le circuit d'entrée. Le circuit de sortie est composé du bloc «Filtre_sort» qui est un filtre passe bande idéal centré à 100GHz et du bloc d'impédance «Zsort» représentant l'impédance variable de sortie.

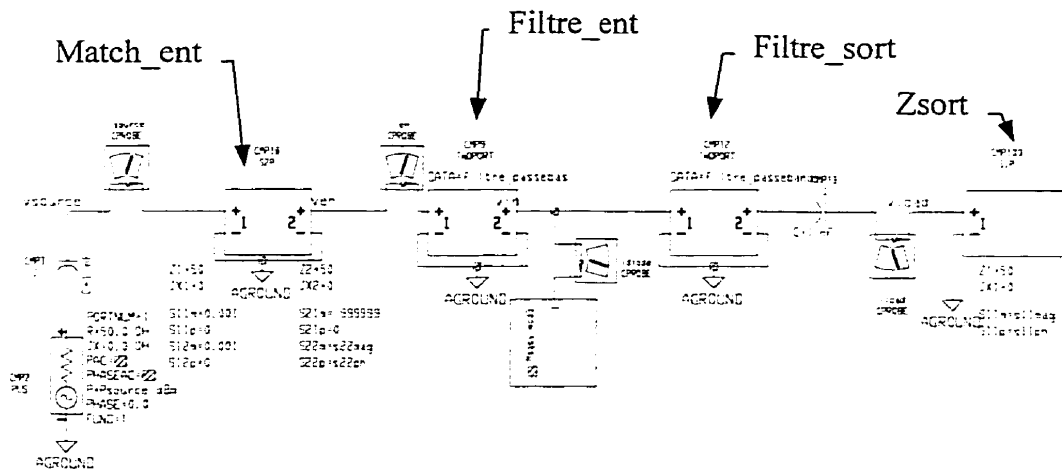


Figure 3.6 Circuit du quintupleur idéal implanté sur MDS

Le bloc de la diode représente deux équations qui ont été développées à partir des mesures et qui expriment le comportement de la diode. Les équations I-V et C-V sont des équations polynomiales. Pour joindre les différentes valeurs de la courbe I-V, il a fallu utiliser une interpolation polynomiale entre les différentes valeurs. L'expansion du

polynôme d'ordre cinq est:

$$I_j(v) = 6.41e^{-7} \cdot v + 5.65e^{-8} \cdot v^3 + 9.813e^{-11} v^5 \quad (3.12)$$

Aussi, la caractéristique C-V de la diode est approximée par une interpolation Gaussienne :

$$C_j(v) = 0.07 + \left(\frac{0.71}{e^{av} + e^{-av}} \right)^2 \quad (3.13)$$

où $a = 0.15$

Pour ce circuit, les conditions d'optimisations sont les suivantes :

- 1- La puissance à la fondamentale doit être positive.
- 2- La puissance a la cinquième harmonique doit être négative, car cette puissance est générée. Au plus, elle doit être égale à la puissance absorbée au plan de la diode.
- 3- La tension au plan de la diode V_{br} ne doit pas dépasser la tension de claquage 22V .

La puissance est une relation entre la tension et le courant appliquée à un plan donné. Elle est représentée par la relation suivante :

$$P(n.f_o) = \frac{1}{2} \cdot [\text{Re}(V(n.f_o) * I^*(n.f_o))] \quad \text{où } n=1,2,3,4,5... \quad (4.1)$$

Dans le cas de la diode MSQBV, les harmoniques paires ne sont pas générées à cause de la caractéristique impaire de la diode. Les puissances générées sont celles de la fondamentale, la troisième harmonique, la cinquième harmonique, etc.

La relation I-V est montrée à la figure 3.7. Cette courbe montre bien la caractéristique à symétrie impaire de la diode. Cette courbe est tirée des résultats de simulations de la diode interpolés à partir des mesures à courant continu effectuées sur la diode à différents points de polarisations.

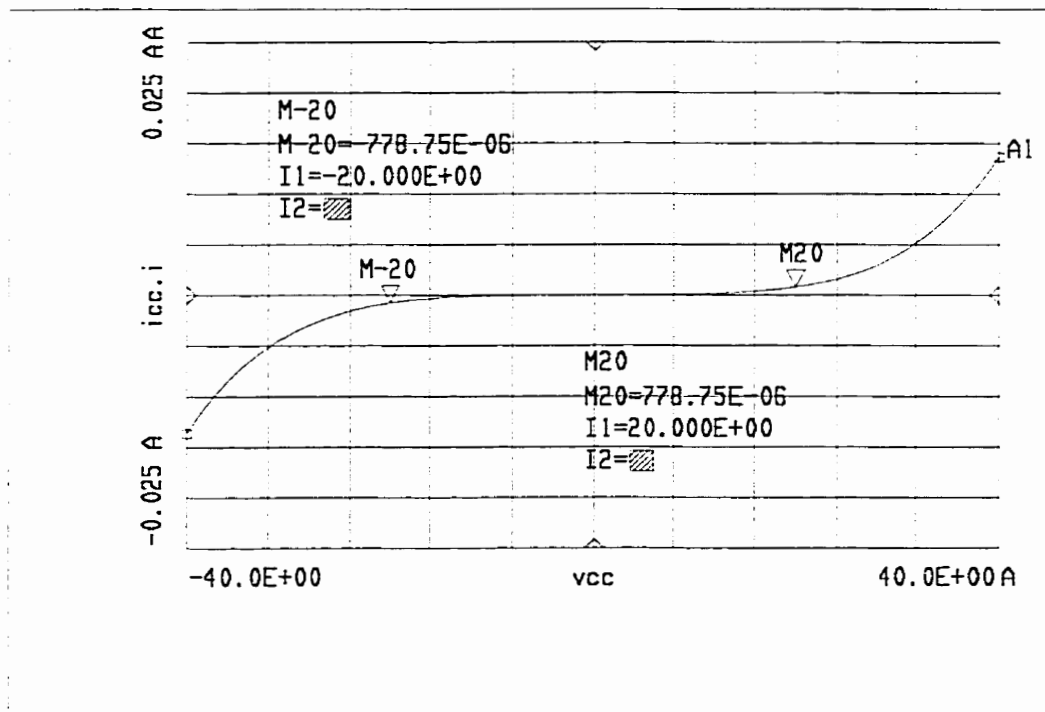


Figure 3.7 Courbe I-V de la diode MSQBV

3.4.3 Recherche des impédances de la diode

La recherche des impédances est une étape essentielle pour trouver la puissance maximale à la sortie de la diode. Cette étape, comme on l'a déjà mentionné, consiste à adapter la diode à l'entrée et à la sortie pour les différentes fréquences impliquées. Dans notre cas, l'adaptation s'arrête à la cinquième harmonique à cause de la faible puissance générée à la septième harmonique. Dans l'optimisation sur MDS, plusieurs simulations sont effectuées pour trouver les valeurs initiales. À cette fin, on va séparer le circuit en deux parties tout en supposant que la première partie n'interagit pas sur l'autre. De cette façon, on peut facilement établir de bonnes valeurs de départ pour l'optimisation.

3.4.4 Choix des charges réfléchissantes

La figure 3.8 présente les charges réfléchissantes (*idlers*) à considérer. Ce sont des charges aux différentes fréquences intermédiaires. Une charge réfléchissante est par définition un circuit résonnant en court-circuit ou circuit ouvert. Dans ces deux cas, l'énergie n'est pas dissipée mais conservée. Une charge réfléchissante en circuit ouvert empêche le courant de se dissiper dans les résistances du circuit. Par contre, en court-circuit le courant passe à la masse. De cette façon la puissance est conservée.

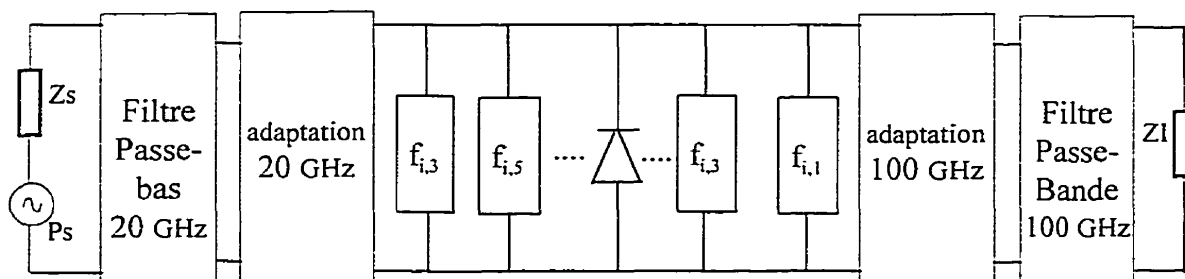


Figure 3.8 Circuit détaillé du quintupleur

Dans notre cas, après avoir adapté la diode à 20 GHz à l'entrée et 100 GHz à la sortie trois possibilités existent :

- 1- Les charges sont courts-circuits pour les harmoniques à 60 GHz et 140 GHz
- 2- Les charges sont circuits ouverts à 60 GHz et 140 GHz
- 3- Les charges sont courts-circuits à 60 GHz à l'entrée et 140 GHz à la sortie et vice versa

En théorie, présenter un circuit résonnant court-circuit ou circuit ouvert représentent le choix optimal pour avoir une puissance maximale à la sortie. Pour la sortie, on a remarqué que le choix de charge court-circuit n'est pas un choix idéal, par contre la charge circuit ouvert présente le choix optimal pour un maximum de puissance. Les résultats sont présentés pour le deuxième cas car l'efficacité de conversion a été supérieure aux autres cas. Notons aussi, qu'on a négligé l'effet de la septième harmonique vu que le niveau du signal généré est trop faible.

Aussi, on a adopté la technique d'adaptation séparée à l'entrée et à la sortie. Ceci simplifie considérablement l'étape d'optimisation. La figure 3.9 présente la topologie considérée dans l'adaptation de la diode.

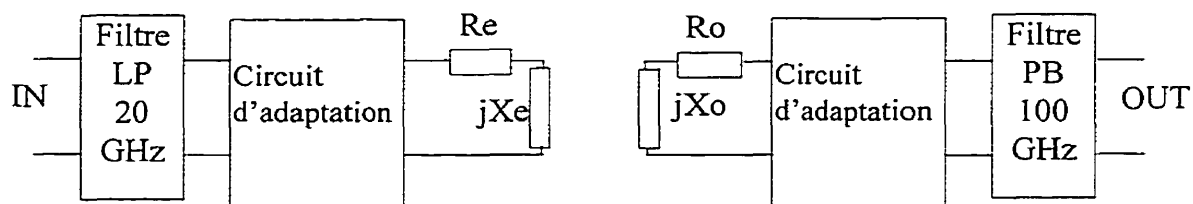


Figure 3.9 Adaptation séparée à l'entrée et à la sortie

3.5 Optimisation et résultats des simulations

Avant de faire une optimisation source pull load pull, il faut procéder par étapes. Des éléments idéaux sont utilisés dans le circuit de la figure 3.6 pour faciliter la recherche des impédances de la diode. Après cela, chaque élément idéal est remplacé par son équivalent réel. Pour que la solution converge vers des valeurs idéales, il faut procéder d'abord à un balayage des coefficients de réflexions de l'entrée et de la sortie vues par la diode. Cette opération nous a permis de conclure que la puissance de sortie est maximale lorsque l'impédance de la charge est très faible. Les figures 3.10 et 3.11 présentent respectivement la variation de la puissance de sortie et l'efficacité de conversion en fonction du coefficient de réflexion de la charge. Les figures 3.12 et 3.13 montrent la variation de la puissance de sortie et l'efficacité de conversion en fonction de l'impédance de la charge. Ces figures montrent qu'en théorie et en respectant les conditions de stabilité de la diode, l'efficacité de conversion globale du circuit peut atteindre théoriquement 7 % avec une puissance de sortie de 17.6mW.

Après avoir balayé le comportement de la diode MSQBV dans un environnement idéal, les impédances de la diode ont été déduites à l'aide d'une optimisation source pull load pull numérique. La méthode consiste à optimiser les valeurs initiales simultanément pour le circuit d'entrée et le circuit de sortie. Les figures 3.14 et 3.15 montrent les charges vues par la diode à l'entrée et à la sortie.

Le circuit de la figure 3.16 montre les blocs réels utilisés dans la simulation. Ces blocs ont été conçus par les logiciels Momentum et HFSS. La réalisation du circuit est faite en circuit planaire comme le montre la figure 3.17. Les circuits d'adaptation ont été réalisés pour l'entrée en utilisant un circuit à double stub pour adapter l'impédance d'entrée de la diode. Pour la sortie, on a choisi un circuit d'adaptation utilisant des transformateurs d'impédances de quart de longueur d'onde. L'isolation entre l'entrée et la sortie est

réalisée à l'aides de filtres passe-bas à l'entrée et d'une transition à la sortie. Les charges réfléchissantes ont été tous réalisés en circuit ouvert et sont intégrés dans le circuit. Ce même circuit a été réalisé en utilisant des lignes micro rubans de 5 mil d'épaisseur montées sur un substrat en Alumine ($\epsilon_r = 9.9$ mil). Le tout utilise le procédé de fabrication MHMIC du laboratoire Poly-Grames..

La figure 3.18 montre la fonction de transfert et l'efficacité de conversion globale et intrinsèque de la diode. Cette même courbe montre qu'en omettant les pertes dans le circuit, l'efficacité de la diode serait de 3.16% avec une puissance de sortie égale à 9dBm.

La figure 3.19 présente le spectre de puissance à la sortie du guide d'ondes WR10. On remarque que les harmoniques indésirables sont grandement atténuées. Une puissance de 9 dBm a été obtenue à la fréquence 100 GHz, ce qui correspond effectivement à 3.16 % d'efficacité globale du circuit.

Les conditions de stabilité ont été respectées avec une tension maximale de 19.5 v et un courant maximale de 223 mA comme le montre la figure 3.20. La tension maximale à ne pas dépasser étant de 22V et un courant de 1.5A.

Le tableau 3.1 résume les conditions d'opération optimales ainsi que la réponse du quintupleur de fréquences.

Tableau 3.1 : Conditions d'opération optimale du quintupleur à 100 GHz

P_{inj}	P_{abs}	P_{sro}	Z_{r0}	Z_{sro}	Effi glob	Effi intr
24 dBm	16.24 dBm	9 dBm	38.4-j56.3	35.5-j173	3.16 %	18.82 %

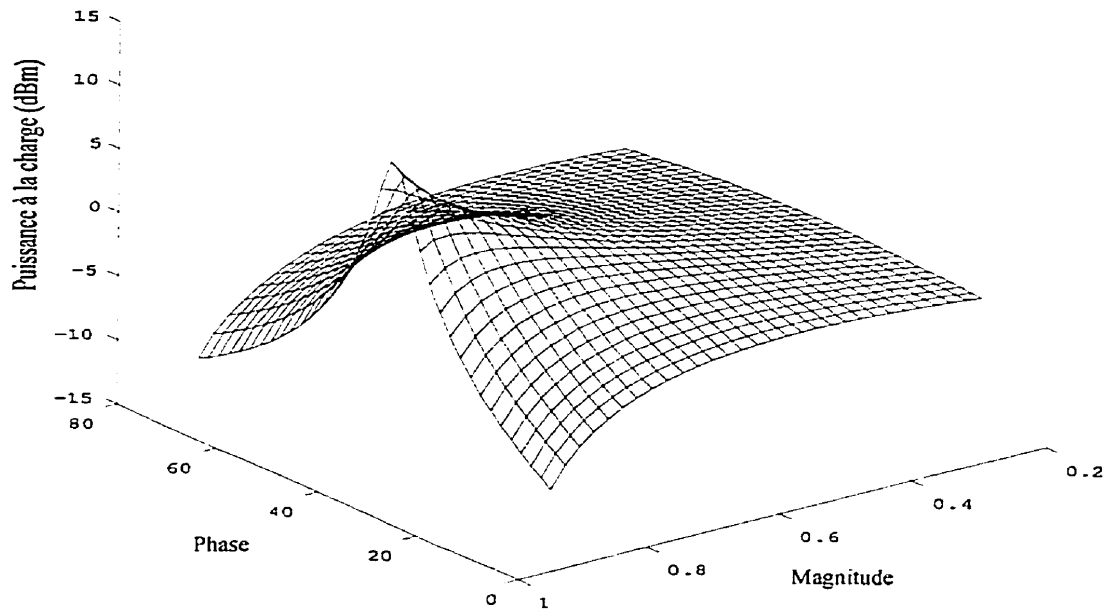


Figure 3.10 Variation de la puissance générée en fonction du coefficient de réflexion de la charge

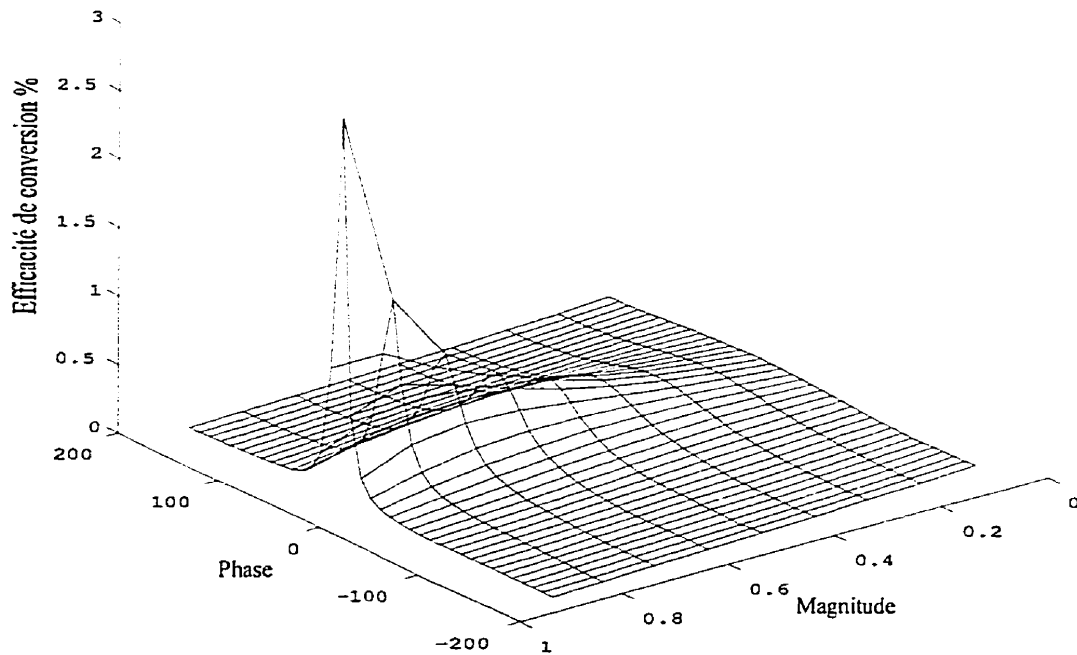


Figure 3.11 Variation de l'efficacité de conversion en fonction du coefficient de réflexion de la charge

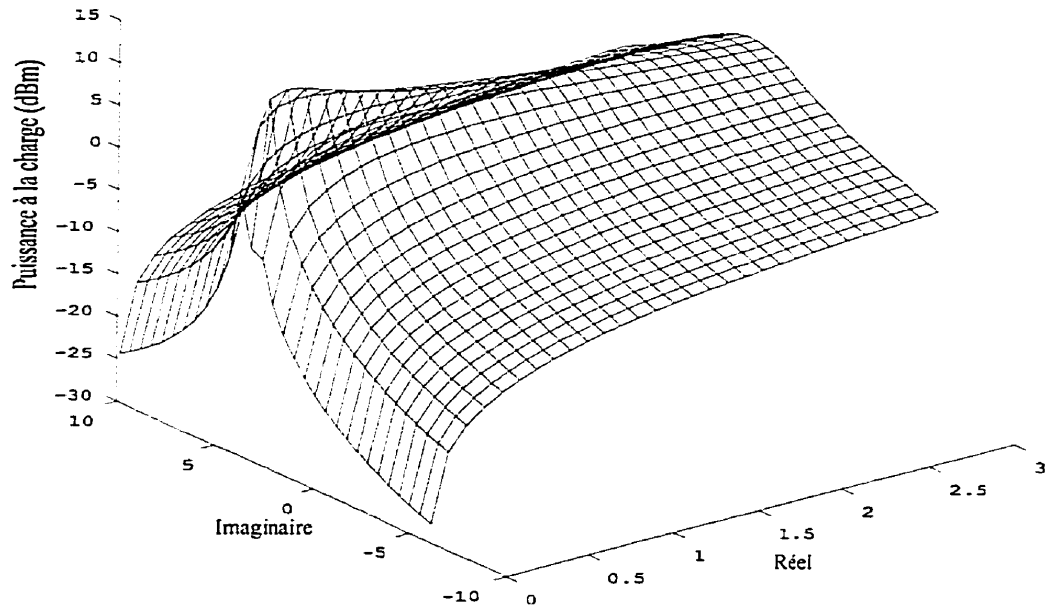


Figure 3.12 Variation de la puissance générée en fonction de l'impédance de la charge

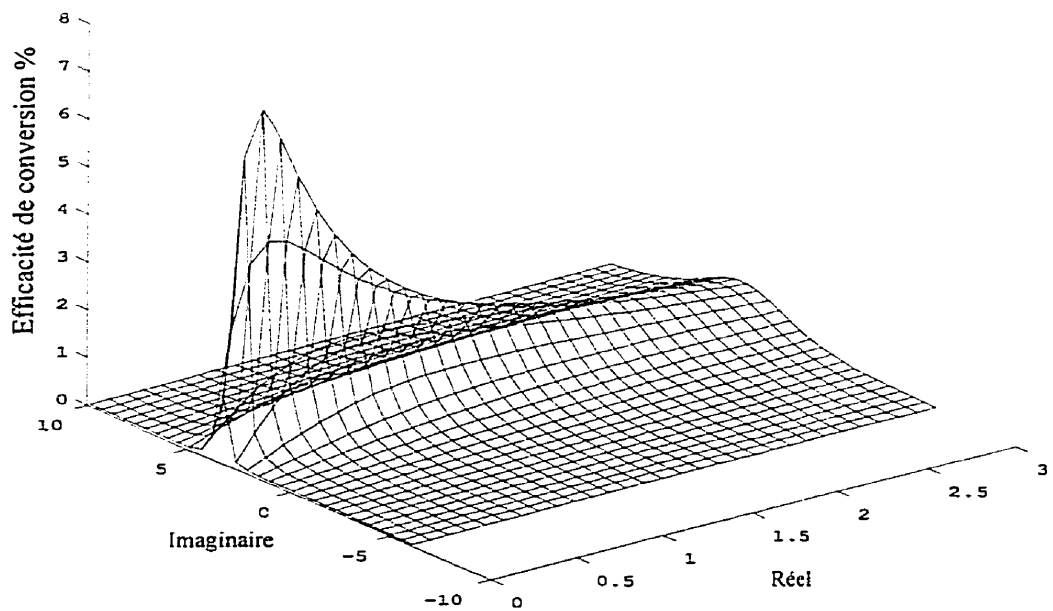


Figure 3.13 Variation de l'efficacité de conversion en fonction de l'impédance de la charge

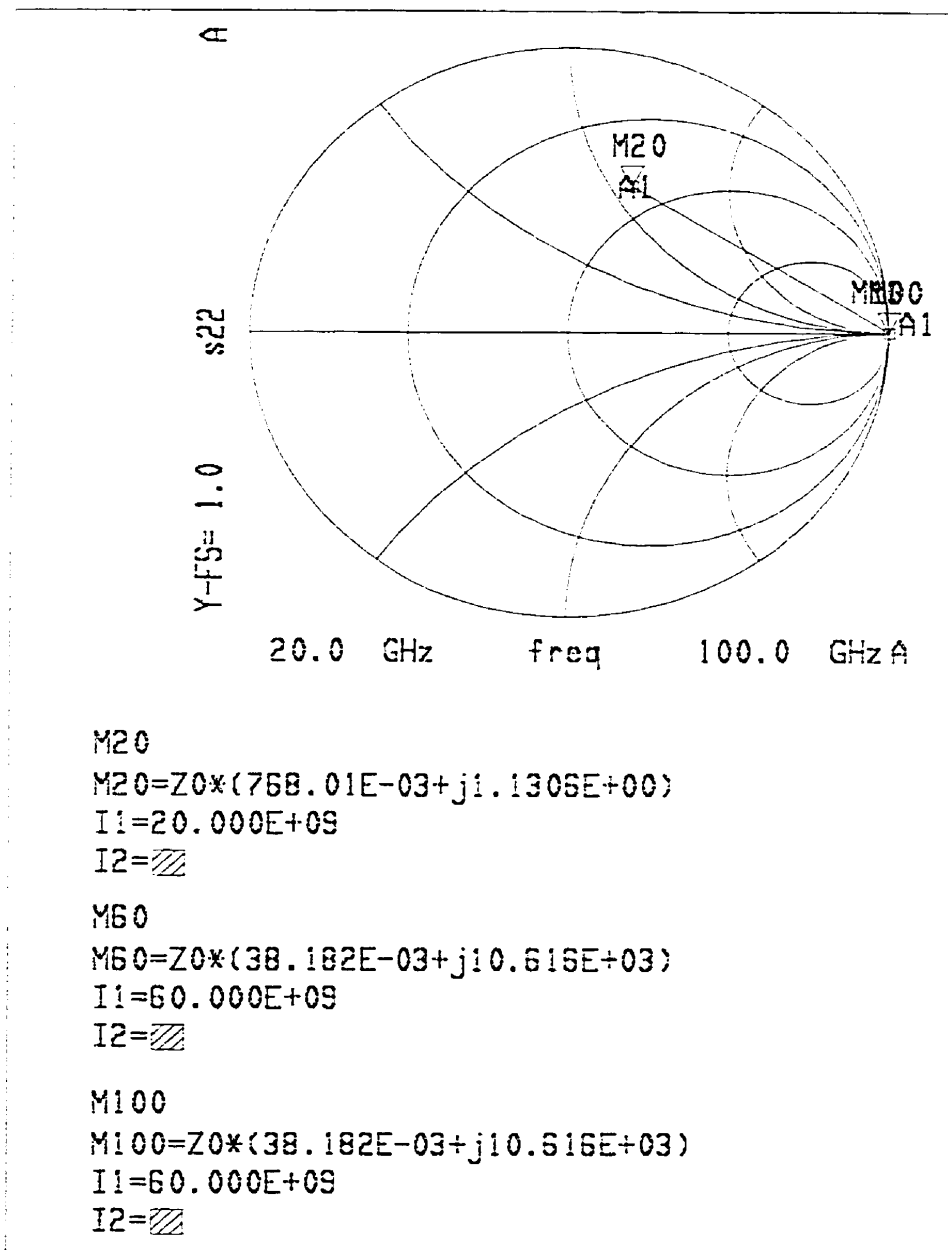


Figure 3.14 Charges vues par la MSQBV à l'entrée, ($P_{in} = 24$ dBm , $f_{in} = 20$ GHz)

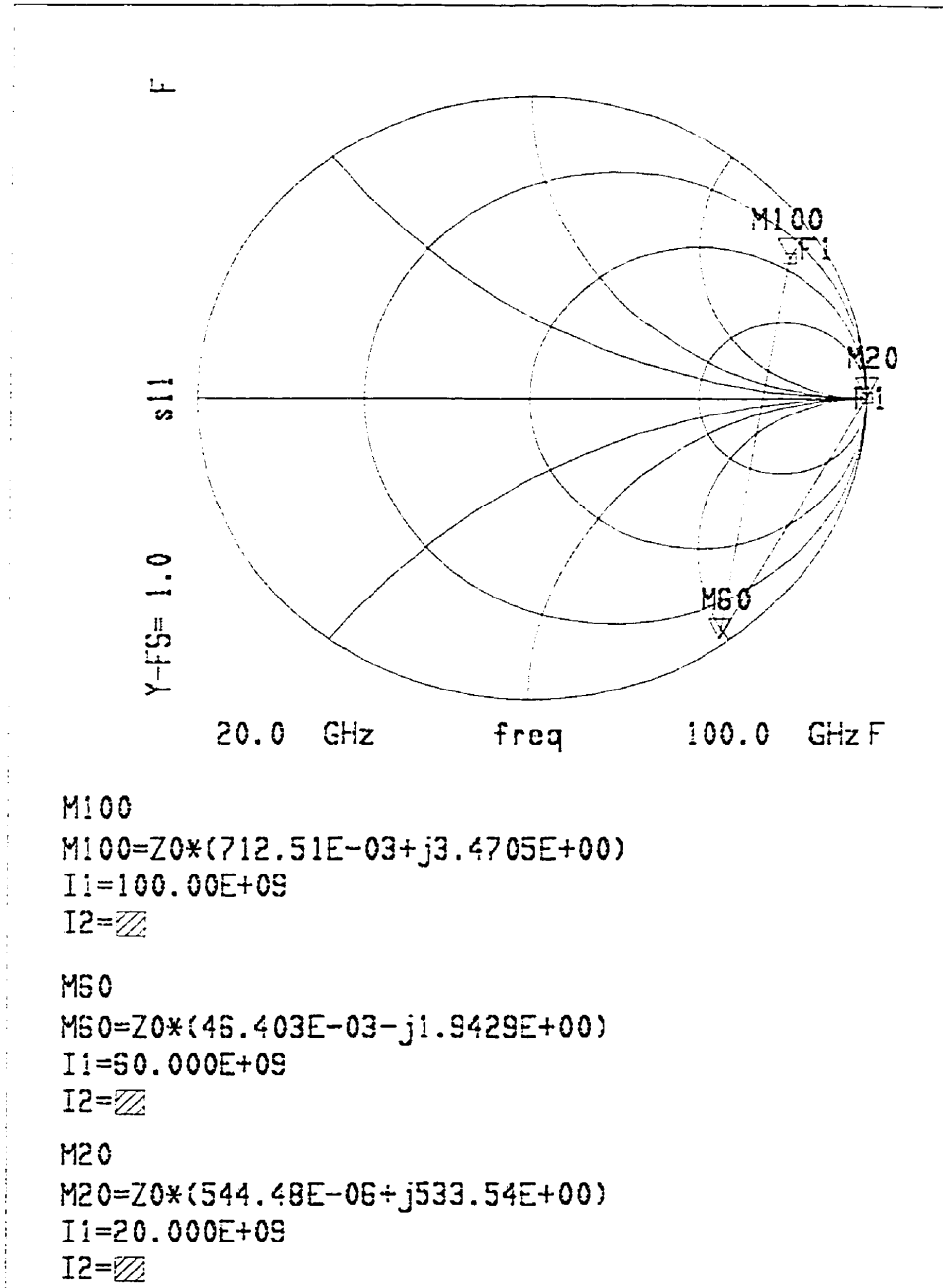


Figure3.15 Charges vues par la MSQBV à la sortie, ($P_{in} = 24$ dBm, $f_{in} = 20$ GHz)

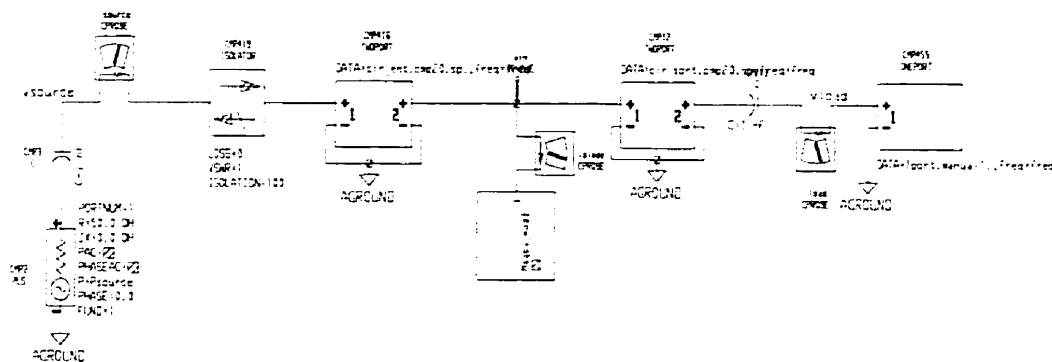


Figure 3.16 Circuit réel du multiplicateur implanté sur MDS

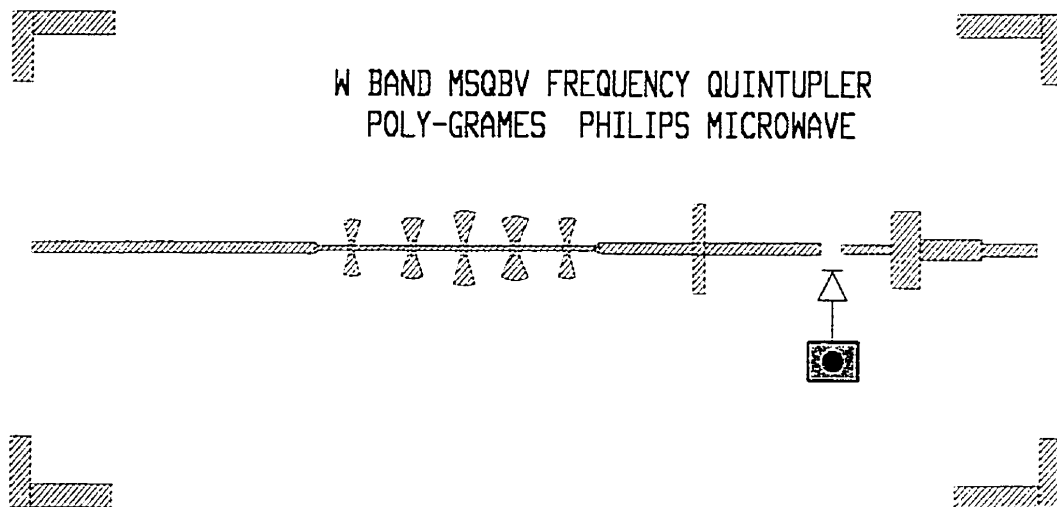


Figure 3.17 Masque du circuit du multiplicateur à 100 GHz

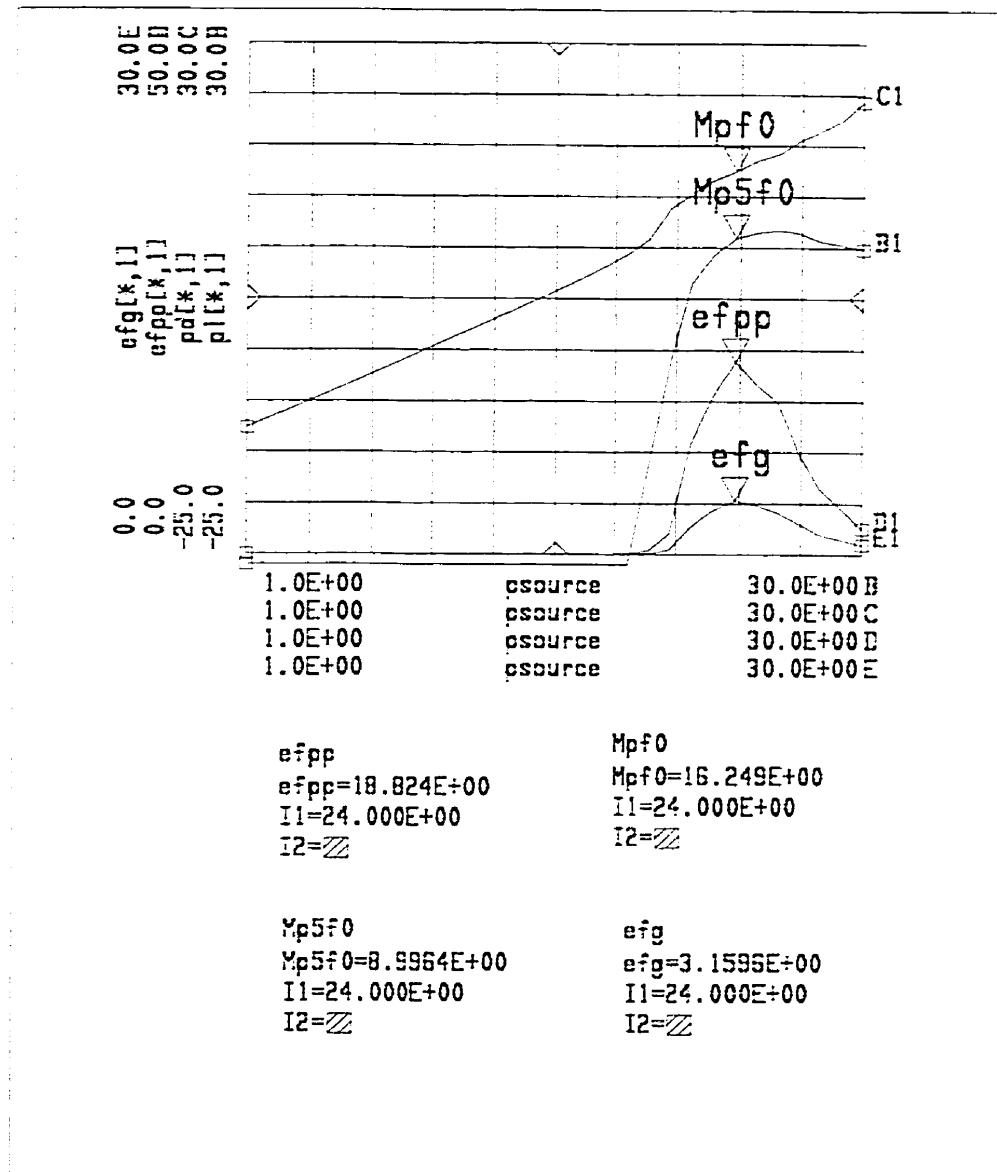


Figure 3.18 Fonction de transfert et efficacité de conversion du quintupleur en bande W

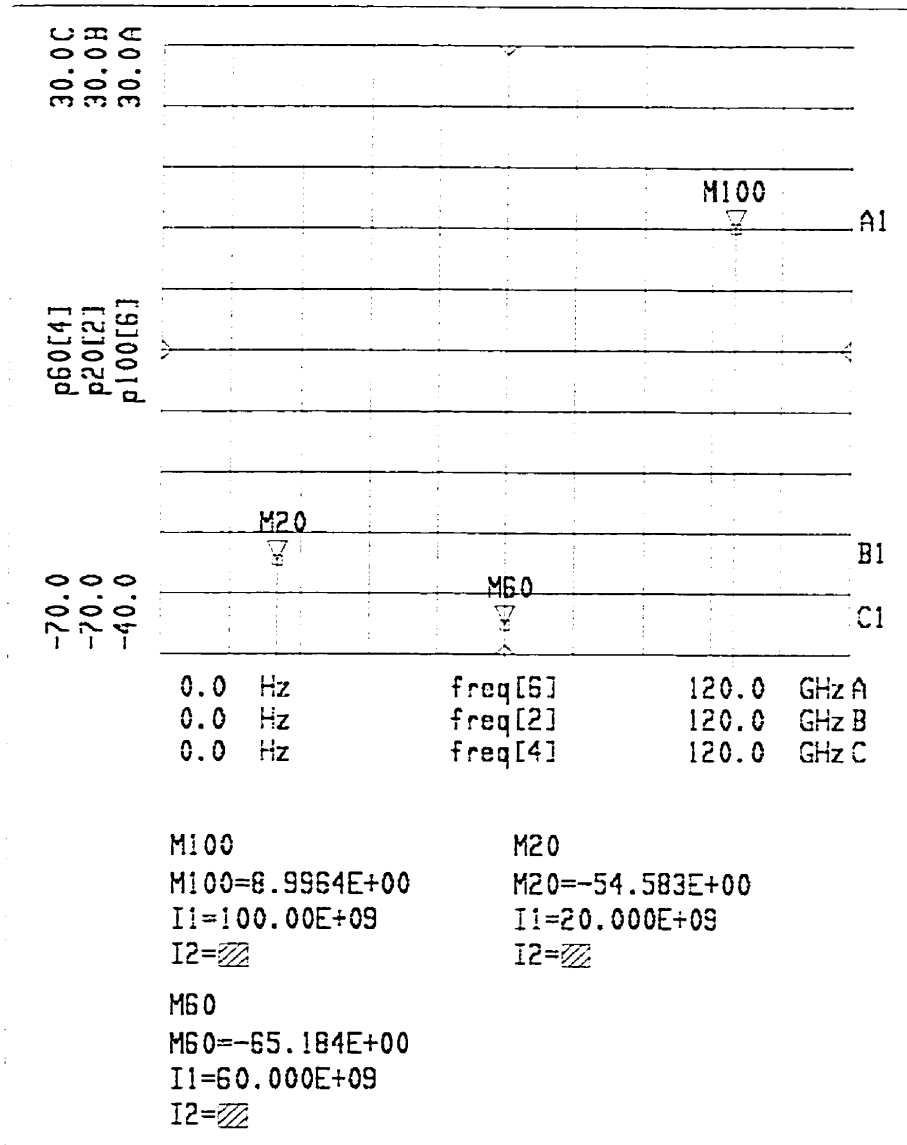


Figure 3.19 Spectre de du signal de sortie

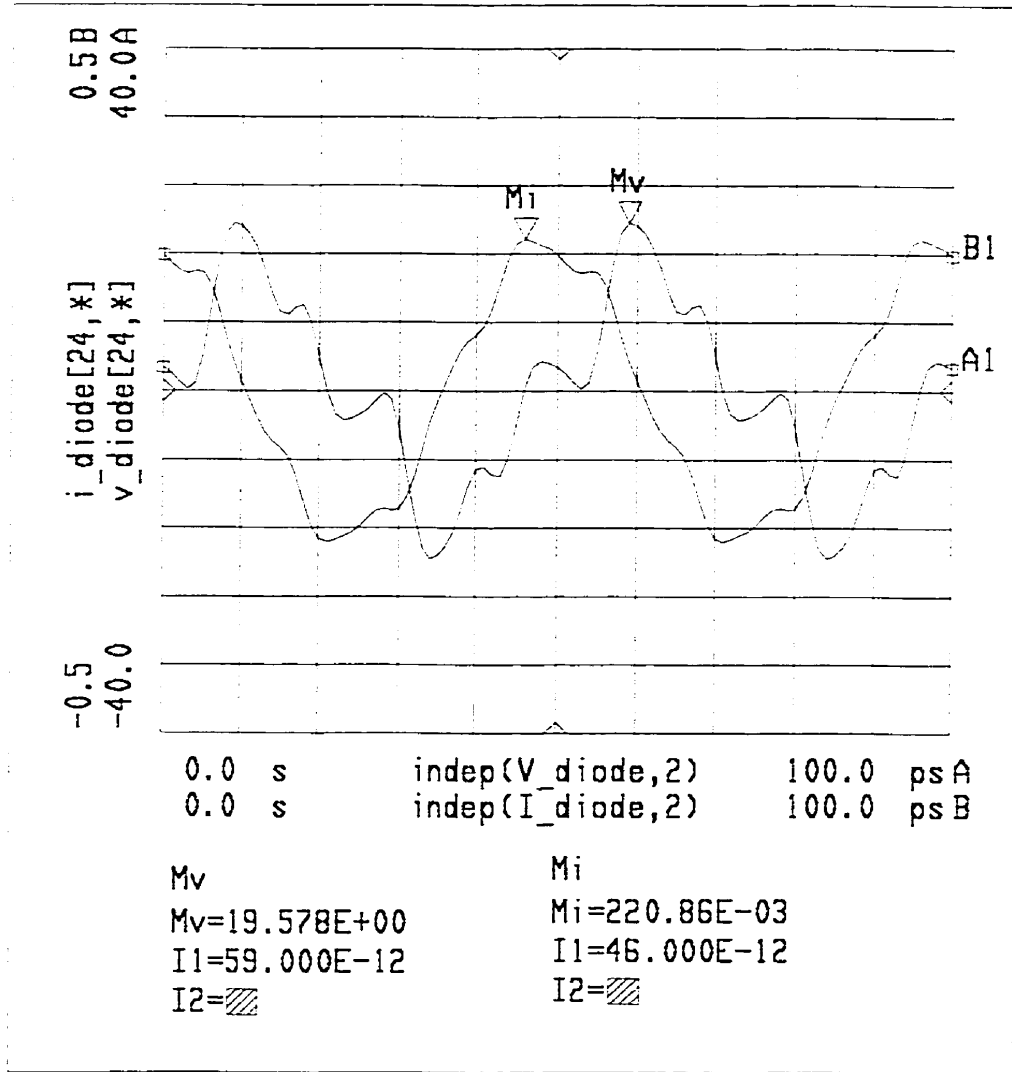


Figure 3.20 Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la diode

Un certain nombre de quintupleurs aux bandes millimétriques ont été réalisés à ce jour. Avec une diode Schottky, une efficacité de conversion de 4.2% à 168 GHz [16] a été obtenue. Deux diodes SBV ont été testées dans un circuit de quintupleur [7]. La première a été fabriquée par l'université technologique de Chalmers et la seconde par le laboratoire Lincoln MIT. Une efficacité de conversion de 0.78% et une puissance de sortie de 2.5mW à 172 GHz ont été observées pour le circuit testé au laboratoire Lincoln. La diode SBV testée au laboratoire Chalmers a montré une efficacité de conversion de 0.2% à la même fréquence. Selon ces auteurs, en théorie, l'efficacité de conversion et la puissance de sortie seraient de 3.5 % et 3 mW respectivement. Notons aussi que tous les circuits ont été fabriqués en technologie guide d'ondes à ces fréquences.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a discuté les différentes étapes de conception d'un multiplicateur de fréquences d'ordre cinq à une fréquence de 20 GHz et à une puissance d'entrée de 24 dBm. On a aussi comparé le cas idéal du multiplicateur offrant 7 % d'efficacité avec le cas réel sans pertes qui lui fournit 3.16 %.

Aussi, on a comparé les résultats de la MSQBV avec ceux obtenus par une diode QBV montée en technologie guide d'ondes. Les résultats sont meilleurs dans ce cas mais sont très comparables aux meilleures diodes Schottky utilisées.

Le prototype du quintupleur utilisé en technologie planaire valide quand même les résultats déjà obtenus par différents quintupleurs déjà existants.

Les détails de réalisation du filtre passe bas et de la transition seront discutés dans le chapitre suivant.

CHAPITRE IV

CONCEPTION DU FILTRE PASSE-BAS ET DE LA TRANSITION MICRO RUBAN À GUIDE D'ONDES

4.1 Introduction

Les filtres sont des circuits souvent utilisés dans les topologies de multiplicateurs de fréquences pour éliminer les signaux indésirables générés par la diode ou l'élément non linéaire. Dans la majorité des cas, on utilise un filtre passe-bas pour laisser passer la fréquence RF ou micro-ondes provenant de la source à l'entrée du dispositif et un filtre passe bande pour sélectionner l'harmonique désirée tout en bloquant les autres fréquences. Les performances de ces deux filtres dépendent de l'application voulue selon le cas.

À très haute fréquence, la conception des filtres devient un problème délicat à résoudre. Parfois, les résultats obtenus ne satisfont pas aux attentes. Dans ce cas, une attention particulière devrait être prêtée pour les cas de discontinuités et radiations dont les effets augmentent en fréquence.

Dans le cas présent, la source génère une puissance à 20 GHz. La diode MSQBV génère la troisième harmonique et la cinquième harmonique à 60 GHz et 100 GHz respectivement. Il faut donc, un filtre passe-bas à l'entrée qui coupe ces deux fréquences. Toutefois, pour avoir un résultat complet, on va considérer la topologie d'un filtre dont la

fréquence de coupure se trouve à 35 GHz pour que la deuxième harmonique se retrouve dans la bande de coupure dans le cas où elle pourrait être détectable.

La transition micro ruban à guide d'onde représente un filtre passe bande centré à 100 GHz, bloquant ainsi toutes les autres harmoniques. La sortie du signal se fera en guide d'ondes. Ce dernier est très utilisé à ces fréquences car il présente moins de pertes de radiation que tous les autres médias de transmission. C'est pour sa fiabilité que tous les senseurs de puissance-mètres et analyseurs de réseaux aux fréquences millimétriques et sous-millimétriques sont en technologie guide d'ondes.

Dans les paragraphes qui suivent nous introduisons la conception du filtre passe-bas en technologie MHMIC, la transition micro ruban à guide d'ondes ainsi que les résultats des simulations et mesures obtenus.

4.2 Filtre passe-bas

Les filtres sont des éléments très souvent utilisés dans la conception de circuit de transmissions micro-ondes. Dans plusieurs cas, on désire sélectionner une fréquence ou une bande de fréquences et on doit judicieusement choisir le filtre à utiliser. Le filtre passe-bas est très souvent utilisé pour atténuer les hautes fréquences à un niveau très bas, il protège la source des divers signaux provenant des autres éléments du circuit.

Plusieurs types de filtres existent. Ils sont construits à partir des éléments électriques : filtres Chebychev, Butterworth, Cauer et les filtres de Bessel. Ces classes diffèrent selon leurs performances. Plus les performances sont exigeantes, plus le filtre est difficile à concevoir. Ces filtres sont caractérisés par la disposition des pôles et des zéros dans le plan complexe.

Un filtre Butterworth a par exemple une pente très peu raide pour un ordre donné comparativement à un filtre Chebychev, Bessel ou Cauer. Par contre la courbe amplitude/fréquence est régulière. Le filtre Cauer a le même comportement du filtre Chebychev dans la bande passante. L'avantage du filtre Cauer (elliptique) est l'emplacement des zéros de transmissions dans la bande de coupure. À cause de la présence de ces zéros à l'extérieur de la bande, la raideur de la pente au voisinage de la fréquence de coupure est accentuée. Ce qui fait de lui un filtre efficace car on peut annuler les fréquences indésirables en plaçant un zéro à ces fréquences. Le nombre de zéros dépend de l'ordre du numérateur de la fonction de transfert. Par contre ce filtre est parfois difficile à construire. Finalement, on peut dire que le choix du filtre va surtout dépendre des performances voulues

Pour construire un filtre en technologie planaire MHMIC, il faut choisir la topologie du filtre à utiliser. Lors de la conception, on se base très souvent sur la configuration des éléments électriques. Après, on transforme le modèle en son équivalent planaire. Plusieurs transformées existent pour transformer les modèles électrique en modèle à éléments distribués telles que les transformées de Richards [17] pour les filtres Chebychev [18] qui consistent à utiliser des lignes de longueur $\lambda / 4$ au centre de la bande de rejet. Les inductances sont représentées par des lignes courts-circuits et les capacités par des lignes circuits ouverts. Aussi, pour des raisons physiques, on utilise des lignes courts-circuits en série et lignes circuits ouverts en parallèle.

Les impédances caractéristiques des lignes sont calculées à partir de la variable de Richard's correspondant à la fréquence de coupure :

$$\Omega_c = \tan\left(\frac{\pi \cdot fc}{2 \cdot f_{central}}\right) \quad (4.1)$$

Où

fc représente la fréquence de coupure et $f_{central}$ représente la fréquence centrale de la bande de coupure

4.2.1 Modèle électrique équivalent

Tous les modèles électriques de filtre passe-bas consistent d'abord et avant tout en l'exercice de synthèse à partir des valeurs de composants. Cette méthode consiste à utiliser l'une des deux configurations de la figure 4.1 qui représentent la topologie d'un filtre passe-bas normalisé. Etant donné que les valeurs des composants de cette topologie sont données d'avance dans des tableaux[18], il est très simple de concevoir n'importe quel filtre à partir de ces filtres prototypes en utilisant les transpositions puis les transformations (dénormalisation) nécessaires.

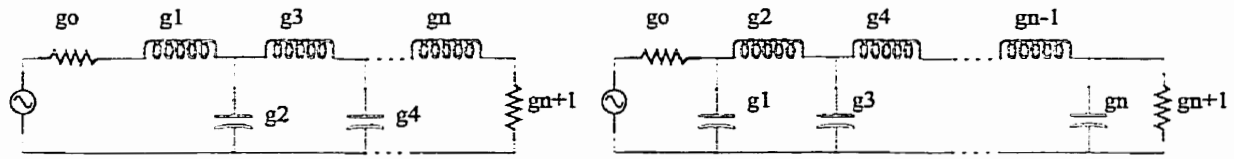


Figure 4.1 Configurations du filtre passe-bas normalisé

où

g_0 représente la résistance de source normalisée

g_i ($i=1,2,\dots,n$) représentent les valeurs d'inductances et de capacités normalisées des éléments du filtre

Les éléments g_i sont donnés sous forme de tableau

Notons aussi que L'ordre du filtre peut être déterminé par le nombre de capacités et d'inductances qui s'y retrouvent. Aussi, il faut noter que dans la figure 4.1 le nombre de ces éléments est impair. Ce nombre peut aussi être pair.

Pour divers types de filtres, il existe des tableaux répondant à toutes les performances désirées. Les performances qui varient selon l'atténuation dans la bande passante, la fréquence de coupure et aussi l'atténuation aux fréquences désirées. Matthei et Young ont compilé ces données dans des tables[18] pour la majorité de ces filtres.

Dans le paragraphe qui suit nous verrons que la conception des filtres en éléments distribués peut être effectuée de deux façons :

- 1- Utiliser les transformations des éléments électriques en éléments distribués
- 2- Optimiser le design du filtre à partir des modèles existants

Dans les paragraphes qui suivent, on explore quelques techniques utilisant des modèles simplifiés pour éviter les transformations des modèles électriques en éléments distribués.

4.2.2 Modèles planaires classiques

En technologie planaire, l'objectif est d'avoir le même comportement du filtre que celui avec des éléments électriques. Les topologies les plus connues à cette fin sont représentées à la figure 4.2. Dans cette figure on présente un filtre passe-bas conçu avec des éléments électriques et ses équivalents en éléments distribués. Pour le circuit équivalent de la figure 4.2(b), l'effet de l'inductance à haute fréquence s'approche du circuit ouvert. Plus la section de la ligne est petite, plus elle a un effet inductif. De cette façon, on peut éliminer l'effet capacitif de la ligne. Donc, la ligne aura une caractéristique inductive [19].

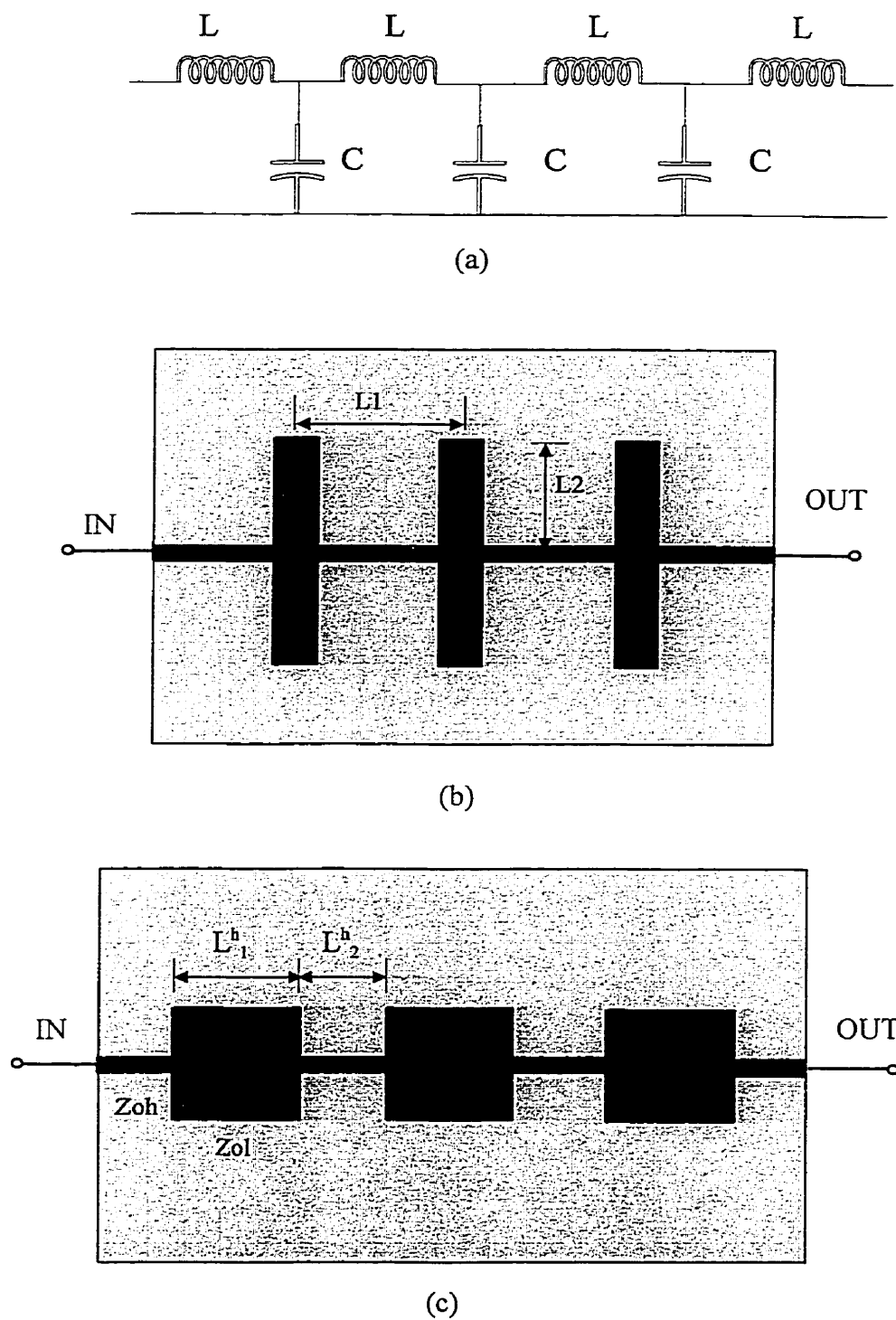


Figure 4.2 Topologies du filtre passe-bas. (a) circuit équivalent. (b) stub capacitif filtre passe-bas. (c) filtre passe-bas en cascade haute-impédance faible-impédance

En omettant les pertes de transmissions, l'inductance équivalente de la section inductive de la ligne ℓ_1 peut être calculée de la façon suivante :

$$L = \frac{Z_{01} \cdot \beta_1}{\omega} \quad (4.2)$$

Où

ω est la fréquence angulaire d'opération

Z_{01} est l'impédance caractéristique de la ligne

β_1 la constante de phase de la ligne micro ruban à caractéristique inductive

L'équivalent de la capacité est formé par deux lignes parallèles en connexion parallèle en stubs ouverts représentés par la ligne ℓ_2 . Cette capacité peut être calculée de la façon suivante :

$$C = \frac{2}{\omega \cdot Z_{02}} \tan(\beta_2 \ell_2) \quad (4.3)$$

Où

Z_{02} est l'impédance caractéristique du stub ouvert

β_2 la constante de phase du stub ouvert

Le circuit représenté dans la figure 4.2(c) est tout à fait différent du circuit 4.2(b) bien que les résultats sont identiques. Le design est basé sur une ligne à haute impédance et une ligne à faible impédance en cascade. De ces n paires, les lignes micro rubans sont conçues de façon à ce que :

$$Z_{oh} \gg Z_{ol} \quad (4.5)$$

Où Z_{oh} et Z_{ol} représentent respectivement l'impédance caractéristique de la ligne à haute impédance et de la ligne à faible impédance. Cependant, à la fréquence de coupure ω_n , la ligne à faible impédance voit une ligne ouverte. À cette fin, la longueur de cette ligne est choisie égale à :

$$\ell_n^L \approx \frac{\lambda_{ln}^L}{4} \quad (4.6)$$

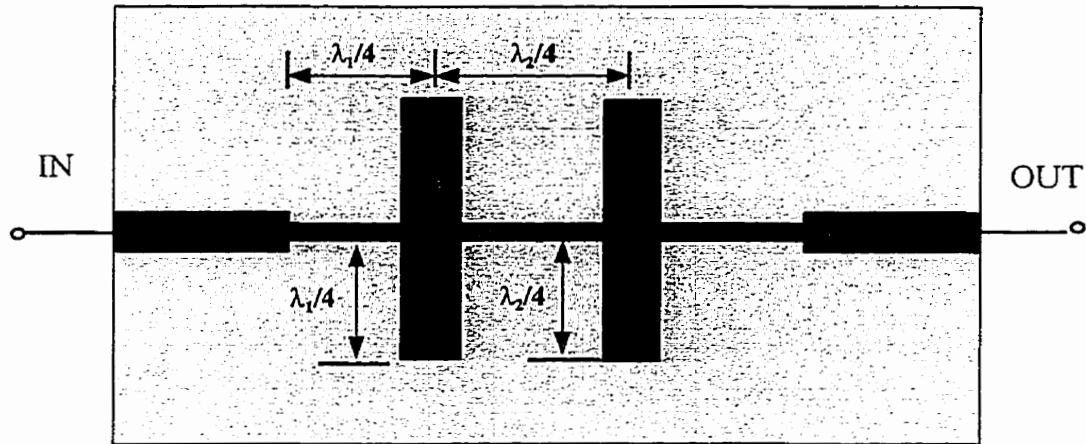
Où λ_{ln}^L est la longueur d'onde de la ligne de transmission à la fréquence de coupure ω_n . L'admittance d'entrée de la section approche l'infini et représente approximativement un court circuit. Si la ligne qui la précède est choisie égale à :

$$\ell_n^H \approx \frac{\lambda_{ln}^H}{4} \quad (4.7)$$

Où λ_{ln}^H est la longueur d'onde de la ligne de transmission à haute impédance à la fréquence de coupure ω_n , alors de cette façon l'admittance de l'entrée de cette ligne est égale à zéro devenant un circuit ouvert. Donc, le signal ω_n va être coupé. Cette application peut être étendue à plusieurs fréquences en cascade ces paires de lignes de la même façon que décrit précédemment. C'est ainsi qu'on va bâtir un filtre passe-bas à large bande.

Une autre méthode aussi efficace peut être appliquée pour concevoir un filtre passe-bas micro-ondes en technologie planaire est celle des circuits à effet de blocage fréquentiel. Ces circuits résonnent à une fréquence ω_n et empêchent le passage du signal à cette même fréquence. Communément appelés *chokes*, ces circuits permettent le passage de l'énergie DC ou basses fréquences.

La figure 4.3 présente une topologie plus utilisée pour des fréquences micro-ondes. La ligne inductive de faible section et de longueur $\lambda/4$ se retrouve court circuitée. Par conséquent, la jonction entre les stubs circuits ouverts de longueur $\lambda/4$ et la ligne étroite se voit aussi court-circuitée. Cette topologie est fortement utilisée pour des filtres passe-bas en cascasant les éléments à effet de blocage (résonants).



(b)

Figure 4.3 Filtre passe-bas en technologie planaire à effet de blocage fréquentiel

En somme, les filtres passe-bas utilisés pour des fréquences micro-ondes sont faciles à concevoir. Un problème survient cependant, quand la fréquence de coupure se trouve dans la bande de fréquences millimétriques et sous-millimétriques. À ces bandes de fréquences, une attention particulière doit être accordée aux problèmes générés par les pertes de discontinuité du circuit. Aussi, le problème de répétition spectrale dû aux éléments en stub rectangulaire s'ajoute. C'est pour cette raison qu'on a utilisé une topologie utilisant des circuits résonnants à stubs radiaux.

4.2.3 Filtre passe-bas à topologie de stubs radiaux

Le filtre à topologie de stubs radiaux présentée à la figure 4.4 offre de meilleures performances que le filtre à stub rectangulaire. Les stubs radiaux de quart de longueur d'ondes sont séparées par des lignes inductives de même longueur. L'utilisation de ce type de stubs s'explique par leur meilleure résonance dans la bande de fréquences millimétriques que tous les autres filtres décrits précédemment. Pour éliminer les problèmes de discontinuités et les changements brusques des sections de lignes, on a utilisé des lignes à sections variables (*tapered lines*). La particularité des stub radiaux a été étudiée par Gianini [19]. Ces stubs sont large bande, à très faible impédance et représentent moins de pertes. Soulignons aussi, que l'avantage majeur des stubs radiaux est l'élimination de la répétition de spectres de fréquences.

Le filtre est monté sur un substrat d'alumine ϵ_r égal à 9.9 mil et une épaisseur h égale à 5 mil pour éviter les pertes dues au substrat.

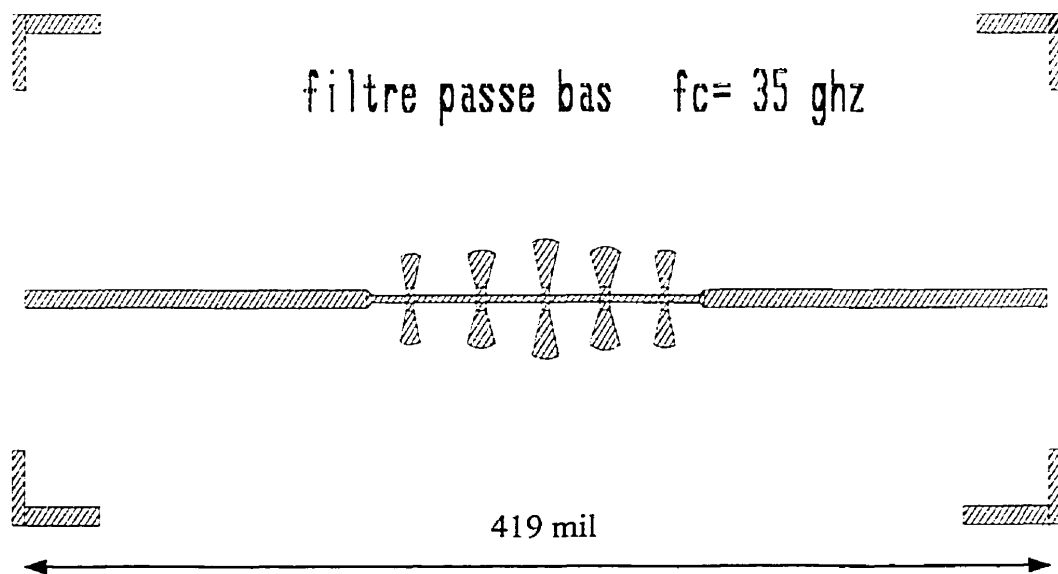


Figure 4.4 Topologie du filtre passe-bas en ligne micro ruban

4.2.4 Résultats des simulations et mesures

Dans un premier temps, le filtre a été conçu et simulé sur MDS. Les résultats obtenus sont très concluants. Cependant une analyse électromagnétique s'impose pour valider les résultats. Le logiciel Momentum utilise la méthode des moments pour diviser le circuit en plusieurs parties appelées *mesh*. Ce même logiciel, par des calculs matriciels très précis, donne la vraie réponse du filtre. Les résultats sur Momentum présentés à la figure 4.5 montrent un bon comportement du filtre. Dans la bande de coupure, la répétition du spectre a été éliminée. Dans cette bande, l'atténuation est au minimum égale à 34 db.

Dans la figure 4.6 et 4.7, on présente les résultats de mesures dans une bande allant jusqu'à 50 GHz. Les mesures ont été faites en utilisant la fixture et le kit de calibration Wiltron (3680V). On remarque que les résultats de Momentum sont très comparables à ceux mesurés. Des pertes d'insertion de 1.8 dB sont constatées dans la courbe des mesures. Ces pertes sont attribués aux connecteurs utilisés et à la différence entre le plan de calibration et le plan de mesure du filtre. Notons que la capacité de l'analyseur de réseaux dans la bande de fréquences s'arrête à 50 GHz. Jusqu'à cette fréquence, les résultats de Momentum et de mesures concordent bien.

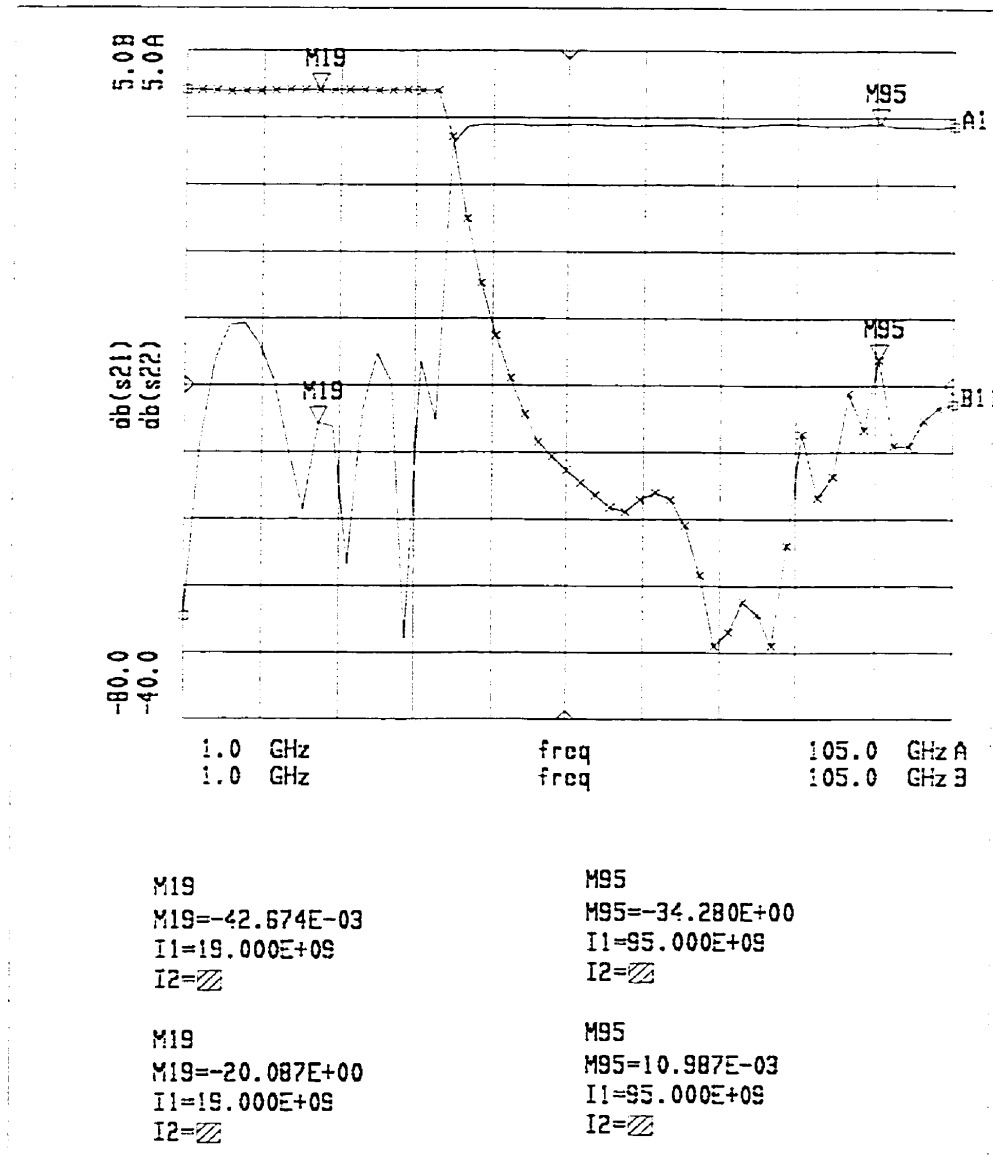


Figure 4.5 Simulations des paramètres [S] par Momentum du filtre passe-bas

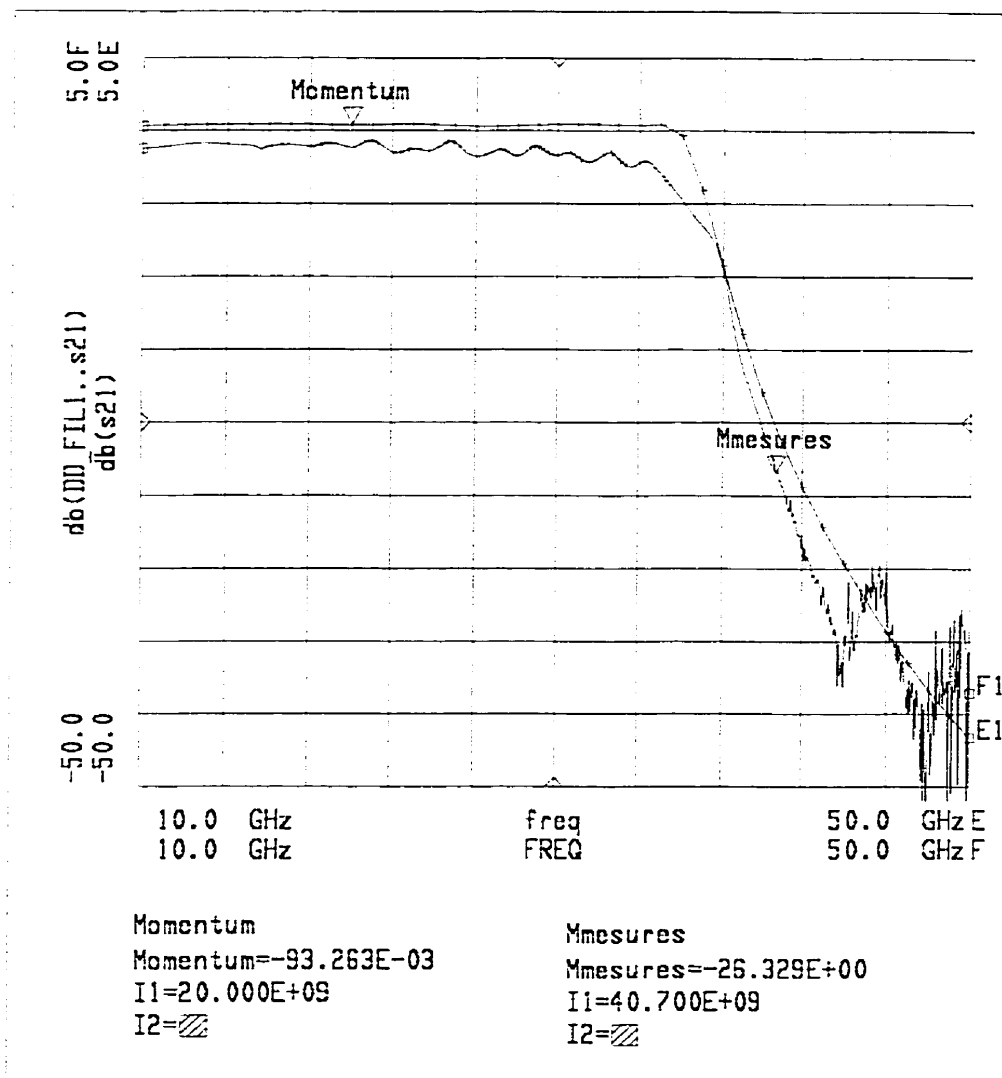


Figure 4.6 Comparaison entre simulations et mesures du paramètre S11

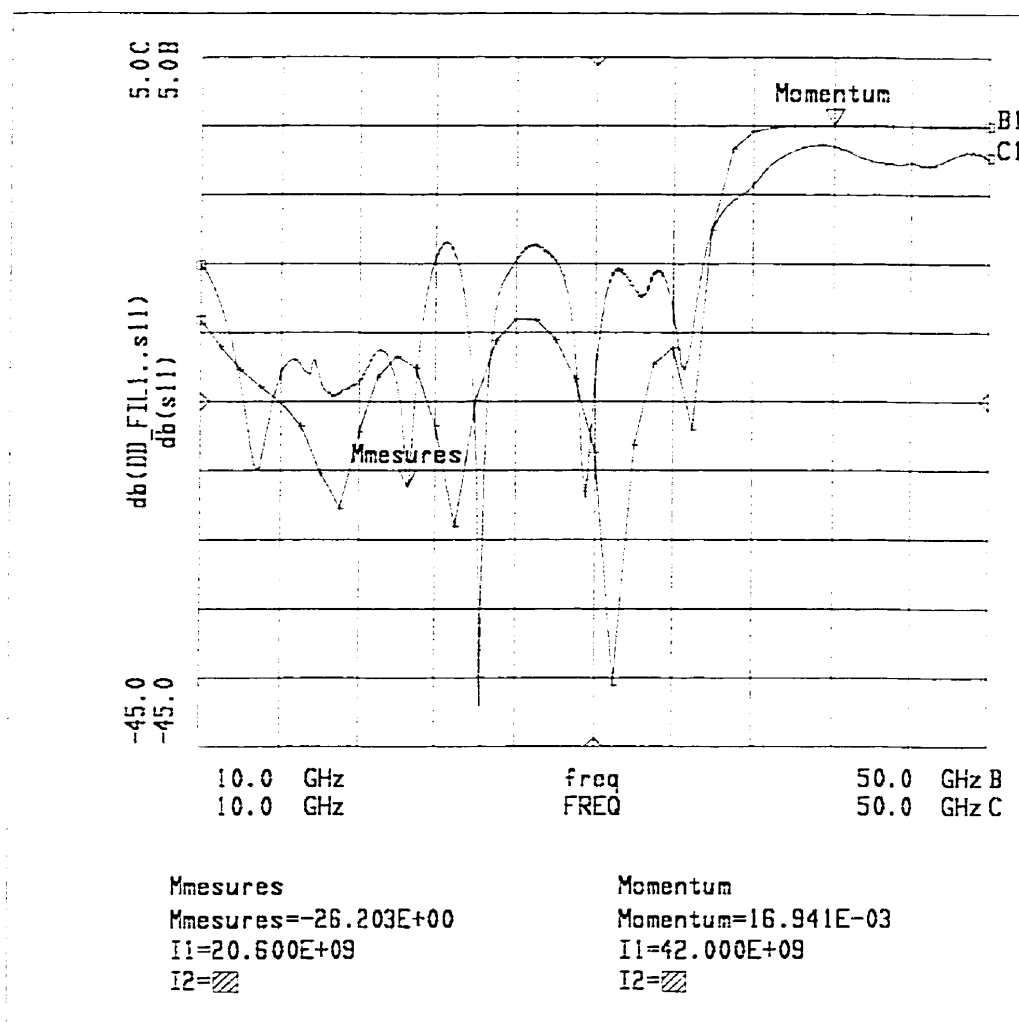


Figure 4.7 Comparaison entre simulations et mesures du paramètre S11

4.3 Transition micro ruban à guide d'ondes

Les applications en ondes millimétriques en technologie MMIC et MHMIC ne cessent d'augmenter surtout dans le domaine militaire et spatial qui utilisent des technologies de transmissions de pointe. Le circuit étant conçu en technologie planaire, il a fallu concevoir une transition micro-ruban à guide d'ondes. Cette transition permet de propager l'onde électromagnétique dans un guide d'ondes facile à fabriquer et aussi de réduire les pertes dues aux radiations.

Pour sélectionner la cinquième harmonique à 100 GHz, il faut éliminer la fondamentale et la troisième harmonique à 20 GHz et 60 GHz respectivement. L'effet de la septième harmonique sera négligé, car l'efficacité de conversion est très faible à cette fréquence. Pour cela, l'outil le plus utilisé est un filtre passe bande. La topologie basée sur des lignes planaires aux environs de cette fréquence n'est pas pratique car elle présente plusieurs pertes de transmission. Aussi il n'existe aucun moyen pour aller mesurer la puissance de sortie sous cette technologie. Les senseurs sont pratiquement tous en guide d'ondes à ces fréquences.

La conception de la transition micro ruban à guide d'ondes est basée sur une jonction micro ruban - guide d'ondes [20]. Cette transition joue le rôle d'un filtre passe-bande et consiste en une antenne *probe* insérée à l'intérieur d'un guide d'ondes à travers une petite ouverture dans le mur du guide[21]. La figure 4.8, 4.9 et 4.10 montrent les différentes vues de la transition. L'ouverture est très petite pour minimiser les effets de distribution du champ à l'intérieur du guide. La petite antenne, montée sur le même substrat que la totalité du circuit est prolongée à l'intérieur du guide. Cette même antenne est adaptée à une ligne de 50Ω à l'aide d'une ligne de quart de longueur d'onde $\lambda/4$. Dans une étude effectuée par HO [22], l'impédance de sortie a été calculée en fonction de la variation de la largeur de la l'antenne [23]. Il a été conclu que la variation de la largeur de cette ligne

n'affectait pas grandement l'impédance de celle-ci. Cependant l'antenne ne devrait pas être très mince pour éviter la circulation massive de courant dans le conducteur. La longueur D et L sont choisies de façon à ce qu'à la fréquence d'intérêt, la résistance d'entrée reste constante et la réactance demeure faible. Ces dimensions ont été optimisées dans la bande W [24]. Le tableau 4.1 montre les différentes dimensions trouvées.

Il existe des guides d'ondes qui propagent les ondes électromagnétiques sans trop de pertes à très hautes fréquences. À 100GHz, l'application se fera avec un guide WR10 dont la fréquence de coupure au mode de propagation dominant est de 56.7 GHz.. La fondamentale à 20 GHz se retrouve éliminée et la troisième harmonique fortement coupée. Cette application est pratique car les pertes d'insertion sont faibles à 100 GHz et les pertes de réflexion sont élevées pour les harmoniques indésirables.

Les figure 4.11 et 4.12 présentent les résultats obtenus sur le logiciel HFSS. Les courbes montrent, effectivement, que les pertes d'insertion sont égales à 0.05 dB à 100 GHz et les pertes de réflexion égales à 19.3 dB.

Tableau 4.1: Dimensions critiques de la transition micro ruban à guide d'ondes

Type de guide d'ondes	Bande de fréquence	Dimensions intérieures (axb) mil	Epaisseur du substrat (mil)	D (mil)	L (mil)
WR10	W	100 x 50	5	28	30

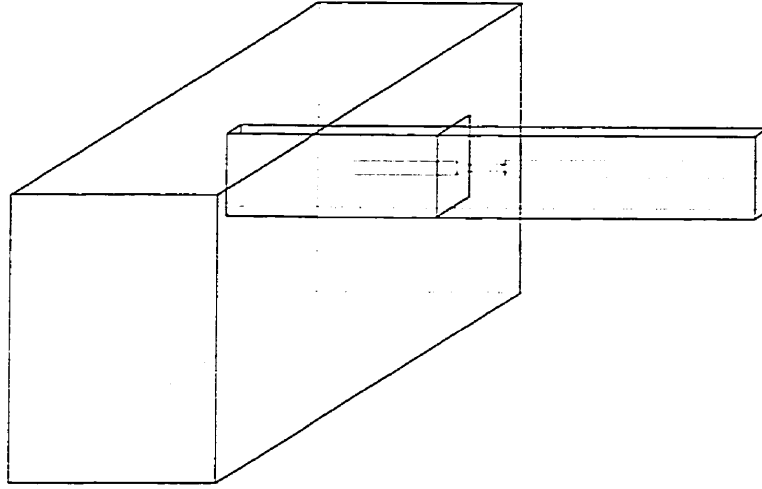


Figure 4.8 Vue tridimensionnelle de la transition micro ruban à guide d'ondes

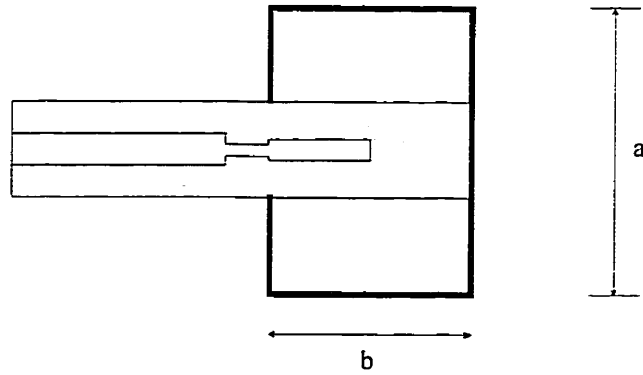


Figure 4.9 Vue de haut de la transition

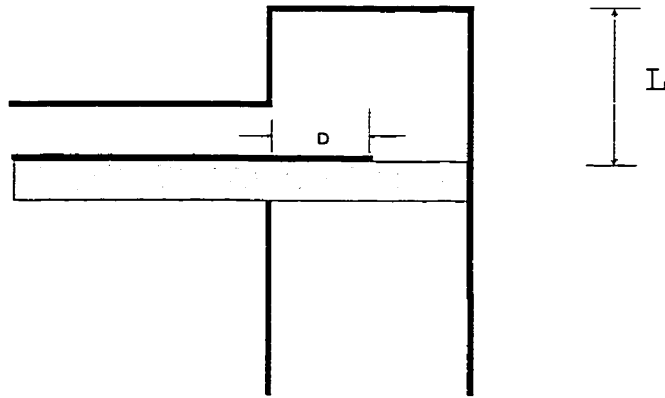


Figure 4.10 Vue latérale de la transition

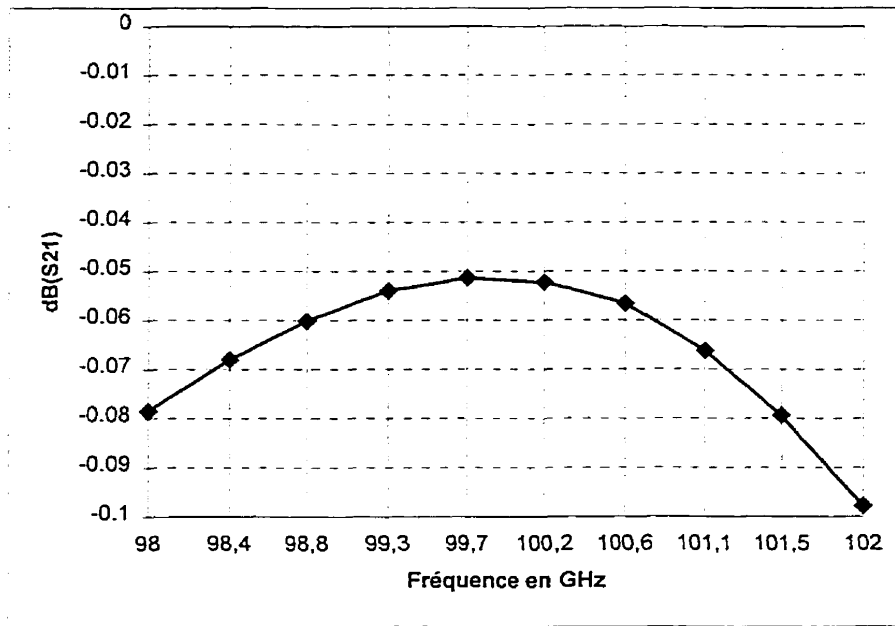


Figure 4.11 Pertes d'insertion de la transition dans le mode dominant

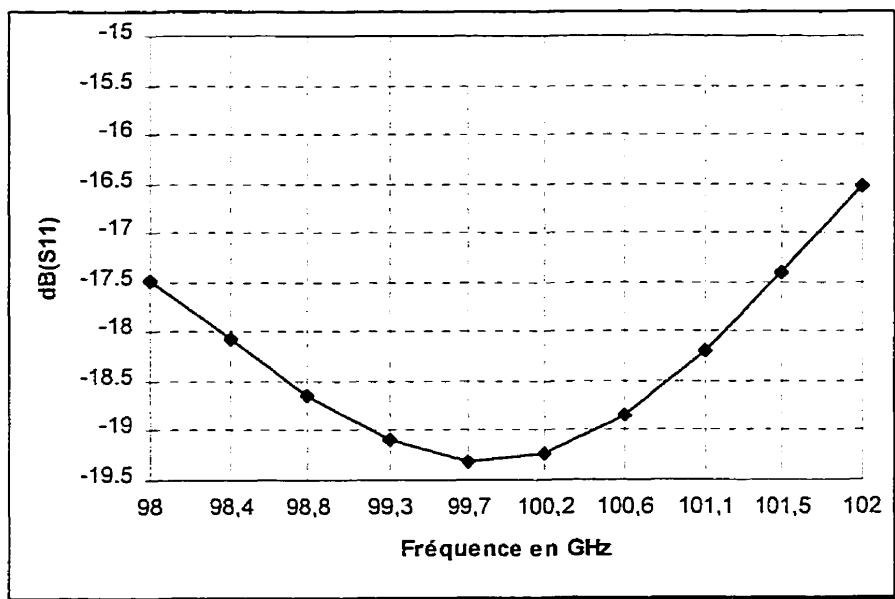


Figure 4.12 : Pertes de réflexion de la transition dans le mode dominant

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons discuté les topologies du filtre passe-bas et la transition micro ruban à guide d'ondes. Le filtre passe-bas est constitué de *stubs* radiaux afin d'éliminer les problèmes de répétition de spectres. Les résultats sont très satisfaisants car la bande de coupure est très large.

La transition est constituée d'une ligne micro ruban (probe) prolongée à l'intérieur d'un guide d'onde WR10 dont la fréquence est centrée à 100 GHz. Les résultats de cette transition montrent que son comportement s'approche d'un filtre passe bande idéal.

Ces deux éléments constituent la majeure partie passive du circuit. C'est pour cela que les résultats du multiplicateur dépendent de leurs réponses. Aux fréquences millimétriques, la précision de fabrication et les mesures deviennent des éléments majeurs dans la conception car les éléments du circuit sont très petits. Une erreur aussi minime soit elle dans la fabrication peut induire une variation majeure dans les résultats.

CHAPITRE V

CONCLUSION

Le but essentiel de ce travail est de concevoir un multiplicateur de fréquences à base de diode à multiples barrières quantiques MSQBV ($n=10$) et de valider la partie des circuits passifs du multiplicateur. La particularité de cette diode est sa caractéristique symétrique générant les harmoniques impaires sans polarisation DC. La conception consiste en la recherche d'impédances de la diode aux fréquences d'intérêt, la construction des circuits d'adaptation entrée et sortie ainsi que le filtre passe-bas et la transition micro-ruban à guide d'ondes. La diode MSQBV a une caractéristique non linéaire réactive produite par la modulation capacitive les diverses régions qui la constituent. La région de la barrière est l'une d'entre elles, elle constitue l'élément essentiel dans la caractéristique de la diode. Les niveaux d'énergie des charges sont différents d'une région à l'autre. Ceci permet de créer des zones d'accumulations et d'appauvrissements impliquant cet effet capacitif.

Plusieurs études sur les diodes varacteurs et la QBV ont montré que l'efficacité globale est de 4.2% pour la diode Schottky et 3.5 % pour la QBV. Dans notre étude nous avons montré que cette efficacité peut atteindre 7% pour la MSQBV. Ce qui est très prometteur à ces fréquences. L'étude a été effectuée à un niveau très grand de puissance d'entrée tout en gardant sa stabilité. La tension de claquage de la diode est entre 20 V et 24 V et le courant maximal est de 1.5 A.

Le multiplicateur de fréquences a été conçu dans des cas de grande stabilité dans les oscillateurs locaux comme générateur de puissance. Plus les fréquences sont élevées, plus les pertes sont importants. Le circuit est réalisé avec le moins d'éléments possibles utilisant un seul *Idler* fondamental à la troisième harmonique. Le filtre passe-bas a été conçu en technologie planaire MHMIC et la transition utilisant un guide d'ondes WR10. Les résultats des simulations de l'un et l'autre sur Momentum et HFSS montrent que ces deux éléments sont très fiables.

Par contre, les résultats de mesures peuvent être très différents. Quelques contraintes techniques nous ont restreint à la seule fabrication du filtre qui a quand même présenté des résultats de mesure très satisfaisants. Par contre, l'impossibilité de monter la diode MSQBV chez Philips Microwave tel que prévu et l'impossibilité de trouver un montage adéquat ailleurs nous ont obligé à nous limiter à des résultats de simulations et de validation des circuits passifs. Aux fréquences millimétriques, les éléments constituant le circuit sont très petits et parfois difficiles à fabriquer. Une erreur aussi minime soit-elle dans la fabrication engendre une variation dans les résultats. Au laboratoire, certains efforts fournis pour la fabrication ont été voués à l'échec à cause de la taille des composants à ces fréquences et on doit prendre des mesures exceptionnelles non disponibles pour réussir ces montages .

La simulation de la diode a été faite sur le logiciel MDS en approximant son comportement par des éléments électriques déduits à partir des mesures effectuées sur un certain nombre de diodes. Les impédances ont été trouvées à partir de l'optimisation source pull load pull de la diode utilisant des filtres idéaux substitués plus tard par des topologies plus réalistes. Le filtre et la transition ont été étudiés par des simulateurs électromagnétiques tel que Momentum et HFSS pour prouver leur validité. Ces éléments montrent une grande fiabilité et des résultats satisfaisants.

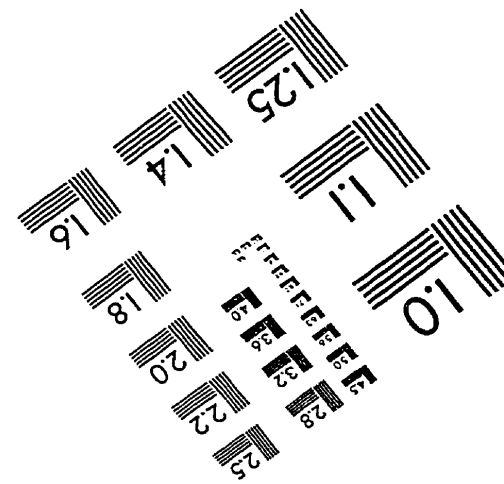
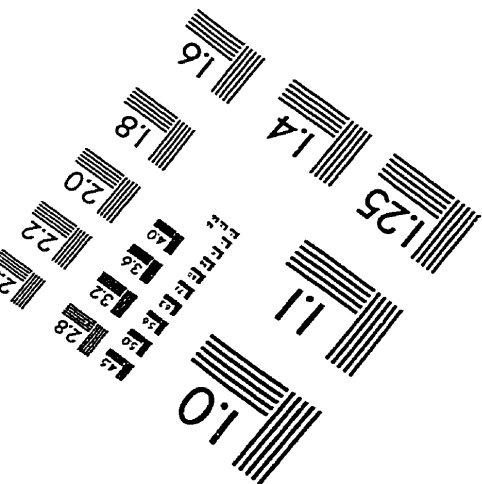
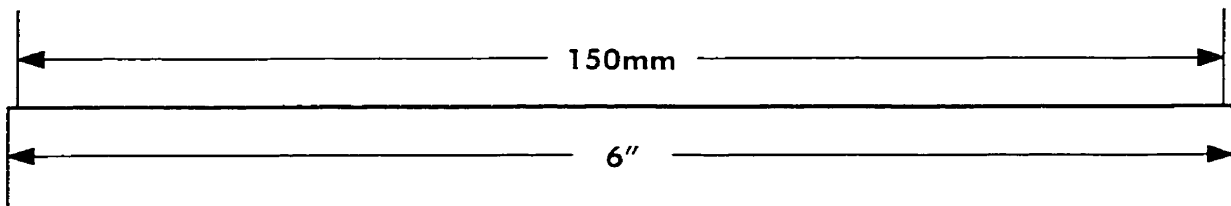
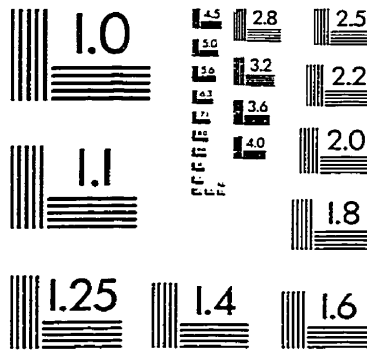
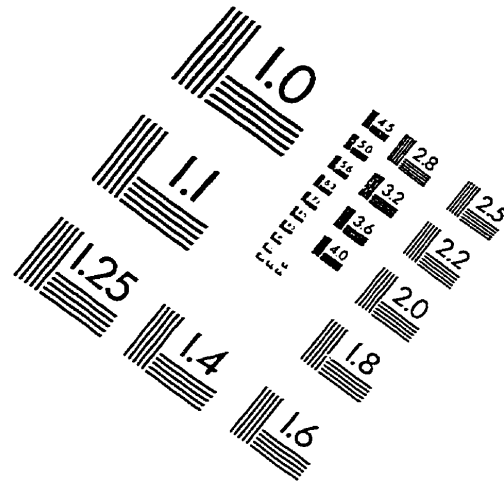
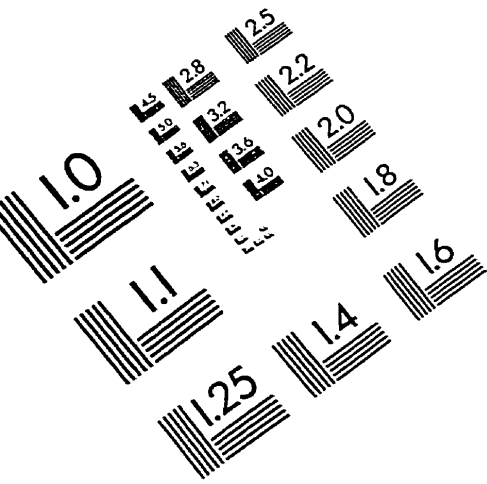
RÉFÉRENCES

- [1] BENSON, F. A., and WINDER, F. (December 1967). Nonlinear Resistance Harmonic Generator. Electron. Lett, Vol.3, pp. 534-535.
- [2] BURKHARDT, C.B. (April 1965). Analysis of Varactor Frequency Multipliers for Arbitrary Capacitance Variation And Drive Level. The Bell Syst. Tech. Journal, pp 675-692.
- [3] CHOUDHURY, D., FRERKING, M.A., and BATELAAN, P.D. (April 1993). A 200 Ghz Tripler Using A Single Barrier Varactor. IEEE trans. Microw. Theory. And Tech, Vol 41, pp.595-599.
- [4] RAHAL, A., BOCH, E., OVEY, J., and BOSISIO, R.G. (November 1995). Planar Multi- Stack quantum barrier varactor tripler evaluation at W band. Electron. Lett, Vol.31, pp. 2022-2023.
- [5] FRERKING, M.A., and EAST, J.R. (November 1992). Novel Heterojunction Varactors. Proceeding of the IEEE, Vol.80, pp. 1853-1860.
- [6] CHOUDHURY, D., RAISÄNEN, A.V., SMITH, R.P., MARTIN, S.C., OSWALD, J.E., DENGLER, R.J., FRERKING, and P.H SIEGEL, P.H. (1994). Frequency tripler With Integrated Back-To-Back Barrier- N-N⁺(bbbNN) Varactor Didoes in a Novel Split-Waveguide Block at 220 GHz. IEEE Trans. Microw. Theory. And Tech. Digest W2E-3, pp.771-774.
- [7] RAISÄNEN, A.V., TOLMUMEN, T.J., NATZIK, M., FREKING, M.A., BROWN, E., GRÖNQVIST, H., and NIELSEN, S.M. (March 1995). A Single Barrier Varactor Quintupler at 170 GHz. IEEE Trans. On Microw. Theory. And Tech, Vol 43, , pp.685-688.
- [8] RAHAL, A., BOSISIO, R.G., BOCH, E., OVEY, J., SAWAN, M. (1996). Multi-Stack Quantum Barrier Varactor Frequency Triplers, An efficient Way for mm-Wave Power Generation," ANTEM 96, Vol.2, pp.623-626.

- [9] KOLLEBERG, E., and RYDBERG, A. (December 1989). Quantum-Barrier-Varactor Diodes For High Efficiency Millimetre-Wave Multipliers. Electron. Lett., Vol.25, pp. 1696-1698.
- [10] KRISHNAMURTHI, K., NIELSEN, S.M., and HARRISON, R.G. (December 1994) GaAs Single Barrier Varactors For Millimeter-Wave Triplers : Guidelines For Enhanced Performance. IEEE Trans. Microw. Theory. And Tech., Vol 42, pp.2512-2516.
- [11] REDDY, V.K., and NEIRKIK, D.P. (March 1993). High breakdown voltage Al/As/InGaAs Quantum Barrier Varactor Diodes. Electron. Letters, Vol.29, pp. 464-466.
- [12] RAHAL, A., BOSISIO, R.G., BOCH, E., OVEY, J., SAWAN, M., and MISSOUS, M. A Multi-Stack Quantum Barrier Varactor on InP For MM-wave Frequency Tripling. 25th European Microwave Conference, EMC-95, Vol.2, pp.981-984.
- [13] RAHAL, A. (1997). Caractérisations multifréquentielles des varacteurs à structure symétrique et conception de tripleurs de fréquences en ondes millimétriques, Thèse de Doctorat, École Polytechnique de Montréal.
- [14] FABER, M.T., CHRAMIEC, J., ADAMSKI, M.E. (1995). Microwave and Millimeter-Wave Diode Frequency Multipliers. Artech House.
- [15] MAAS, S., A. (1988). NONLINEAR MICROWAVE CIRCUITS. Artech House.
- [16] RAÏSÄNEN, A., V. (November 1992). Frequency Multipliers For Millimeter And Submillimeter Wavelengths. Proc. IEEE, Vol.80, pp.1842-1852.
- [17] WADELL, B., C. (1990) Transmission Line Design Handbook, " Artech House.
- [18] MATTHAEI, G., YOUNG, L., and JONES, E., M., T. (1980). MICROWAVE FILTERS, IMPEDANCE MATCHING NETWORKS, AND COUPLING STRUCTURES. Artech House Books .
- [19] KORYU ICHI, T. (1989). Microwave Engineering. Harcourt Brace Jovanovich
- [20] GIANNINI, F., PAULONI, C., and RUGGIERI, M. (February 1988). CAD-Oriented Lossy Models For Radial Stubs. IEEE Trans. On Microw. Theory. And Tech., Vol 36, pp.305-313.

- [21] IZADIAN, J., S., and IZADIAN, S.,M. (1988) Microwave Transition Design. Artech House .
- [22] GUPTA, K.C., GARG, R., and BAHL, I.,J. (1993) Microstrip lines and slotlines. Norwood, MA., Artech House.
- [23] SHIH,Y., TON, T ., and BUI, T.,Q. (1988). WAVEGUIDE-TO-MICROSTRIP TRANSITIONS FOR MILLIMETER-WAVE APPLICATIONS. IEEE MTT-S DIGEST
- [24] HO, T.,Q., and SHIH,Y. (February 1989) Spectral-Domain Analysis of E-plane Waveguide to Microstrip Transitions. IEEE Trans. Microw. Theory. And Tech, Vol 37, , pp.388-392.

IMAGE EVALUATION TEST TARGET (QA-3)



APPLIED IMAGE, Inc
 1653 East Main Street
 Rochester, NY 14609 USA
 Phone: 716/482-0300
 Fax: 716/288-5989

© 1993, Applied Image, Inc., All Rights Reserved