UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CARACTÉRISATION MULTIFRÉQUENTIELLE DES VARACTEURS QUANTIQUES ET CONCEPTION DE TRIPLEURS DE FRÉQUENCE EN ONDES MILLIMÉTRIQUES.

ALI RAHAL
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ELECTRIQUE ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIA DOCTOR (Ph.D.)
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
Septembre 1997

© Ali Rahal, 1997

National Library of Canada
Bibliothèque nationale du Canada

Acquisitions and Bibliographic Services
Acquisitions et services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

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

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

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

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

0-612-33025-7

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée :

CARACTÉRISATION MULTIFRÉQUENTIELLE DES VARACTEURS QUANTIQUES ET CONCEPTION DE TRIPLEURS DE FRÉQUENCE EN ONDES MILLIMÉTRIQUES.

Présentée par : RAHAL ALI

en vue de l'obtention du diplôme de : Philosophiae Doctor

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de :

M. WU Ke, Ph.D., président du jury

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

M. SAWAN Mohamad, Ph.D., membre te codirecteur de recherche

M. NAJAFI Iraj, Ph.D., membre

M. ROGERS Chris, Ph.D., membre

Remerciements

Je désire exprimer ma gratitude et mes remerciements au Professeur Renato Bosisio, mon directeur de recherches. Tout au long de ce travail, son soutien, ses conseils et l'aide financière qu'il m'a attribué m'étaient indispensables.

Je remercie également le Professeur Mohamad Sawan, codirecteur de recherches, pour ses précieux conseils durant le travail et lors de la rédaction de la thèse.

Ma reconnaissance va également aux membres du Jury pour vouloir bien évaluer ce travail.

Je n'oublie pas le Dr. K. Krishnamurthi qui m'a introduit au monde fascinant des dispositifs millimétriques. Un grand merci aux messieurs John Ovey et Dr. Chris Rogers de Philips Microwave, U.K. pour leur aide dans la réalisation des prototypes et pour fournir les composantes utilisées dans cette recherche.

Je désire également remercier Dr. Jan Verspecht et Dr. Dominique Schreurs pour les mesures de formes d'ondes que j'ai effectué sur leur montage durant un bref séjour à Bruxelles.

Un merci à Eric Boch pour m'avoir arrangé un accès aux facilités de mesures millimétriques chez Lookheed-Martin et pour avoir partagé son expérience avec moi..

Un grand merci au corps professoral, scientifique et technique du laboratoire Poly-Grames pour l'ambiance et la qualité de recherche au Laboratoire.

Je suis reconnaissant de l'aide de Mlle. Geniviève Busbib pour le temps qu'elle a volontairement accordé à la correction linguistique du texte.

Un grand merci au fond CRSNG pour le support financier de cette recherche.

Je termine avec ma moitié douce, toute ma gratitude à mon épouse pour son amour sa patience et son soutient qui me sont toujours indispensables.

Résumé

L'histoire de ce travail a commencé à la suite de ma rencontre avec Katiravan Krishnamurthi en Septembre 1993. J'avais déjà finie ma maîtrise sur les mesures de résistance négative en fréquences micro-ondes et Katiravan venait de finir son doctorat sur la réalisation des QBV 'Quantum Barrier Varactor'. Il avait notamment réussi à réaliser des diodes à hétérostructure qui se sont montrées prometteuses pour la réalisation de tripleurs de fréquences en bandes millimétriques.

Les discussions ultérieures avec Katiravan et avec mon directeur de recherche, le Professeur Renato Bosisio, ont conduit à la germination de l'idée d'effectuer des mesures non-linéaires sur les QBV afin de déterminer les conditions optimales d'opération en tripleur de fréquence et de déterminer par mesure leurs performances sous conditions réelles d'opération.

Katiravan nous a ainsi mit en contact avec John Ovey de Philips Microwave, U.K. John était intéressé à la réalisation de tripleur de fréquence à haute puissance (100-200 mW) en bandes millimétriques. C'est ainsi que ce projet a démarré avec comme but d'approfondir nos connaissances sur le comportement non-linéaire des QBV et MSQBV.

Les diodes MSQBV opèrent sans alimentation DC et ne génèrent que des harmoniques impaires ce qui conduit à des réalisations moins complexes des tripleurs millimétriques.

Au niveau intérêt et potentiel d'application, on peut dire qu'un tripleur de fréquence ajouté à un oscillateur stable à plus basse fréquence constituent un remplacement économique aux sources de fréquence millimétriques traditionnelles majoritairement dominées par les Klystrons et les diodes Gunn. Cette source a l'avantage d'être réalisable en technologies miniaturisées (MHMIC, MMIC). Elle trouve aussi sa place dans une diversité d'applications émergentes telles que les réseaux LAN, les communications inter-satellites, les systèmes de radiographie et de navigation nocturne. Le nouveau

marché des systèmes de contrôle de trafic, des radars anti-collisions et d'autoroutes intelligentes sont d'autres applications pour une telle source.

Dans le cadre de cette thèse, on propose une étude expérimentale du comportement non-linéaire du MSQBV. Cette étude est basée sur une caractérisation grand signal mutli-fréquentielle du varacteur. Cette caractérisation est rapportée pour la première fois sur des mono-port non-linéaires. Un montage de mesure à base de réflectomètre Six-Port est bâti est testé. Une combinaison de calibration TRL et de la boîte d'erreur classique du Six-Port est appliquée ce qui améliore la précision des mesures. Un modèle non-linéaire quasi statique du MSQBV est introduit. Ce modèle est intégré au logiciel MDS à l'aide de tables de données mesurées ce qui réduit l'effort d'extraction de paramètres du modèle équivalent et résulte en une meilleure précision. Finalement, des prototypes de tripleurs à 60 et à 93 GHz ssont construits est testés. La contribution de ce travail dans le domaine des connaissances micro-ondes se situe surtout au niveau de l'instrumentation de mesure et de la conception de circuits millimétriques non-linéaires.

La thèse est divisée en huit chapitres. Dans le premier chapitre, on présente un aperçu général sur les multiplicateurs en mettant l'accent sur les mutliplicateurs à diodes. Le deuxième chapitre, donne un aperçu général sur les méthodes de mesures et de caractérisations non-linéaires. Le troisième chapitre, traite de la topologie et de la physique de la diode à barrières quantiques. Les différents effets de la géométrie et de la physique du MSQBV sur ses caractéristiques électriques sont également discutés. Le quatrième chapitre, présente le travail de caractérisation et de modélisation du MSQBV. Le cinquième chapitre, détaille le système de mesure et présente les résultats des caractérisations complétées. Le sixième chapitre, présente les simulations et la conception des prototypes des tripleurs à 60 et à 93 GHz. Dans le septième chapitre, on discute des détailles des réalisations et des mesures des différents prototypes. Le chapitre huit conclut le travail et donne des recommandations pour des travaux futures.

Le but de ce travail est donc d'étudier les caractéristiques non-linéaires des nouvelles diodes MSQBV.

Abstract

The story behind this work began when I first met Katiravan Krishnamurthi in September 1993. I had already finished my Master degree and Katiravan was just finishing his Ph.D. on QBV structures and fabrication. He has noticeably succeed in the realization of mutli-stack structure diodes who shows good DC performances. Further discussions with Katir and my adviser, Prof. Renato Bosisio lend to the idea of non-linear characterization of QBV diodes in order to evaluate their performances under real microwave operating conditions. Katiravan arranged a first contact with John Ovey of Philips Microwave, U.K. John was interested in high power millimeter-wave frequency multipliers and has initiated a research work on MSQBV devices on InP.

The idea of non-linear investigation of MSQBV for triplers application is original and hence this work began. MSQBV devices requires no DC bias neither Idlers at even frequencies so tripler circuits may be less complex then classical realizations. Such a new circuit has potential applications in emergent communication and traffic control applications.

In this work, we propose an experimental study of the non-linear behavior of the MSQBV diodes. This study is based on a non-linear multi-harmonic characterization of the diode for tripler applications. This is reported for the first time on MSQBV and is based on an active load pull technique that requires a special setup. In this work, a Six-Port based measurement setup is developped. Measurement precision is greatly enhaced using a combination of TRL and classical error box calibrations. A new table based model of the MSQBV is implemented in MDS. This model shows a good precision in the linear and non-linear simulations.

The main contribution of this work reside in the microwave instrumentation and the modeling and design of bias less idlers less MSQBV based frequency triplers.

The thesis is divided into eight chapters. In the first chapter, we present an overview of frequency multipliers stressing on diode based multipliers. In the second chapter, a general overview on the non-linear methods of measurements and characterization is presented. In the third chapter, the diode physics and topology and their effects on the MSQBV electrical performances are discussed. The fourth chapter treat the characterization and modeling of the MSQBV. The fifth chapter present the multi-harmonic non-linear measurement system and the non-linear measurements results. In chapter six, we present the simulations and the design of the 60 and 93 GHz frequency triplers. Chapter seven resume the prototype fabrication and measurements results. A conclusion and ideas for further investigations are discussed in chapter eight.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIMENTS ..... **iv**
RÉSUMÉ ..... **v**
ABSTRACT ..... **vii**
TABLE DES MATIÈRES ..... **ix**
LISTE DES TABLEAUX ..... **xiii**
LISTE DES FIGURES ..... **xiv**
LISTE DES SYMBOLES ..... **xix**

CHAPITRE I : APERÇU GÉNÉRAL SUR LES MULTIPLICATEURS DE FRÉQUENCE 1
1.1 Introduction 1
1.2 Classification des multiplicateurs 3
1.3 Principe d'opération d'un multiplicateur de fréquence 4
1.4 Types de multiplicateurs de fréquence 7
1.4.1 Multiplicateurs simples 7
1.4.2 Multiplicateurs à structures balancées 9
1.4.3 Multiplicateurs à diode Schottky en connexion antiparallèle 10
1.4.4 Multiplicateurs à topologies distribuées 12
1.4.5 Multiplicateurs à topologie de pont 13
1.5 Conclusion 15

CHAPITRE II : APERCU GÉNÉRAL SUR LES MÉTHODES DE MESURES ET DE CARACTÉRISATIONS NON-LINÉAIRES 17

2.1 Introduction 17

2.2 Méthodes de caractérisations non-linéaires 18

2.2.2 Méthodes à charges variables (Load Pull) 19

2.2.2.1 Techniques à charges variables passives 19

2.2.2.2 Techniques à charges variables actives 20

2.2.3 Mesures en régime pulsé 23

2.2.4 Les mesures d'harmoniques 24

2.2.5 Mesures de formes d'ondes 24

2.3 Système de mesure Load-Pull à réfléctomètre Six-Port 24

2.3.1 Calibration d'un réflectomètre Six-Port 26

2.3.2 Calibration du Six-Port par réduction à un Quatre-Port 26

2.4 Conclusion 30

CHAPITRE III : PHYSIQUE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU VARACTEUR À BARRIÈRES QUANTIQUES 31

3.1 Introduction 31

3.2 Structure physique du QBV 31

3.3 Principe de fonctionnement 32

3.4 Équivalence entre le modèle et les paramètres physiques de la diode 34

3.4.1 Le substrat et la zone de contact 34

3.4.2 La zone de déplétion 36

3.4.3 La zone de la barrière 39

3.5 La diode à barrières quantiques multiples (MSQBV) 40

3.5.1 Conception de la diode MSQBV 41

3.5.2 Fabrication de la diode MSQBV 43

3.6 Conclusion 45

CHAPITRE IV : CARACTÉRISATION PETIT SIGNAL ET MODÉLISATION DE LA DIODE MSQBV 47

4.1 Introduction 47

4.2 Mesures CC et paramètres S 49

4.3 Modèle électrique équivalent 54

4.4 Implantation du modèle dans le logiciel MDS 55

4.5 Conclusion 70

CHAPITRE V : MESURES NON-LINÉAIRES MULTI-FRÉQUENTIELLE : SYSTÈME ET RÉSULTATS 71

5.1 Introduction 71

5.2 Système de caractérisation non-linéaire du MSQBV 72

5.3 Protocole de mesure 82

5.4 Résultats des caractérisations non-linéaires 84

5.5 Conclusion 89

CHAPITRE VI : SIMULATIONS NON-LINÉAIRES ET CONCEPTION DU TRIPLEUR 90

6.1 Introduction 90

6.2 Méthodes d'analyses non-linéaires 90

6.2.1 Méthodes temporelles 91

6.2.2 Méthodes d'équilibrage harmonique 92

6.3 Conditions imposés sur le modèle non-linéaire 95

6.4 Analyses et optimisations du tripleur 96

6.5 Conclusion 122

CHAPITRE VII : RÉALISATION ET MESURE DES TRIPLEURS À 60 ET À 93 GHz 123

7.1 Introduction 123

7.2 Réalisation et mesures du tripleur à 60 GHz 123

7.3 Réalisation et mesures des tripleurs en bande W 135

7.4 Conclusion 143

CHAPITRE VIII : Discussion et recommandations 144

RÉFÉRENCES 148

Liste des tableaux

Tableau 5.1 : Caractéristiques des composantes individuelles du Six-Port 78
Tableau 7.1 : Conditions d'opération optimale du tripleur à 60 GHz 124

Liste des figures

Figure 1.1 : Schéma en bloc d'un multiplicateur de fréquence 4
Figure 1.2 : Formes d'ondes aux bornes d'une diode Schottky 5
Figure 1.3 : Schéma en bloc d'un multiplicateur simple 8
Figure 1.4 : Multiplicateur à structure balancée 9
Figure 1.5 : Diodes en connexion antiparallèle 11
Figure 1.6 : Caractéristique I-V d'une connexion antiparallèle de diode Schottky 11
Figure 1.7 : Multiplicateur à structure distribuée 12
Figure 1.8 : Schéma en bloc d'un multiplicateur à connexion de pont 14
Figure 2.1 : Schéma en bloc d'un système de mesure Load-Pull passif 19
Figure 2.2 : Schéma en bloc du système à charges actives à deux signaux 21
Figure 2.3 : Schéma en bloc du système à boucle active 21
Figure 2.4 : Topologie du Six-Port 25
Figure 2.5 : Comparaison entre Six-Port est Quatre-Port équivalent 27
Figure 3.1 : Structure typique d'un QBV 32
Figure 3.2 : Structure de bandes d'énergie dans un QBV 33
Figure 3.3 : Caractéristiques I-V et C-V d'un QBV sous conditions CC 34
Figure 3.4 : Équivalence entre la structure du QBV et son modèle électrique 35
Figure 3.5 : Énergie de bande interdite en fonction de la constante du cristal des matériaux du groupe III-V 43
Figure 3.6 : Structure et composition de la diode MSQBV à 10 barrières 44
Figure 3.7 : Microphotographie du MSQBV 45
Figure 4.1 : Montage de mesure de la relation I-V du MSQBV 51
Figure 4.2 : Monture en ligne coplanaire du MSQBV 51

Figure 4.3 : Mesure de la caractéristique I-V des diodes du réticule 498X2/2A 52
Figure 4.4 : montage de mesure des paramètres S 53
Figure 4.5 : Mesure du paramètre S_{11} du MSQBV à polarisation nulle 53
Figure 4.6 : Modèle électrique équivalent du MSQBV 54
Figure 4.7 : Comparaison entre mesures et modèles de la capacité non-linéaire 57
Figure 4.8 : Caractéristique CC du MSQBV. Simulations et mesures 58
Figure 4.9 : Le modèle_1 tels qu'implanté dans MDS 60
Figure 4.10 : Le modèle à table de donnée tels qu'implanté dans MDS 61
Figure 4.11 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11 62
(Amplitude, Tension = 0 V. ___ mesures, modèle_1, DTM)
Figure 4.12 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11 63
(Phase , Tension = 0 V. ___ mesures, modèle_1, DTM)
Figure 4.13 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11 64
(Amplitude, Tension = 5 V. ___ mesures, modèle_1, DTM)
Figure 4.14 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11 65
(Phase, Tension = 5 V. ___ mesures, modèle_1, DTM)
Figure 4.15 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11 66
(Amplitude, Tension = 10 V. ___ mesures, modèle_1, DTM)
Figure 4.16 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11 67
(Phase, Tension = 10 V. ___ mesures, modèle_1, DTM)
Figure 4.17 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11 68
(Amplitude, Tension = 19 V. ___ mesures, modèle_1, DTM)
Figure 4.18 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11 69
(Phase, Tension = 19 V. ___ mesures, modèle_1, DTM)
Figure 5.1 : Schéma bloc du montage de mesure 74
Figure 5.2 : Topologie du filtre passe bas à résonateurs radiaux 75
Figure 5.3 : Topologie du filtre passe bande à $3f_0$ (39 GHz) 75
Figure 5.4 : Comparaison entre simulations et mesures du filtre passe bas 76

Figure 5.5 : Comparaison entre simulations et mesures du filtre passe bande 77

Figure 5.6 : Schéma en bloc du Six-Port à points Qi stabilisés 79

Figure 5.7 : Variation des points Qi entre 6 et 40 GHz, avant stabilisation 80

Figure 5.8 : Variation des points Q_i après l'optimisation des lignes L1 et L2 81

Figure 5.9 : Contours de puissance générés à 39 GHz par la diode MSQBV 85

(Valeurs tracés correspondent aux conjugués des valeurs mesurés)

(f_{in} = 13 GHz, Pinj = 100mW) (Diode SBVI, V_{br} =23.5 V)

Figure 5.10 : Contours de puissance générés à 39 GHz par la diode MSQBV 86

(Valeurs tracés correspondent aux conjugués des valeurs mesurés)

(f_{in} = 13 GHz, Pinj = 100mW) (Diode SBVG1, V_{br} = 22.0 V)

Figure 5.11 : Contours de puissance générés à 39 GHz par la diode MSQBV 87

(Valeurs tracés correspondent aux conjugués des valeurs mesurés)

(f_{in} = 13 GHz, Pinj = 100mW) (Diode SBVG2, V_{br} = 4.0 V)

Figure 5.12 : Contours de puissance généré à 39 GHz par la diode MSQBV 88

(Valeurs tracés correspondent aux conjugués des valeurs mesurés)

(f_{in} = 13 GHz, Pinj = 100mW) (Diode SBVC2, V_{br} = 15.0 V)

Figure 6.1 : Schéma en bloc d'un multiplicateur de fréquence 91

Figure 6.2 : Partition du circuit pour simulation HB 93

Figure 6.3 : Implantation du circuit du tripleur dans MDS 97

Figure 6.4 : Schéma du circuit simulé du tripleur en bande K 99

Figure 6.5 : Fonction de transfert et efficacité de conversion du tripleur en bande K

(f_{in} = 13 GHz, Z_{in} = 50 Ω , Γ_{charge} = 0.8 $\angle 220°$) 100

Figure 6.6 : Spectre du signal RF aux bornes du MSQBV 101

(f_{in} = 13 GHz, Z_{in} = 50 Ω , Γ_{charge} = 0.8 $\angle 220°$)

Figure 6.7 : Forme d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la diode 102

(f_{in} = 13 GHz, P_{inj} = 100 mW)

Figure 6.8 : Variations de l'impédance du MSQBV en fonction de la puissance injectée.

(f_{in} = 13 GHz) 103

Figure 6.9 : Puissance maximale de sortie du tripleur bande K 104
(Fin = 13 GHz, Pinj = 26.5 dBm, $\Gamma_{charge} = 0.8 \angle 220°$)
Figure 6.10 : Variations de la puissance générée à 39 GHz en fonction de la charge.
(P_{inj} = 23 dBm, f_{in} = 13GHz) 105
Figure 6.11 : Schéma de simulation des formes d'ondes 105
Figure 6.12 : Formes d'ondes des signaux incidents et réfléchis aux bornes du MSQBV
(+++, Simulations, ___ Mesures) 106
Figure 6.13 : Formes d'ondes du courant et de la tension mesurées au borne du MSQBV
(Courant , Tension) 107
Figure 6.14 : Fonction de transfert (P_{in}-P_{out}) et l'efficacité de conversion 110
(Tripleur bande V. f_{in} = 20 GHz)
Figure 6.15 : Formes de l'onde du courant et de la tension aux bornes du MSQBV
(Tripleur bande V, f_{in}= 20 GHz ; P_{in}= 26 dBm) 111
Figure 6.16 : Variations de l'efficacité de conversion en fonction de la charge à la 3ème harmonique. (Tripleur bande V) 112
Figure 6.17 : Variations de la puissance de sortie en fonction de la charge à la 3ème harmonique. (Tripleur bande V) 113
Figure 6.18 : Charges optimales vues par la MSQBV, tripleur bande V 114
(P_{in} = 26 dBm, f_{in} = 20 GHz)
Figure 6.19 : Largeur de bande estimée du tripleur bande V 115
Figure 6.20 : Puissances à f_0 et à $3f_0$ en fonction de la puissance incidente 117
(f_{in}=31 GHz)
Figure 6.21 : Spectre du signal aux bornes du MSQBV dans un tripleur à 93 GHz.
(f_{in} = 31 GHz, P_{in} = 30 dBm) 118
Figure 6.22 : Charges optimales pour le tripleur à 93 GHz 119
Figure 6.23 : Formes d'ondes des courants circulant dans les différentes non-linéarités du MSQBV. (Courant total, +++ Courant capacitif, Courant résistif) 120

Figure 6.24 : Variations de la puissance à la 5ème harmonique en fonction de l'impédance. (La charge à $3f_0$ est optimale ; f_{in} = 31 GHz, Pin = 30 dBm) 121

Figure 7.1 : Layout du circuit à double stub du tripleur planaire à 60 GHz 125

Figure 7.2 : Layout du circuit à transformateur d'impédance du tripleur à 60 GHz.....125

Figure 7.3 : Comparaison entre simulations et mesures du filtre passe-bande à 60 GHz..... 126

Figure 7.4 : L'impédance présentée au MSQBV par le circuit d'entrée.....128 (Gin ; circuit à double Stub. GinT ; circuit à transformateur d'impédance)

Figure 7.5 : Topologie de la transition en guide à rainure WR-19 129

Figure 7.6 : Résultats des simulations par HFSS de la transition de la figure 7.5..... 129 (Paramètres S11 et S22 du mode fondamentale)

Figure 7.7 : Résultats des simulations par HFSS de la transition de la figure 7.5..... 130 (Paramètres S11 et S22 du mode fondamentale)

Figure 7.8 : Topologie de la transition guide à rainure bande K.....130

Figure 7.9 : Paramètres de dispertion de la transition bande K simulés par HFSS.....131

Figure 7.10 : Paramètres [S] mesurés de la transition Guide à rainure/micro-ruban.... 132

Figure 7.11 : montage de mesure du tripleur à 60 GHz..... 133

Figure 7.12 : Spectre du signal à la sortie du tripleur bande V (accès coaxial)..... 134 (Premier prototype)

Figure 7.13 : Spectre du signal à la sortie du tripleur bande V (accès guide d'onde). (Deuxième Prototype) 135

Figure 7.14 : Circuit du multiplicateur à 93 GHz en topologie guide d'onde 136

Figure 7.15 : Comparaison entre résultats de simulation et mesures du Tripleur guide d'onde à 93 GHz 137

Figure 7.16 : Caractéristiques du filtre passe bas quasi elliptique 139

Figure 7.17 : Prototype du tripleur en topologie planaire à 93 GHz.....140

Figure 7.18 : Montage de mesure du tripleur en topologie planaire à 93 GHz 141

Figure 7.19 : Résultats de mesure du prototype planaire à 90 GHz 142

Liste des symboles et des abréviations

FET : Filed Effect Transistor

QBV : Quantum Barrier Varactor

MSQBV : Multi Stack Quantum Barrier Varactor

PHEMT's : Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor

HBT : Hetero-Structure Bipolar Transistor

SRD : Step Recovery Diode

bbBNN$^+$: back to back Barrier N N$^+$ diode

MESFET : Metal Semiconductor Field Effect Transistor

FFT : Fast Fourrier transform

BJT : Bipolar Junction Transitor

CAO : Conception Assistée par Ordinateur

HB : Harmonic Balance

MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuits

RF : Radio Frequency

CC : Courant Continue

Z0 : Impedance caractéristique

τ : temp de retard (Delay Time)

BALUN : Balanced to Unbalenced structure transformer

DST : Dispositif sous test

VANA : Vectorial Automatic Network Analyser

GaAs : Gallium Arsenide

InP : indium Phosphide

AlAs : Aluminum Arsenide

InAlAs : Indium Aluminum Arsenide

TiPtAu : Titanium Platinum Gold

I-V : Relation courant tension

C-V : Relation capacité tension

DTM : Data Table Model

SDD : Symbolic Device Definition

VCO : Voltage controlled oscillator

GPIB : General Purpose Interface Bus

TRL : Thru Reflect Line

MHMIC : Minature Hybrid Microwave Integrated Circuit

MDS : Microwave Design System. (Trade Mark of HP)

Chapitre I

Aperçu général sur les multiplicateurs de fréquence

1.1 Introduction

Un multiplicateur de fréquence est un circuit qui génère à sa sortie des multiples entiers du signal absorbé à son entrée. Ce phénomène fait appel à une caractéristique non-linéaire du dispositif électronique utilisé. Les multiplicateurs de fréquence trouvent place dans une diversité d'applications micro-ondes et millimétriques, allant des synthétiseurs de fréquences jusqu'aux sondeurs radio astronomiques. Ils doivent leur vaste expansion à la disponibilité de nouveaux dispositifs semi-conducteurs capables d'opérer à de très hautes fréquences. Dans l'état actuel de la technologie, des multiplicateurs opérant au delà de 500 GHz sont possibles [1, 2].

Les multiplicateurs de fréquence ont connu leur début expérimental durant la deuxième grande guerre. À l'époque, des expériences ont eu lieu sur des diodes à contact « *Whisker contact* » en Germanium et en Silicium. Plus tard, dans les années 50 ce sont les tubes à vide qui ont dominé le monde des micro-ondes [3]. La venue, dans les années 60 des diodes p-n et plus tard des diodes Schottky a révolutionné le monde des multiplicateurs.

Dans leurs travaux pionniers, Pantell, Page, Clay et Benson [4, 5, 6, 7] ont étudié intensivement les multiplicateurs résistifs et ont établit des règles générales de conception. Page et Clay, ont prouvé que l'efficacité maximale de conversion d'un multiplicateur résistif est égale à $\frac{1}{N^2}$, où N est l'ordre de multiplication.

Tang, Sard et Burckhardt [8, 9, 10] ont traité le cas des multiplicateurs réactifs. Ces travaux sont longtemps restés un outil apprécié de conception. Buckhardt a établi une

sorte de tables normalisées pour la conception des multiplicateurs utilisant des varacteurs à non linéarité quelconque. Cependant cette non linéarité doit suivre la loi idéale d'un varacteur p-n donné à l'équation (1.1). Ces travaux sont basés sur des méthodes d'analyse analytique et comportent ainsi plusieurs simplifications. Étant justifiables aux fréquences RF, ces approximations conduisent à des résultats imprécis lors de la conception de multiplicateurs aux fréquences millimétriques surtout pour les diodes dont la relation C-V ne suit pas celle de l'équation (1.1).

$$C(v) = \frac{Cj_0}{\left(1 - \frac{v}{\Phi_b}\right)^{\gamma}} \tag{1.1}$$

où v est la tension de la jonction.

Φ_b est la tension de la barrière.

γ est le facteur d'idéalité.

C_{j0} est la capacité à polarisation nulle.

L'introduction dans les années 80 des méthodes d'analyses numériques non-linéaires telles que la méthode d'équilibrage harmonique (HB) [11] a permis des études approfondies sur les multiplicateurs. Les effets des terminaisons aux harmoniques supérieures, du courant de polarisation et des variations de l'impédance en fonction de la puissance sont parmi les informations disponibles d'une simulation HB. La méthode d'équilibrage harmonique, en tant que tel, est une méthode rigoureuse, l'écart observé par différents auteurs [12] entre les simulations et les mesures est plutôt attribué à la précision des modèles des éléments utilisés et à la précision des calculs numériques. Cet effort du côté simulation est constamment appuyé par la disponibilité de puissants ordinateurs. Ces outils de CAO ne sont pas, à eux seuls, suffisants pour aboutir à une bonne conception. L'exactitude des simulations repose sur la puissance de la méthode de calcul et surtout, sur la fidélité du modèle à représenter les non-linéarités du dispositif. La complexité des

phénomènes non-linéaires aux fréquences millimétriques et la sensibilité du multiplicateur aux terminaisons présentées expliquent l'écart observé entre les simulations et les mesures. Une approche expérimentale de conception représente toujours un moyen pratique et précis dans la réalisation des circuits non-linéaires. Ici, il s'agit d'optimiser les performances du dispositif sous les conditions réelles d'opération. Une fois les charges optimales définies, la tâche de conception se réduit à un exercice d'adaptation d'impédances. Dans ce chapitre, on présente une revue bibliographique sur les multiplicateurs de fréquence les plus utilisés, on discutera également de leurs mérites et leurs lacunes.

1.2 Classification des multiplicateurs

Tout multiplicateur de fréquence peut être classé sous une des deux catégories :

1- Multiplicateur résistif.
2- Multiplicateur réactif.

Un multiplicateur résistif est tout multiplicateur qui utilise un dispositif à non linéarité résistive (conductive). Sous cette catégorie on trouve les multiplicateurs à diodes Schottky, à diodes varistor ainsi que ceux à transistors. Ces multiplicateurs opèrent sur une large bande de fréquence et sont relativement faciles à adapter. Ils sont moins sensibles aux variations de charges et présentent une opération plus stable que les multiplicateurs réactifs. Par contre, ils montrent de grandes pertes de conversion et sont bruyants.

Un multiplicateur réactif est tout multiplicateur qui utilise un dispositif à non linéarité réactive. Sous cette catégorie, on trouve les multiplicateurs à diodes Varacteur. Ces multiplicateurs opèrent sur une bande étroite de fréquences et sont très sensibles aux variations de charges. Ils peuvent être très instables s'ils sont improprement terminés.

Leur avantage le plus important c'est qu'ils ont peu de pertes de conversion et sont à faible bruit. Ces deux dernières caractéristiques sont primordiales pour le bon fonctionnement des récepteurs millimétriques à modulation de phase.

1.3 Principe d'opération d'un multiplicateur de fréquence

La multiplication de fréquence a lieu lors d'une génération d'harmoniques. Les dispositifs non-linéaires sont des candidats par excellence pour accomplir cette tâche. La figure 1.1 montre le schéma en bloc d'un multiplicateur de fréquence.

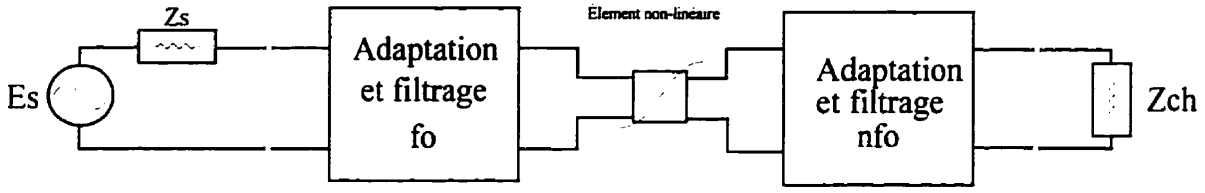


Figure 1.1 : Schéma en bloc d'un multiplicateur de fréquence.

Les blocs d'adaptation et de filtrage à l'entrée et à la sortie, assurent le transfert optimal de la puissance aux fréquences d'intérêt entre le dispositif non-linéaire et les circuits environnants. Les multiplicateurs à diode engendrent toujours de pertes lors d'une multiplication. Un gain de conversion est possible en utilisant des transistors comme éléments non-linéaires. En réalité, ces derniers sont de plus en plus utilisés dans les multiplicateurs, leur inconvénient est leur facteur de bruit élevé. Le développement de nouveaux transistors à faible bruit, tel que les PHEMT et les HBT, va sûrement permettre des réalisations à des fréquences au delà de 40 GHz en technologie intégrée (MMIC).

Pour illustrer le principe de la génération d'harmoniques, prenons l'exemple d'un multiplicateur résistif à diode Schottky. La caractéristique I-V de la diode est montrée à la

figure 1.2. Sur la même figure on montre les formes d'ondes du courant dû à une excitation RF sinusoïdale.

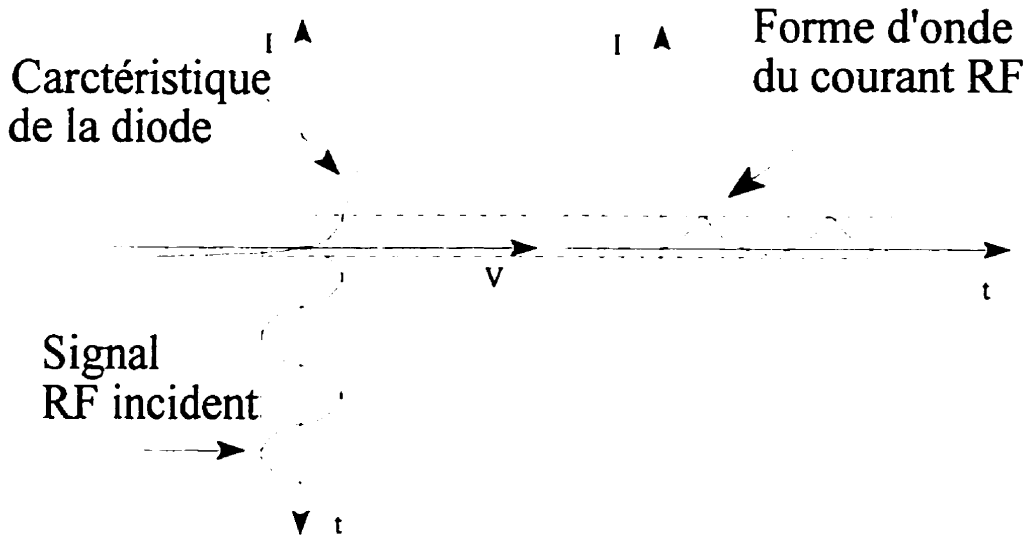


Figure 1.2 : Formes d'ondes aux bornes d'une diode Schottky.

En injectant un signal RF aux bornes de la diode, sa caractéristique non-linéaire I-V fait

$$V = v_1 \cos(\omega_1 t + \phi) \tag{1.2}$$

en sorte que le courant RF I(t) prend la forme de pulsations correspondant aux excursions positives de la tension RF appliquée. Le courant ainsi créé est riche en harmoniques. Le circuit d'adaptation et de filtrage à la sortie sélectionne la composante spectrale désirée. Bien entendu, pour tirer une composante quelconque nf_0, il faut qu'elle existe dans le spectre, c'est le cas de la génération directe. Plus la non-linéarité est forte, plus le spectre est riche en harmoniques. C'est le cas des multiplicateurs à diode SRD par exemple. Le principe d'opération peut être expliqué en termes de fonctions mathématiques simples. La relation I-V d'une diode Schottky est donnée par :

$$I(v) = I_s(e^{\frac{qv}{nKT}} + 1) \tag{1.3}$$

où

I_s	est le courant de saturation.
q	est la charge de l'électron.
v	est la tension appliquée.
n	est le facteur d'idéalité de la jonction.
K	est la constante de Boltzman.
T	est la température de la jonction en degré Kelvin.

En appliquant le développement en série de Taylor au point de polarisation, la relation I-V de l'équation (1.3) donne :

$$I(v) = a_0 + a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 + \ldots + a_n v^n \tag{1.4}$$

en substituant l'expression de V de l'équation (1.2) dans l'équation (1.3) et en la réarrangeant on trouve :

$$I(t) = I_0 + I_1 \cos(w_1 t) + I_2 \cos(2w_1 t) + \ldots + I_n \cos(nw_1 t) \tag{1.5}$$

L'équation (1.5) montre clairement la présence d'harmoniques dans le spectre du courant RF ainsi généré. La composante harmonique la plus élevée est égale au degré du polynôme de l'équation (1.4) . Cette supposition est correcte si on ne tient pas compte de la caractéristique de mélangeur que joue un élément non-linéaire. En effet des harmoniques supérieures à l'ordre du polynôme peuvent être générées en permettant, par une conception judicieuse, le mélange fréquentiel de sous composantes appropriées. Ainsi, un tripleur de fréquence peut être construit avec un élément à non-linéarité carrée moyennant un mélange de la fondamentale et de la deuxième harmonique. Cette

opération est favorisée et contrôlée, à l'aide de circuits résonnant aux fréquences intermédiaires qu'on appel le "*Idler*". Pour générer la 3ème harmonique il nous faut un "*idler*" à la deuxième, et pour avoir la quatrième il nous faut des "*Idlers*" à la deuxième et à la troisième harmoniques. Comme conclusion on trouve que pour un ordre de multiplication élevé ($n > 2$) le nombre d'*Idlers* augmente rapidement ce qui complique énormément la conception aux fréquences millimétriques.

Des éléments à forte non-linéarité sont utilisés dans les multiplicateurs à ordre supérieur. L'utilisation de la diode SRD est répandue dans la réalisation de tels multiplicateurs à basses fréquences micro-ondes. De nouvelles diodes à non linéarité capacitive ont été proposées pour des multiplicateurs à ordre supérieur à 2 opérant aux bandes millimétriques. De ces diodes, on cite le QBV, MSQBV, bbBNN^{+} [13]. Ces diodes possèdent des caractéristiques non-linéaires symétriques qui donnent lieu à une auto-suppression des harmoniques paires, d'où leur avantage dans la construction de tripleurs de fréquences. Ces nouvelles diodes sont aptes à fonctionner à des fréquences supérieures à 100 GHz. En effet les MSQBV présentent une fréquence de coupure de 1.5 THz [14]. Récemment, des tripleurs et des quintupleurs de fréquence opérant à 90 GHz et à 170 GHz utilisant des diodes QBV ont été rapportés [15,16].

1.4 Types de multiplicateurs de fréquence

Afin d'obtenir des multiplicateurs à caractéristiques spécifiques, différentes topologies ont été proposées. Les multiplicateurs les plus connus sont :

1.4.1 Multiplicateurs simples

C'est la topologie de base des multiplicateurs. Le schéma en bloc est montré à la figure 1.3.

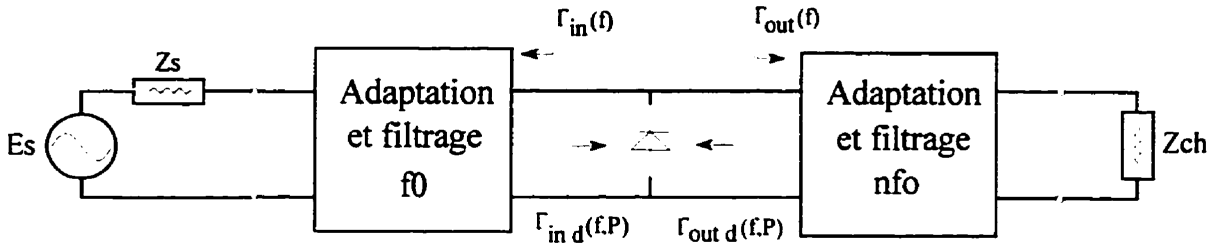


Figure 1.3 : Schéma en bloc d'un multiplicateur simple.

Un élément non-linéaire est connecté entre deux circuits d'adaptation et de filtrage. Le principe d'opération est relativement simple. Un signal à la fondamentale vient exciter le dispositif non-linéaire, ceci donne naissance à la génération d'un spectre d'harmoniques. Les circuits d'adaptation sont conçus de façon à maximiser le transfert de puissance à une harmonique désirée. Bien que simple en principe, la conception optimale de ce type de multiplicateur n'est pas directe. En effet, pour minimiser les pertes de conversion il faut que les circuits d'entrée et de sortie soient seulement couplés via la non linéarité du dispositif. Les conditions optimales d'opération sont résumées par :

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

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

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

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

D'autres conditions, aux fréquences intermédiaires "*Idlers*", seront imposées dans le cas de multiplicateurs à ordre supérieure à deux (n>2). Généralement, on désire maximiser le courant dans le dispositif à la fréquence intermédiaire, ceci est possible en présentant un circuit résonnant à la fréquence en question.

Des conditions d'opération ci-haut mentionnées, on constate que la charge Z_L doit être constante en fonction de la puissance. Ainsi, il est toujours conseillé d'utiliser un étage d'isolation entre le multiplicateur et tout autre dispositif actif en cascade (mélangeur, amplificateur, etc.).

1.4.2 Multiplicateurs à structures balancées

Le schéma bloc est montré à la figure 1.4. Ici on considère le cas de diodes Schottky opérant en mode résistif. Le signal incident est injecté sur les diodes (D1 et D2) en opposition de phase. Ainsi, durant l'excursion positive du signal, D1 est en conduction et D2 et bloquée. Les diodes changent de rôle durant l'excursion négative. Cette action est similaire à celle d'un pont à redressement de signal.

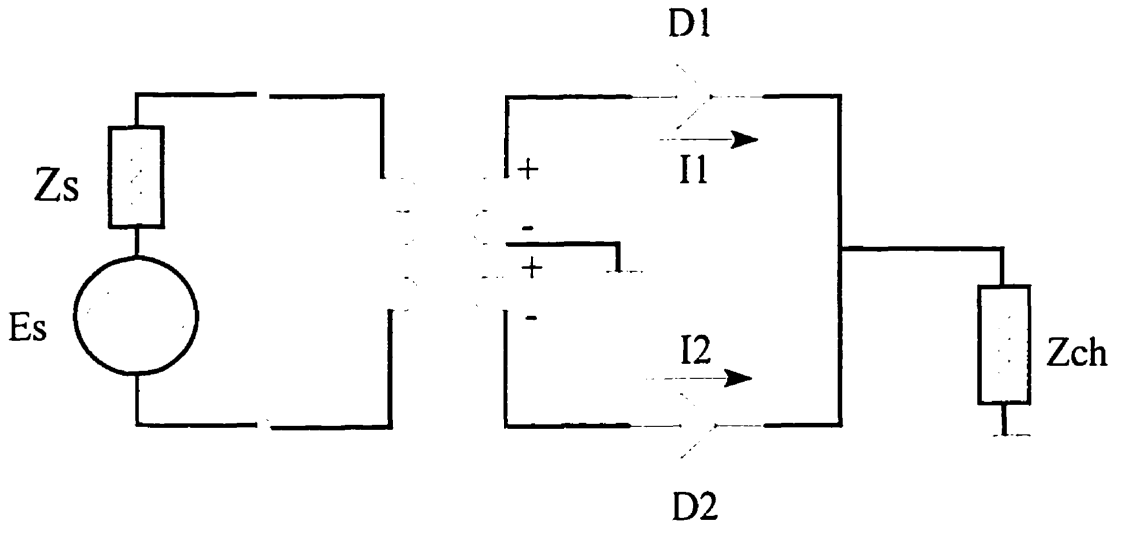


Figure 1.4 : Multiplicateur à structure balancée.

La forme d'onde du courant à la sortie possède une symétrie paire. Elle favorise donc la génération des harmoniques paires. La topologie balancée de cette structure facilite le problème d'adaptation aux fréquences micro-ondes. En effet, c'est une des structures favorites pour la réalisation d'un doubleur de fréquence. La preuve mathématique de ceci

est directe. Due à l'opposition de phase entre les signaux I_1 et I_2, la relation entre leurs composantes de série de Fourrier est [17] :

$$I_2(n) = I_1(n)e^{-jn\pi} \tag{1.6}$$

Dans cette équation, on constate que pour les *n* paires, les courants I_1 et I_2 s'additionnent dans la charge et pour les *n* impaires, ils s'annulent. Une auto-annulation des harmoniques impaires dans la charge en résulte. Pour les harmoniques paires, les courants I_1 et I_2 sont égaux et circulent en sens opposé dans le secondaire, ils n'auront donc pas d'effet sur le primaire. Cette caractéristique est intéressante du fait qu'elle offre une auto-isolation entre les circuits d'entrée et de sortie aux fréquences d'opération ce qui peut alléger la tâche de conception. Dans des réalisations micro-ondes, le transformateur est remplacé par un coupleur hybride 180°.

1.4.3 Multiplicateurs à diode Schottky en connexion antiparallèle

Comme on l'a déjà mentionné, l'ordre et la nature de la non linéarité déterminent l'ordre maximal et le genre des harmoniques directement générés par le dispositif. La connexion des diodes en pont de redressement favorise la génération des harmoniques paires. Dans certaines applications, ce sont les harmoniques impaires qu'on recherche. Un dispositif, ou arrangement de dispositifs, qui offre une auto-annulation des harmoniques paires sera fort apprécié pour ces applications. La connexion de deux diodes Schottky, parfaitement identiques, en montage antiparallèle favorise la génération des harmoniques impaires. Considérons la topologie de la figure 1.5. La caractéristique I-V de cet arrangement est montrée à la figure 1.6. Le courant I est une fonction impaire de la tension V. Le développement polynomiale de I(v) ne contient que des exposants impairs de la tension V, ceci se traduit dans la présence de termes fréquentiels impairs dans le

spectre du courant RF. Cet arrangement peut servir dans la réalisation de tripleur de fréquence sans "*Idler*" à la 2ème harmonique.

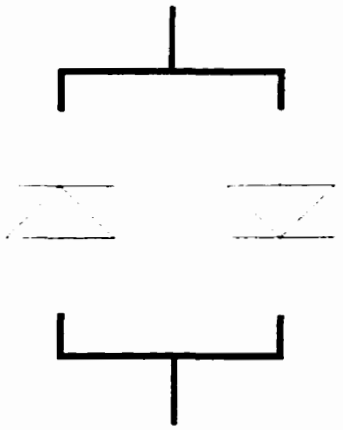


Figure 1.5 : Diodes en connexion antiparallèle.

La tension de barrière ϕ_b, impose une limite maximale sur la puissance que supporte le circuit à son entrée. Il sont surtout utilisés dans les mélangeurs sous-harmoniques.

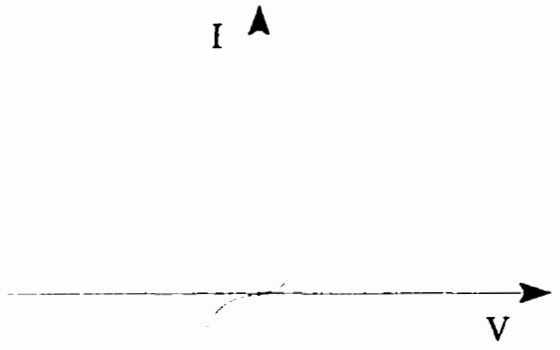


Figure 1.6 : Caractéristique I-V d'une connexion antiparallèle de diode Schottky.

1.4.4 Multiplicateurs à topologies distribuées

Les multiplicateurs réactifs sont connus pour leurs faibles pertes. Par contre, leur grand facteur de qualité limite leur largeur de bande opérationnelle. L'utilisation de structures distribuées dans la réalisation des amplificateurs à très large bande (plusieurs octaves) est bien connue. Le même principe s'applique pour le cas des multiplicateurs. Pratiquement, la limite supérieure de la fréquence d'opération sera imposée par la fréquence de coupure de la structure périodique (fréquence de Bragge). La figure 1.7 montre un exemple de multiplicateur à éléments localisés. Les diodes connectées en parallèle jouent le rôle de capacités non-linéaires et sont à l'origine de la génération d'harmoniques. Ce type de multiplicateur est mieux connu sous le nom de ligne de transmission non-linéaire. À de faibles puissances, la structure de la figure 1.6 ressemble à un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est donnée par :

$$f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{LC(v)}} \tag{1.7}$$

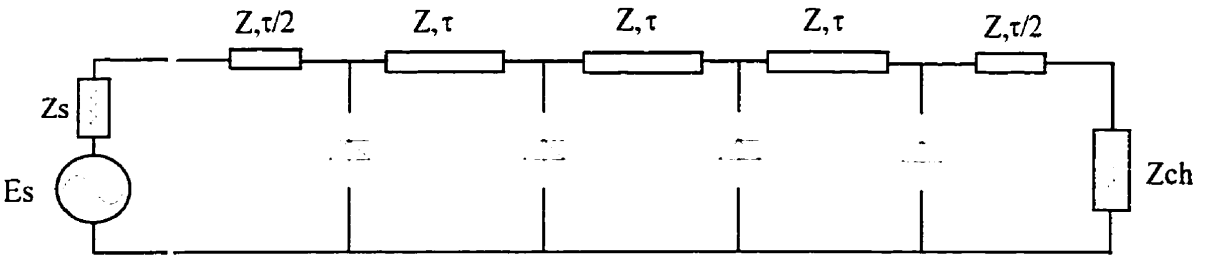


Figure 1.7 : Multiplicateur à structure distribuée.

Sous conditions d'opération grand signal, la modulation de la capacité non-linéaire donne lieu à une impédance caractéristique non-linéaire ce qui rend difficile l'adaptation de la ligne. Une conception appropriée permet toujours l'extraction de l'harmonique voulue

avec une haute efficacité de conversion. Des études élaborées sur ces multiplicateurs ont été menées par différents auteurs [18, 19, 20, 21]. Ces références tracent les règles générales de conception ; les plus importantes sont :

1- La fréquence d'opération doit être beaucoup plus petite que la fréquence de coupure du dispositif actif utilisé.
2- Il existe un nombre optimal de sections qui maximise la puissance générée à une harmonique donnée.
3- Les accès du circuit doivent êtres bien adaptés.
4- Les vitesses de phase de la fondamentale et de l'harmonique désirée doivent être adaptées (égalisées)

En adaptant les vitesses de phase entre la fondamentale et la 2ème harmonique, Wedding a démontré une efficacité de conversion de 90 % dans un doubleur aux fréquences RF [22]. Bien qu'elle augmente l'efficacité, l'adaptation de phase restreint le domaine d'opération à une bande étroite de fréquences.

1.4.5 Multiplicateurs à topologie de pont

La topologie de ce type de multiplicateur est montrée à la figure 1.7. Cette structure favorise la transmission d'harmoniques paires à la charge. Elle offre un bon choix pour les applications à larges bandes et peut être réalisée en utilisant des dispositifs à non-linéarités résistives ou réactives. Aux fréquences micro-ondes, les transformateurs seront substitués par des structures BALUN ou des jonctions Hybrides 180°. Ceci peut restreindre la bande d'opération à celle du BALUN. Comme dans les structures balancées, cette topologie jouit d'une auto-isolation entre les circuits d'entrée et de sortie. Dû à son potentiel d'opération à large bande et à son adaptation aux réalisations en technologies planaires, ce type de multiplicateur a suscité l'intérêt de plusieurs

chercheurs. Des réalisations en lignes micro-ruban et coplanaires ont été rapportées à des fréquences micro-ondes [23,24].

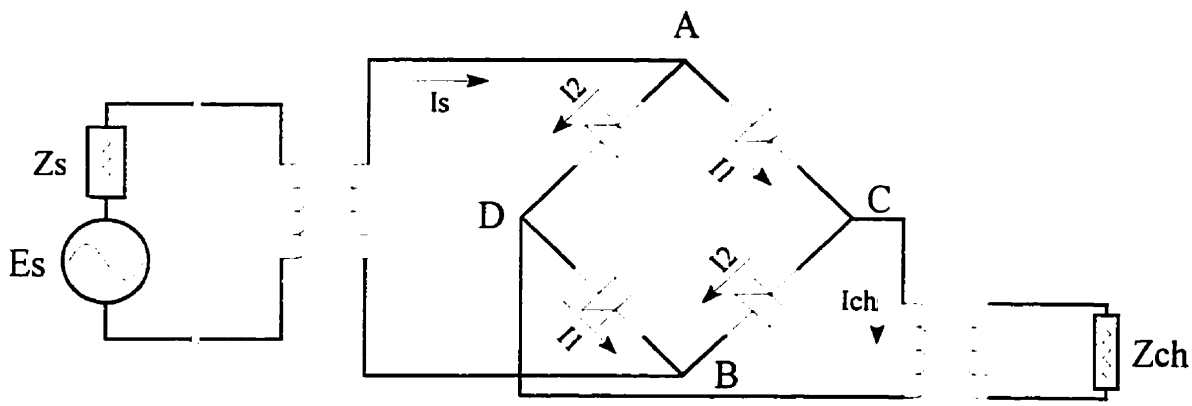


Figure 1.8 : Schéma bloc d'un multiplicateur à connexion de pont.

Une analyse théorique simplifiée de ce multiplicateur est donnée ci-dessous. Pour le circuit de la figure 1.8, suposons une excitation monochromatique $V = v_1 \cos(\omega_1 t)$. L'excursion positive du signal RF met les diodes des branches AC et DB en conduction, les deux autres diodes sont en état de blocage. Les diodes changent de rôle durant l'excursion négative. La relation entre les coefficients de la série de Fourrier des courants RF dans les diodes est donnée par [17]

$$I_2(n) = -I_1(n) \cdot e^{-jn\pi} \tag{1.8}$$

où **n** est l'ordre de l'harmonique. Ceci nous donne :

$$\begin{aligned} I_2(2k+1) &= I_1(2k+1) \\ I_2(2k) &= -I_1(2k) \end{aligned} \qquad k = 0,1,2,.... \tag{1.9}$$

Des équations (1.8) et (1.9) on constate que les courants des branches (I1 et I2) sont égaux et qu'ils sont en phase pour les harmoniques paires et à phases opposées pour les harmoniques impaires. Le courant RF dans la charge Zch est donné par :

$$i_{ch}(t) = i_2(t) - i_1(t) \tag{1.10}$$

Des équations (1.9) et (1.10) on trouve que le courant de charge s'annule pour les harmoniques impaires et est égal au double du courant individuel aux harmoniques paires. Du côté de l'entrée, on a :

$$i_s(t) = i_1(t) + i_2(t) \tag{1.11}$$

De nouveau, substituons (1.9) dans (1.11) on trouve que le courant RF à l'entrée est nul aux harmoniques paires. Seules les harmoniques impaires y circulent.
Ceci nous mène aux conclusions suivantes :

1 - Cette topologie transmet les harmoniques paires à la charge.

2 - Les circuits d'entrée et de sortie sont mutuellement isolés aux harmoniques paires.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté des généralités sur les types des multiplicateurs les plus utilisés. Les multiplicateurs à dispositifs à fortes non-linéarités tels que les SRD ont un facteur de multiplication élevé. Cependant, leur efficacité de conversion est très faible. Des arrangements spéciaux favorisent la génération d'un type d'harmoniques (paires ou impaires) et leurs pertes de conversion sont modérées (5 à 10 dB). Avec l'avancement des procédés de fabrication en technologie MMIC, les multiplicateurs à transistors deviennent

de plus en plus disponibles aux fréquences micro-ondes. Ces multiplicateurs sont généralement plus faciles à adapter et peuvent réaliser des gains de conversion. De nouveaux dispositifs à non-linéarités symétriques tel que les QBV, MSQBV et les bbBNN[+] ont été introduits récemment. Ils présentent des faibles pertes et peuvent opérer à des fréquences au delà de 100 GHz. Leur caractéristique symétrique est à l'origine de leurs avantages dont l'opération à polarisation nulle et la suppression inhérente des harmoniques paires. Leur non-linéarité dominante est réactive ce qui rend difficile l'adaptation sur une large plage de fréquences.

Chapitre II

Aperçu général sur les méthodes de mesures et de caractérisations non linéaires

2.1 Introduction

La conception des circuits micro-ondes nécessite la connaissance des caractéristiques des composantes constituantes. Un simple circuit comprend généralement des composantes passives, actives, ou une combinaison des deux et nécessite par la suite, différentes approches de caractérisation.

Les analyseurs de réseaux vectoriels, sont les instruments par excellence pour la caractérisation des circuits passifs et des circuits actifs linéaires. Ces mesures sont connues sous le nom de paramètres de dispersion S. Les analyseurs vectoriels modernes couvrent une large bande de fréquences allant des fréquences RF (30 KHz) jusqu'aux fréquences millimétriques (110 GHz). Les paramètres S d'un dispositif actif sont valables, et assez précis, pour la conception de systèmes linéaires tels que les amplificateurs, les déphaseurs, les atténuateurs, les commutateurs, etc. Les oscillateurs, les multiplicateurs de fréquences, les amplificateurs de puissance et d'autres circuits sont, par leur nature, des circuits non-linéaires. La conception de ces circuits nécessite une caractérisation plus élaborée qu'une simple mesure de paramètres S.

Les nouveaux logiciels de conception offrent des méthodes très performantes d'analyses et de simulations non linéaires. Les logiciels SPICE, MDS et Harmonica en sont des exemples. Outre l'engin de calcul, un logiciel a besoin de modèles pour les composantes à simuler. La majorité des modèles actuels sont des modèles empiriques basés sur des circuits électriques équivalents dont les paramètres sont extraits à partir des mesures. Les paramètres de dispersion S, sont loin d'être suffisants pour l'extraction des non-linéarités

d'un modèle. Les mesures non linéaires sont nécessaires pour combler ce besoin. Ces mesures sont également un moyen efficace de conception pour les circuits à fortes non-linéarités et dont il n'existe pas de modèle. Ainsi, les conditions d'opération optimale sont expérimentalement déterminées avant la conception. La modélisation non linéaire est actuellement un domaine actif de recherche.

2.2 Méthodes de caractérisations non linéaires

Ici, on présente un survol des méthodes les plus utilisées pour la caractérisation non-linéaire, on discutera ainsi brièvement, de quelques nouvelles techniques de mesures.

2.2.1 Mesures de paramètres S en régime grand signal

L'idée d'étendre les mesures des paramètres [S] au régime d'opération grand signal (non-linéaire) semble attrayante. Le système de mesure consiste en un analyseur de réseaux classique avec une source amplifiée [25]. Ces mesures sont généralement faites dans un système d'impédance caractéristique de 50 Ohm, ceci aide à stabiliser le dispositif sous test (D.S.T) durant les mesures. La simplicité de l'approche semble attrayante, par contre les résultats obtenus ne représentent pas les conditions réelles d'opération grand signal. Cette approche souffre des lacunes suivantes :

1- La caractérisation est uni-fréquentielle.
2- Les terminaisons aux harmoniques sont arbitraires.
3- Les mesures des paramètres S12 et S22 ne sont pas réalistes.

En effet, le risque d'endommager le D.S.T durant les mesures en sens inverse (S12 et S22) est grand. La notion des paramètres [S] est basée sur une supposition d'opération

linéaire dans un système adapté. Son extension au domaine des mesures non-linéaires mène à des résultats approximatifs.

2.2.2 Méthodes à charges variables « *Load Pull* »

Ces méthodes sont les plus utilisées pour la caractérisation non-linéaire des dispositifs actifs. Elles ont connu leurs origines dans le concept de diagramme de Rieke qui consiste à tracer les courbes de puissances constantes en fonction de l'impédance de charge présentée à la sortie du D.S.T. Une méthode de mesure de diagramme de Reike a été présentée par Kosugi [26]. Globalement, les différentes techniques de mesures à charges variables peuvent être classifiées sous deux grandes catégories; les techniques à charges passives et les techniques à charges actives.

2.2.2.1 Techniques à charges variables passives

Une charge variable passive peut être réalisée soit avec un syntoniseur ou à l'aide d'une combinaison d'un atténuateur et d'un court circuit mobile. Le schéma bloc d'un montage à syntoniseurs est montré à la figure 2.1. Les syntoniseurs utilisés sont de précision et doivent être calibrés avant les mesures. En effet, ceci constitue un des inconvénients du système.

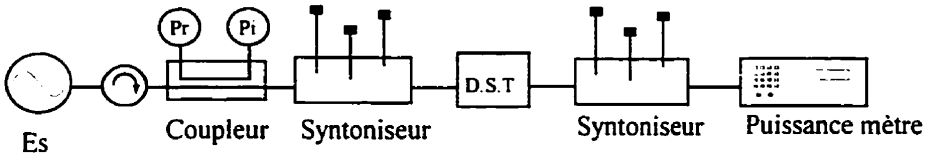


Figure 2.1 : Schéma en bloc d'un système de mesure Load-Pull passif.

La valeur maximale du coefficient de réflexion qu'on peut synthétiser est limitée par les pertes internes des syntoniseurs. À l'état actuel de la technologie, un coefficient de

réflexion maximal de l'ordre de 0.7 à 0.8 est réalisable. Différents systèmes à charges passives ont été proposés dans la littérature [27, 28]. Une approche basée sur la mesure instantanée des coefficients de réflexion des syntoniseurs est présentée par Tucker [29], ce système ne nécessite pas de syntoniseurs de précision, par contre l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel est nécessaire.

Les systèmes de « *Load Pull* » à syntoniseurs contrôlés par ordinateur sont rapides et ont l'avantage d'opérer sur de larges bandes de fréquences [30].

Les mesures à charges variables passives offrent les avantages suivants :

1- Un ajustement indépendant de l'amplitude et de la phase.
2- Un comportement linéaire de la charge.
3- Une capacité d'opération à hautes puissances (> 25 W).

La limitation sur la valeur du coefficient de réflexion de la charge synthétisée imposée par les pertes du système constitue un handicap lors de la caractérisation des composantes à faibles impédances internes tel que les transistors de puissance.

2.2.2.2 Techniques à charges variables actives

La méthode à charges actives a été proposée par Takayama [31]. Dans son travail original, Takayama a démontré que l'impédance de charge (Z_L) est égale au négatif de l'impédance du dispositif sous test ($-Z_D$) et ce, sous conditions d'opération stable. La synthèse des charges actives s'effectue en injectant au port du D.S.T un signal dont l'amplitude et la phase sont variables. Le rapport des signaux émergents et incidents constitue la charge synthétisée. L'avantage majeur du système actif est sa capacité de générer des charges sur tout l'abaque de Smith. Ceci est très utile lors de la caractérisation de dispositifs à faible impédance (transistor de puissance, diode varacteur, etc.). Le gain inhérent à ces systèmes permet même la synthèse de charges négatives ($|\Gamma| \geq 1$).

On peut identifier deux catégories de systèmes à charges actives :

1- Les systèmes à deux signaux.

2- Les systèmes à boucle active.

Un schéma bloc du système à deux signaux est montré à la figure 2.2

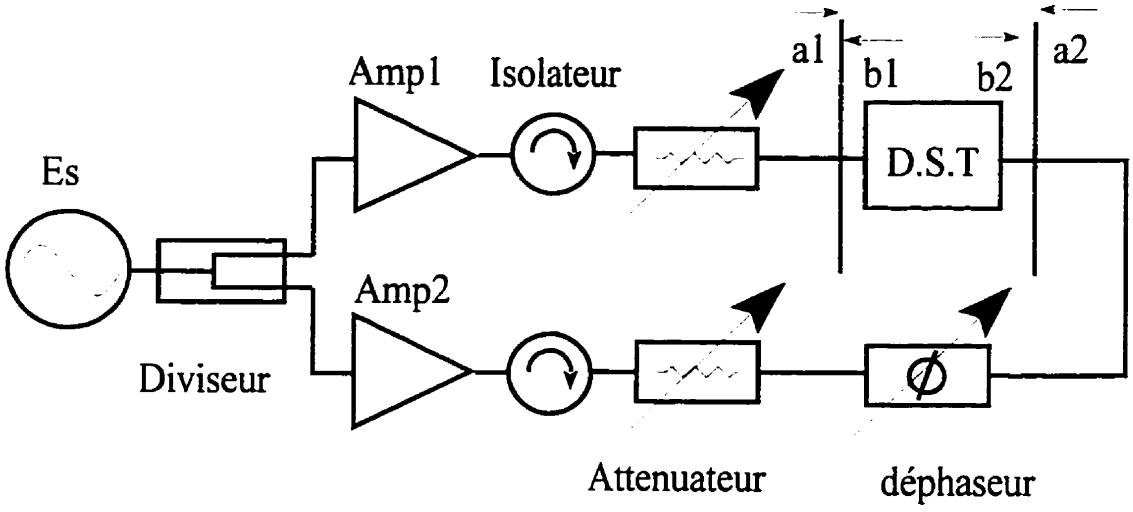


Figure 2.2 : Schéma en bloc du système à charges actives à deux signaux.

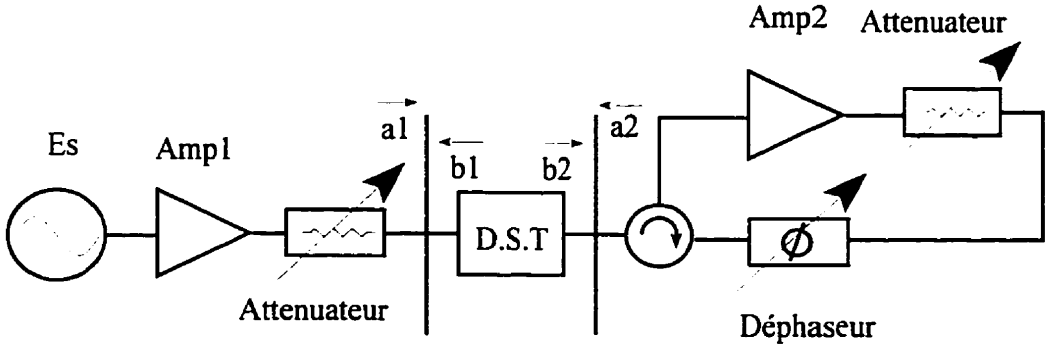


Figure 2.3 : Schéma en bloc du système à boucle active.

La figure 2.3 montre le schéma du système à boucle active. Sur le montage de la figure 2.2, un diviseur de puissance génère deux signaux cohérents dans les branches 1 et 2. Ces signaux sont par la suite conditionnés (amplifiés, déphasés, etc.) et injectés aux ports du D.S.T. L'onde émergente b_2 est généralement affectée par le niveau de puissance injectée au port 1 et par les caractéristiques du D.S.T (gain dans le cas d'un transistor). Le coefficient de réflexion à la sortie est défini par $\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2}$. En variant l'onde incidente a_2 en amplitude et en phase on peut obtenir un large choix de charges. L'avantage de ce système est sa stabilité. En effet l'isolation qu'offrent les amplificateurs, Amp1 et Amp2, entre les branches d'entrée et de sortie, réduit au minimum les risques d'oscillation dans le système.

Le système à boucle active fonctionne selon le même principe. Son inconvénient par rapport au premier, c'est le risque d'oscillation dans la boucle active surtout pour le cas où l'amplificateur, Amp2, est à large bande. Pour les deux systèmes, des instruments additionnels sont nécessaires pour entreprendre une caractérisation, notamment un analyseur de réseaux et un puissance-mètre. Différents systèmes de mesure de balayage à charges actives sont présentés dans la littérature [32, 33, 34, 35, 36, 37, 38].

La procédure de mesure à charges actives se déroule selon l'une des deux stratégies :

1- Mesures directes des courbes de puissances constantes, manuellement ou à l'aide d'instrumentation automatisée [27, 28].

2- Mesures à différents points répartis sur tout L'abaque de Smith et génération de courbes de puissances constantes à l'aide d'un algorithme d'interpolation.

Il est bien évident que la première approche est fastidieuse. La deuxième approche est plus pratique, entre 60 et 80 points sont généralement suffisants pour générer des contours sur tout l'abaque de Smith.

Les avantages de la caractérisation grand signal moyennant des charges variables sont :

1- La caractérisation se déroule sous les conditions réelles d'opération du D.S.T.

2- Elle peut se faire sur de larges bandes de fréquences

3- Les charges aux harmoniques sont bien déterminées (cas de caractérisation multi-harmoniques).

Parmi les inconvénients on peut citer :

1- La mesure prend beaucoup de temps à moins que le système ne soit automatisé. Dans ce dernier cas le risque d'oscillation est élevé et il est incontrôlable sauf si le D.S.T est inconditionnellement stable.

2- Le risque d'oscillation lors de la caractérisation d'un dispositif conditionnellement stable (transistor de puissance) est élevé.

3- Des mesures de précision sont nécessaires pour corriger (de-embeder) les résultats.

2.2.3 Mesures en régime pulsé

Ce sont des mesures qui se réalisent dans le domaine du temps. Elles se présentent comme un outil qui permet l'étude des comportements non-linéaires difficiles à détecter par des mesures fréquentielles. Les effets des pièges dans les transistors à effet de champ (MESFET) ainsi que les effets d'échauffement dans les dispositifs semi-conducteurs sont des phénomènes qui peuvent être caractérisés à l'aide de mesures pulsées RF ou CC [39, 40, 41].

2.2.4 Les mesures d'harmoniques

Le contenu harmonique d'un signal est une mesure directe de sa non linéarité. Plusieurs analyseurs de réseaux offrent l'option de mesure d'harmoniques. La caractérisation complexe des harmoniques (en amplitude et en phase) a été présentée par Lott [42] [43]. Le montage est monté autour d'un analyseur de réseaux vectoriel.

2.2.5 Mesures de formes d'ondes

Ces méthodes prennent de plus en plus de place dans le domaine des mesures non linéaires. Théoriquement, un oscilloscope digital à échantillonnage peut être utilisé pour visualiser la forme d'onde à la sortie d'un dispositif non linéaire [44]. Ces instruments sont limités en fréquence (3 GHz) et des méthodes de calibration doivent être envisagées pour la correction des mesures. Récemment, un nouvel instrument de mesure de forme d'onde a été introduit sur le marché, il s'agit du Microwave Transition Analyser (MTA70820A) de Hewlett-Packard. Cet instrument est capable d'opérer jusqu'à 40 GHz et peut être calibré en utilisant une méthode de calibration multi-lignes. Des mesures automatisées à balayage de charges sont également possibles en utilisant le MTA [45]. Récemment un analyseur vectoriel non linéaire a été rapporté par Verspesht [46]. Cet instrument effectue des mesures complexes des composantes harmoniques des signaux incidents et réfléchis au port du D.S.T. On a accès également aux formes d'ondes moyennant une transformation de Fourrier (FFT).

2.3 Système de mesure Load-Pull à réflectomètre Six-Port

Dans ce système, le Six-Port substitue l'analyseur de réseaux hétérodyne vectoriel (VANA) et le puissance-mètre utilisés dans les montages traditionnels. Il est classé dans

la catégorie des systèmes actifs. On le traite ici plus en détail parce que c'est l'approche qu'on va utiliser pour nos caractérisations non-linéaires des MSQBV.

L'idée du réflectomètre Six-Port remonte aux années 70. Elle a été introduite par Hoer [47] et Engen [48]. Depuis, elle a suscité l'intérêt de plusieurs chercheurs et a été surtout utilisée dans le domaine de la réflectometrie micro-onde. La topologie typique d'une jonction Six-Port est montrée à la figure 2.4. Différentes autres topologies ont été proposées dans la littérature [49, 50, 51, 52].

Un Six-Port est un système de réception directe homodyne. Les signaux micro-ondes sont directement convertis au CC, ou basses fréquences RF, à l'aide de détecteurs branchés sur les quatre ports de réception. La jonction est passive mais pas nécessairement réciproque, elle est relativement facile à construire et peut opérer sur de larges bandes de fréquences.

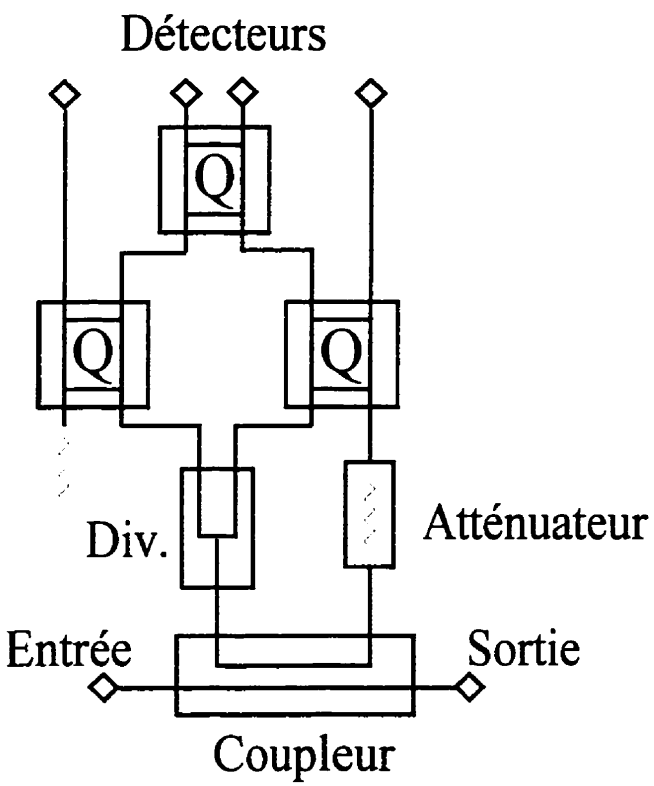


Figure 2.4 : Topologie du Six-Port.

2.3.1 Calibration d'un réflectomètre Six-Port

Avant de procéder à des mesures, il faut calibrer la jonction. La calibration consiste à déterminer les constantes, propres à la jonction, qui font le lien entre les quatre lectures des détecteurs et le coefficient de réflexion de la charge mesurée. Ces coefficients sont fonction de la fréquence et ne dépendent pas de la puissance du signal. La calibration doit donc se faire à chaque fréquence d'intérêt ce qui risque d'être long. Les méthodes de calibration du Six-Port ont été excessivement traitées dans la littérature et différentes méthodes sont mentionnées [53, 54, 55, 56, 57, 58, 59]. Ces méthodes diffèrent généralement par le nombre de standards utilisés. La méthode de réduction du Six-Port à un Quatre-Port et une boîte d'erreur se distingue des autres par sa robustesse et sa simplicité mathématique. Cette méthode a été proposée par Hodgetts [59] et nous l'avons adoptée pour nos calibrations.

2.3.2 Calibration du Six-Port par réduction à un Quatre-Port équivalent

De la théorie des Six-Ports, il est bien connu que les trois rapports de puissance des détecteurs tracent trois cercles dans le plan complexe Gamma. Le point de rencontre de ces cercles donne la solution unique, Gamma. L'équivalence entre un Six-Port et un réflectomètre idéal augmenté d'une boîte d'erreur a été démontré dans la référence [59]. Selon cette approche, la calibration se déroule en deux étapes. La première consiste à déterminer les constantes qui relient les rapports de puissance aux détecteurs au vecteur W mesuré par un réflectomètre hypothétique idéal à Quatre-Port. La 2ème étape consiste à déterminer les contantes de la transformation bilinéaire entre le vecteur W et la charge réelle Γ. Cette étape est connue par la détermination de la boîte d'erreur. Bien qu'elle comprenne plus d'étapes, cette méthode est plus robuste du point de vue mathématique. Sa convergence est presque sûre et elle ne nécessite qu'un minimum de 3.5 charges bien connues.

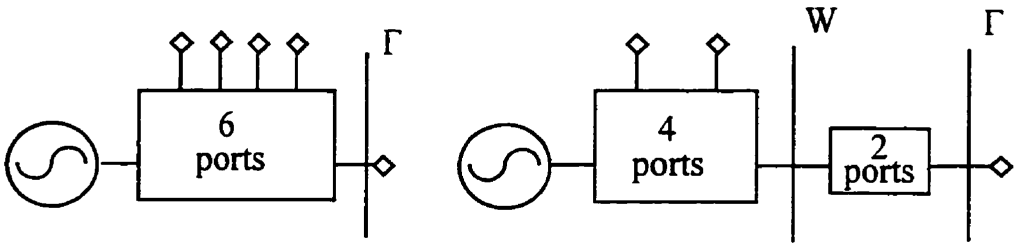


Figure 2.5 : Comparaison entre Six-Port et Quatre-Port équivalent.

La calibration par la méthode directe nécessite plus de standards (généralement 7) et mène souvent à des systèmes matriciels mal déterminés. La relation entre les rapports de puissance (Qi) et les constantes d'étalonnage est donnée par [59] :

$$pQ_1^2 + qA^4Q_2^2 + rB^4Q_1^2 + (r-p-q)A^2Q_1Q_2 + (q-p-r)B^2Q_1Q_3 + (p-q-r)A^2B^2Q_2Q_3 + p(p-q-r)Q_1 + q(q-p-r)A^2Q_2 + r(r-p-q)B^2Q_3 + pqr = 0 \tag{2.1}$$

Les Q_i représentent les rapports de puissance $\frac{P_i}{P_3}, i = 4,5,6$. Les termes complexes p, q, r, A^2, B^2 sont les constantes de calibration. En linéarisant l'équation (2.1) on obtient :

$$X_1Q_1^2 + X_2Q_2^2 + X_3Q_3^2 + X_4Q_1Q_2 + X_5Q_1Q_3 + X_6Q_2Q_3 + X_7Q_1 + X_8Q_2 + X_9Q_3 - 1 = 0 \tag{2.2}$$

Les coefficients X_i sont fonctions des constantes p, q, r, A^2, B^2. Pour résoudre cette équation, on a besoin d'au moins 9 charges différentes. Étant donné que les Q_i sont obtenus par mesure, il est fort probable qu'un système exact de 9 équations mène à une matrice mal déterminée. Pour résoudre ce problème, on procède en pratique à l'acquisition de plus de 9 données, généralement 13, puis on résout le système d'équations résultant par itération (méthode des moindres carrées). Pratiquement ces charges sont générées moyennant un court-circuit mobile et un atténuateur variable. Une boucle à

charges actives peut être également utilisée à cette fin. Récemment, une nouvelle technique, appelée la méthode de "*Two Tones*" , a été proposée pour la calibration du Six-Port [60]. Elle utilise le principe théorique de Hoddget et Griffin [59], par contre, la synthèse des charges se fait d'une façon active.

La solution de l'équation (2.2) mène à la détermination du coefficient de réflexion fictif (W) du réflectomètre idéal. Pour déterminer le vrai coefficient de réflexion au plan du D.S.T. il faut faire la boîte d'erreur. En utilisant le principe de la matrice de transmission, on peut définir la relation entre les vecteurs W et Γ par :

$$W = \frac{d\Gamma + e}{c\Gamma + 1} \tag{2.3}$$

Le calcul de la boîte d'erreur consiste donc à trouver les trois constantes complexes **c**, **d** et **e**. Pour ce faire, on utilise un ensemble de 4 standards bien connus.

Cette notion est pratiquement très utile. L'étalonnage du Six-Port peut se faire au port même de la jonction. La boîte d'erreur elle, détermine le plan physique de mesure. Ainsi, le changement de plan de référence durant les mesures ne nécessite que le calcul d'une nouvelle boîte d'erreur.

Un autre avantage du Six-Port c'est son aptitude à mesurer à la fois le coefficient de réflexion et la puissance absorbée à son plan de mesure. Cette mesure de puissance nécessite par contre une calibration additionnelle qui n'est quand même pas très compliquée. Le principe de cette calibration repose sur la supposition que le port de détection de référence (P3) est isolé du port de mesure, ce qui est pratiquement valable pour la topologie choisie du Six-Port. À l'aide des équations de base, on peut démontrer que [59] :

$$P_{DST} = K\left(|d - Wc|^2 - |W - e|^2\right)P_3 \tag{2.4}$$

où P_{DST} est la puissance absorbée au port du DST.

P_3 est la puissance indiquée par le détecteur 3.

La calibration de puissance consiste à déterminer la constante K. À l'aide d'un puissance-mètre branché au plan de mesure, on mesure le P_{DST}, le P_3 est indiqué par le Six-Port. En substituant ces deux valeurs dans l'équation (2.4), la contante de puissance K est directement déterminée.

Dans notre montage, les détecteurs du Six-Port sont des diodes Schottky à polarisation nulle. La relation P-V de ces diodes peut être modélisée par [61] :

$$P = CV(10)^S \tag{2.5}$$

où V est la tension au détecteur.

S est un polynôme déterminé par la procédure de linéarisation.

C est une constante de proportionnalité.

Ainsi, le terme P_3 de l'équation (2.4) sera substitué par l'équation (2.5). La calibration de puissance suit la même procédure mais elle doit être, dans ce cas, précédée par une linéarisation de la diode au port de référence (P3).

De l'équation (2.4), on trouve que la précision de la calibration en puissance est affectée par :

1- La précision de l'étalonnage de la jonction (p, q, r, A^2, B^2).

2- La précision de la boîte d'erreur (c, d, e).

3- La précision de la linéarisation des diodes.

4- La précision de la procédure de calibration de puissance.

Quatre niveaux d'erreurs s'accumulent dans K et c'est surtout la précision de la linéarisation et de la boîte d'erreur qui affecte le plus le facteur K.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté un survol des méthodes de caractérisations non-linéaires actuellement utilisées tout en discutant de leurs avantages et de leurs inconvénients. Le système de caractérisation non-linéaire à charges variables actives basé sur des Six-Ports a été traité en détails. Une modification de ce système sera appliquée dans nos mesures. Une revue bibliographique a été également présentée.

Chapitre III

Physique et principe de fonctionnement du varacteur à barrières quantiques.

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, la structure physique du varacteur à barrières quantiques (QBV) et son principe de fonctionnement seront présentés. La dépendance des éléments du modèle électrique équivalent sur les paramètres physiques de la diode sera montrée. On discutera également des différents types de barrières et des avantages de la structure à barrières multiples.

3.2 Structure physique du QBV

Un QBV est une hétérostructure à multicouches, souvent en forme cylindrique circulaire. Généralement, les QBV's sont faites à partir de matériaux appartenant aux groupes III-V (GaAs, InP, etc.). La topologie typique d'une telle diode est montrée à la figure 3.1. Cette structure est composée d'un substrat hautement dopé où est déposée une séquence de couches de matériaux semi-conducteurs à différents dopages. La première zone constitue la couche de contact, elle est hautement dopée ($\sim 10^{19}$ cm^{-3}). La deuxième zone, faiblement dopée ($\sim 10^{16}$ cm^{-3}), constitue la zone de déplétion. La couche centrale forme la barrière, elle est non dopée. Une déposition métallique formant un contact Ohmique avec le semi-conducteur vient terminer la structure. La topologie de la diode est symétrique par rapport à la barrière. Cette symétrie physique se reflète sur les caractéristiques électriques de la diode comme on le verra dans les sous-paragraphes suivants.

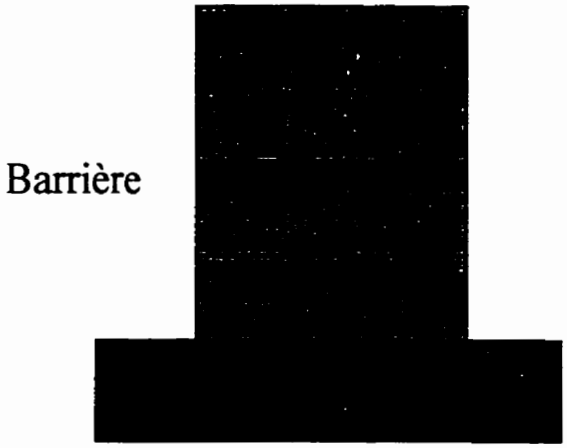


Figure 3.1 : Structure typique d'un QBV.

3.3 Principe de fonctionnement

D'après la théorie des semi-conducteurs, une différence de potentiel se forme entre deux différents matériaux en contact, c'est la tension de la barrière. Un électron peut circuler d'un matériel à l'autre à condition d'avoir assez d'énergie pour surmonter ce potentiel. Dans le cas des QBV le matériel utilisé pour former la barrière, a une large bande d'énergie interdite "band gap", empêchant ainsi la circulation des charges libres. Pour des polarisations telles que $|V_{app}| \leq V_{Br}$ il y aura une accumulation et une déplétion de charges de part et d'autre de la barrière. La profondeur de la zone de déplétion varie avec la tension appliquée formant ainsi une capacité variable. Sous l'effet d'une polarisation CC, seuls le courant thermoionique et le courant de fuite (effet Tunnel) circulent dans la diode. Il est fortement désirable que ces courants soient très faibles. La structure des bandes d'énergie d'un QBV est montrée à la figure 3.2. Les courbes I-V et C-V typiques sont montrés à la figure 3.3.

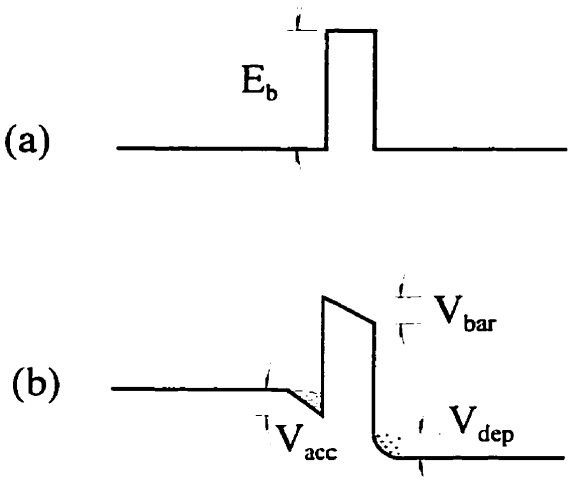


Figure 3.2 : Structure de bande d'énergie dans un QBV.

a- polarisation nulle.

b- à une polarisation V, positive à droite.

où E_b est l'énergie de la barrière.

V_{acc} est la tension d'accumulation.

V_{bar} est la diminution du potentiel de la barrière.

V_{dep} est la tension d'appauvrissement.

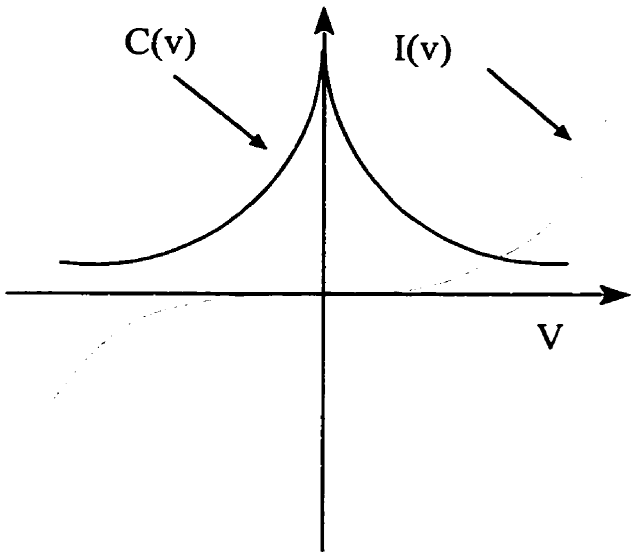


Figure 3.3 : Caractéristiques I-V et C-V d'un QBV sous conditions CC.

3.4 Équivalence entre les éléments du modèle et les paramètres physiques de la diode

L'équivalent électrique des différentes régions de la diode est montré à la figure 3.4. Dans ce qui suit nous allons établir une relation entre les paramètres physiques de la diode et son modèle équivalent.

3.4.1 Le substrat et la zone de contact

Ces régions contribuent essentiellement aux effets résistifs. Sur le modèle de la figure 3.4, R_c représente la résistance du substrat et de la région de contact, elle est donnée par l'équation (3.1). Cette résistance est indépendante de la puissance mais elle varie avec la fréquence. En appliquant le modèle plan à la géométrie de cette zone (i.e. diamètre >> épaisseur), la résistance peut être calculée à partir du simple modèle ohmique donné par l'équation (3.2)

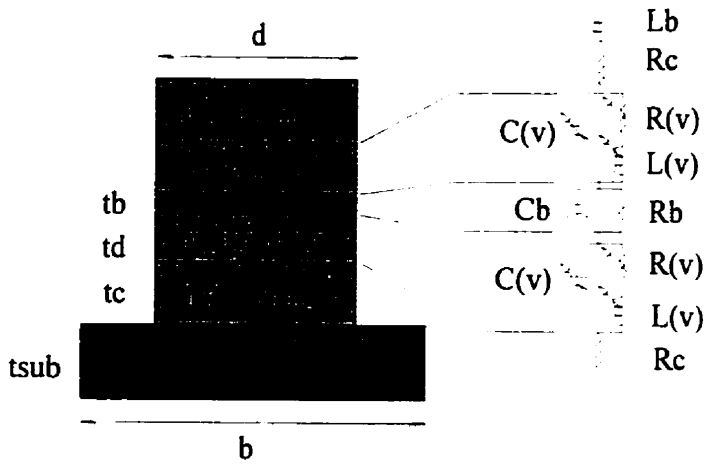


Figure 3.4 : Équivalence entre la structure du QBV et son modèle électrique.

$$R_c = R_{cc} + R_{sub} \tag{3.1}$$

$$R_{cc} = \frac{t_c}{\sigma_c \cdot S} \tag{3.2}$$

où : t_c est l'épaisseur de la couche de contact.

S est la surface de la diode.

σ_c est la conductivité de la couche en question.

La résistance du substrat est la somme des résistances de diffusion (spreading resistance) et de l'effet pelliculaire (skin effect). Ceux-ci sont calculés à partir des équations (3.3) et (3.4).

$$R_{diff} = \frac{1}{\pi \cdot \sigma_{sub} \cdot d} \cdot tg^{-1}\left(2b/d\right) \tag{3.3}$$

$$R_{skin} = \frac{t_{sub}}{\sigma_{sub} \cdot 2\pi \cdot b \cdot \delta_s} \tag{3.4}$$

où : d est le diamètre de la diode.

b est le diamètre du substrat.

σ_{sub} est la conductivité.

t_{sub} est l'épaisseur du substrat.

δ_s est la profondeur de pénétration, elle est donnée par :

$$\delta_s = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}} \tag{3.5}$$

À ces résistances s'ajoute celle du contact ohmique. Elle est déterminée par la nature du procédé de fabrication. Comme guide, on peut qualifier bon, un contact d'une résistance de 10^{-8} à 10^{-7} Ohm.cm^2.

3.4.2 La zone d'appauvrissement

La zone de déplétion joue un rôle primordial dans le fonctionnement de la diode. Cette région est légèrement dopée pour minimiser sa résistance. Une faible résistance est souhaitable pour minimiser les pertes internes de la diode. Ceci est faisable en augmentant le dopage de cette zone. Par contre, l'augmentation du dopage résulte en une dégradation de la qualité de la capacité. C'est alors qu'un compromis s'impose sur le choix du dopage approprié. Les caractéristiques de la région de déplétion varient avec la tension du signal appliqué. Sa résistance est à son maximum quand la tension est nulle et elle est presque nulle en-cas de déplétion totale. La résistance petit signal de cette région est calculée à partir du modèle ohmique et elle est donnée à l'équation (3.6).

$$R_{und0}(v) = \frac{t_{und}(v)}{S \cdot \sigma_d} \tag{3.6}$$

où $t_{und}(v)$ est l'épaisseur de la région non vide de charges.

S est la surface de la diode.

σ_d est la conductivité.

$$t_{und}(v) = t_d - W(v) \tag{3.7}$$

où t_d est l'épaisseur totale de la région d'appauvrissement.

W(v) est l'épaisseur de la zone dépourvue de charge.

Sous conditions d'opération grand signal, la densité du courant dans la diode augmente, entraînant une augmentation de la résistance. Pour modéliser ce phénomène, Kollberg et al. [62] ont utilisé le modèle suivant :

$$R_{und}(I_j) = R_{und0}\left[1 + a \cdot I_j^{\,6}\right] \tag{3.8}$$

où I_j est le courant total dans la jonction.

a est un paramètre empirique d'ajustement.

À très hautes fréquences, à cause de leur inertie, les électrons ne peuvent plus suivre, instantanément, les variations extrêmement rapides du signal appliqué. Ce phénomène d'inertie peut être modélisé par une inductance équivalente dont la valeur est calculée à partir de l'équation (3.9) :

$$L_{und}(v) = \frac{R_{und}(v)}{\omega_{eff}} \tag{3.9}$$

$$\omega_{eff} = \frac{q}{m^{*}\mu_{eo}} + \frac{v_d}{t_d} \tag{3.10}$$

où ω_{eff} est la fréquence effective de dispersion.

m^* est la masse effective de l'électron.

v_d est la vitesse moyenne des charges.

t_d est l'épaisseur de la région d'appauvrissement.

μ_{e0} est la mobilité des électrons.

La dépendance de la capacité du QBV de la tension appliquée semble complexe à exprimer en des équations analytiques. Pour réduire cette complexité, l'approximation statique sera utilisée afin de trouver une équation qui décrit la relation Capacité-tension. En supposant le modèle statique; (i.e. on néglige les effets de bord, les variations avec la fréquence, etc.) on a :

$$C_d(v) = \frac{\varepsilon_d \cdot S}{W(v)} \tag{3.11}$$

où ε_d est la permittivité du matériel.

S est la surface de la diode.

W(v) est la profondeur de la zone d'appauvrissement.

Le seul terme dépendant de la tension est la largeur de la zone, W(v). Pour la trouver on doit résoudre l'équation de Poisson pour le cas statique. (En effet ce cas est similaire à celui d'une jonction p-n à dopage uniforme). La solution de l'équation de Poisson soumise aux conditions aux frontières appropriées donne :

$$W(v) = \sqrt{\frac{2\varepsilon_d}{q \cdot Nd} \cdot v_{dep}} \tag{3.12}$$

$$v_{dep} = \frac{\varepsilon_d}{2 \cdot q \cdot Nd} \left(\frac{v_{bar}}{t_b} \right)^2 \tag{3.13}$$

où q est la charge de l'électron.

N_d est la densité du dopage.

ε_d est la permittivité du matériel.

v_{dep} est la différence de potentiel sur la zone dépourvue de charges (voir fig. 3.2).

t_b est l'épaisseur de la zone de barrière.

l'ajustement de tension due à l'accumulation de charges de l'autre côté de la barrière est donné par [63] :

$$v_{acc} = 2.65 \cdot 10^{-4} \left(\frac{v_{bar}^{\ 2}}{t_b} \right)^{2/5} \tag{3.14}$$

La relation entre les différentes tensions et celle appliquée aux bornes de la diode est :

$$V_t = v_{acc} + v_{bar} + v_{dep} \tag{3.15}$$

Donc pour chaque V_t on peut calculer C_d en utilisant les équations (3.11) à (3.15). Ce calcul nous donne une estimation de la capacité de la zone de déplétion.

3.4.3 Zone de la barrière

La barrière est une région de semi-conducteur non dopé. Elle est modélisée par une connexion en parallèle d'une capacité et d'une résistance dont les valeurs sont calculées par :

$$C_b = \frac{\varepsilon_b \cdot S}{t_b} \tag{3.16}$$

$$R_b = \frac{t_b}{\sigma_b \cdot S} \tag{3.17}$$

En négligeant la capacité due à l'accumulation des charges (largeur de la zone d'accumulation est très faible), la capacité totale de la diode sera calculée comme étant la somme en série des capacités de la barrière et de la zone de déplétion. Des équations (3.11) et (3.16) on obtient :

$$C_{diode} = \frac{\varepsilon_b \cdot \varepsilon_{dep} \cdot S}{\varepsilon_b \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon_{dep}}{q \cdot Nd} \cdot v_{dep}} + \varepsilon_{dep} \cdot W} \tag{3.18}$$

3.5 La diode à barrières quantiques multiples (MSQBV)

L'importance de la zone de barrière dans l'opération du varacteur QBV est mise en évidence dans les discussions précédentes. C'est la qualité de cette région qui affectera la tension maximale d'opération et les pertes internes de la diode. Pour aboutir à une multiplication réactive, donc à de faibles pertes de conversion, il faut minimiser les courants de conduction qui peuvent circuler dans la diode. Ceci est possible en augmentant la capacité de blocage de la zone de barrière.

Ce problème a fait le sujet de plusieurs études. Dans les travaux pionniers de Rydberg et al [64], des courants de fuite à travers la barrière ont été détectés ce qui limitait la puissance d'opération et l'efficacité des diodes. Dans des travaux ultérieures, les mêmes auteurs ont expliqué ce phénomène et ont suggéré des solutions. Les effets des barrières pseudomorphiques, de l'épaisseur de la barrière et du niveau de dopage ont été étudiés par Nilsen [65]. Krishnamurthi [66] a étudié les causes des fuites excessives de courant dans les diodes QBV en GaAs et a démontré une nouvelle topologie de barrière, le « *Chair Barrier* ». Cette dernière est une structure pseudomorphique constituée de 3

couches dont la centrale est une fine déposition (~20 Å) d'un matériel à large bande d'énergie interdite (AlAs). Le même auteur a démontré la faisabilité d'une diode à 3 barrières avec une tension de claquage de 14 V [67]. Bien qu'ils présentent des barrières quantiques élevées, les hétérostructures pseudomorphiques sont difficiles à fabriquer et ce à cause du stress mécanique qui ce produit entre les différentes couches ce qui limite l'épaisseur réalisable d'une couche à une certaine valeur critique **t**. Au delà de cette épaisseur les défectuosités attribuées aux dislocations augmentent. Un système de couches adaptées (Lattice Matched) permet de surmonter cette difficulté et représente ainsi un meilleur choix pour les dispositifs à hétérostructures.

Dans ce travail on propose une diode à 10 barrières basée sur un système de couches adaptées. Cette approche nous permettra d'éliminer les déféctuosités de dislocation du cristal ce qui permettra la fabrication de diodes à caractéristiques supérieures. Le système qu'on a choisi est composé de InGaAs et de InAlAs. Il a une discontinuité de 0.56 eV. Le nombre total de barrières est dicté par la tension de claquage visée. La diode à 10 barrières est conçue pour avoir une tension de claquage supérieure à 20 V à un courant de conduction maximal de 1 mA.

3.5.1 Conception de la diode MSQBV

La cascade d'un nombre **n** de barrières peut aboutir à une diode de qualité supérieure. La conception et la réalisation d'une diode MSQBV apte à opérer à des fréquences millimétriques est un problème de compromis. Pour opérer à ces hautes fréquences, la diode doit posséder une haute fréquence de coupure, une impédance raisonnable pour pouvoir l'adapter aux circuits externes et une faible résistance interne pour minimiser les pertes de conversion. Pour évaluer la performance d'une diode on a recours à des figures de mérite. Dans le cas des varacteurs, la fréquence de coupure dynamique est un chiffre évaluateur. Celle-ci est donnée par :

$$F = \frac{1}{2\pi R_s}\left(\frac{1}{C_{min}} - \frac{1}{C_{max}}\right) \tag{3.18}$$

où C_{min} est la valeur minimale de la capacité.

C_{max} est la valeur maximale de la capacité.

Ainsi pour maximiser F il faut maximiser la modulation de la capacité et minimiser la résistance série de la diode. La réduction de la résistance exige une augmentation du dopage qui à son tour augmente le courant de conduction ce qui n'est pas désirable. Une diode à dimensions maniables est fortement souhaitable. L'augmentation de la surface du dispositif entraîne une augmentation de sa capacité ce qui diminue la fréquence d'opération. L'utilisation de barrières multiples est une solution pratique pour les problèmes ci-haut mentionnés. Une diode à **n** barrières à une capacité **n** fois plus petite que celle à barrière simple et d'une surface égale. L'utilisation d'un nombre **n** de barrières nous permettra donc d'augmenter la surface de la diode du même facteur **n** sans changer sa capacité. De même, on peut compenser l'augmentation de la résistance en affectant le dopage sans augmenter le courant de conduction. Ainsi la diode à barrières multiples se montre plus adaptée aux applications en ondes millimétriques. En réalité, ces avantages ne sont pas sans inconvénients. Pour déposer ce grand nombre de couches de différent matériaux (~ 43 pour la diode à 10 barrières) sans augmenter les défections il faut apporter une grande attention au choix des matériaux utilisés. Malgré sa supériorité dans le blocage de courant, une barrière pseudomorphique, comme celle utilisée dans la référence [67], ne peut être utilisée dans un composant à multi-barrières à cause du stress mécanique qui se produit entre les couches. Pour réussir la diode à 10 barrières, on a utilisé un système de matériaux compatibles (matched) composé de l'InP, InGaAs et du InAlAs . La figure 3.5 montre le degré de compatibilité entre les différentes dérivées de

l'InP et du GaAs. Cette diode a été développée à *Philips Microwave** dans le cadre d'un projet commun sur le développement de multiplicateurs de fréquence en ondes millimétriques.

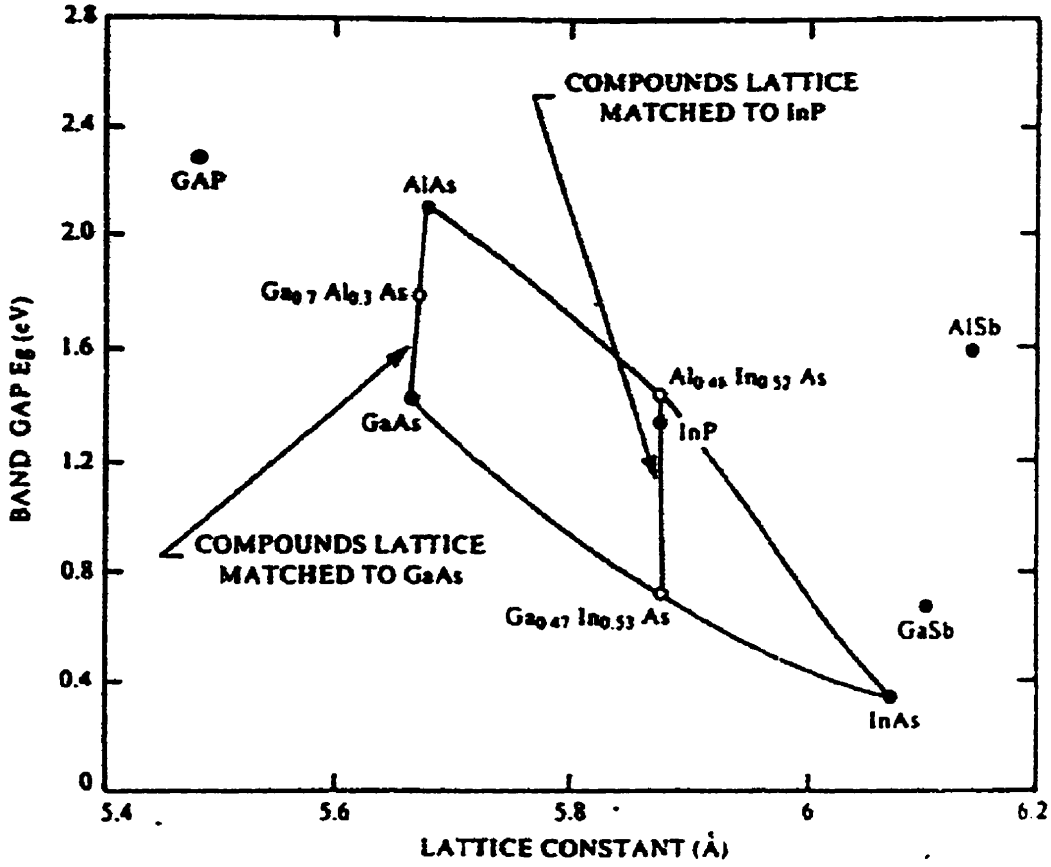


Figure 3.5 : Énergie de bande interdite en fonction de la constante du cristal des matériaux du groupe III-V [74].

* Philips Microwave, Cheshire U.K.

3.5.2 Fabrication de la diode MSQBV

Les diodes MSQBV sont fabriquées chez Philips Microwave, Hazel Groove U.K. La méthode de croissance epitaxiale a phase de vapeur, MBE, est utilisée à cette fin. Cette méthode se distingue par sa précision dans la déposition de structures semi-conductrices à multi-couches. À l'état actuel de la technologie, des couches d'épaisseurs d'ordre atomique sont réalisables. La structure et la composition chimique du MSQBV est montrée à la figure 3.6.

Les différentes couches sont déposées sur un substrat en InP (100) dopé n^+. La croissance a lieu a une température nominale de 500° C. Une fois la croissance terminée, l'excès du substrat est enlevé par etching et une couche métallique en TiPtAu est déposée sur les deux cotées du dispositif. Cette couche forme un contact ohmique avec la couche du semi-conducteur adjacente. Le contact à la base est plaquée en Or à une épaisseur de 50 μm pour former un absorbant de chaleur de 300 μm de diamètre intégré à la diode. Une microphotographie de la diode est montrée à la figure 3.7

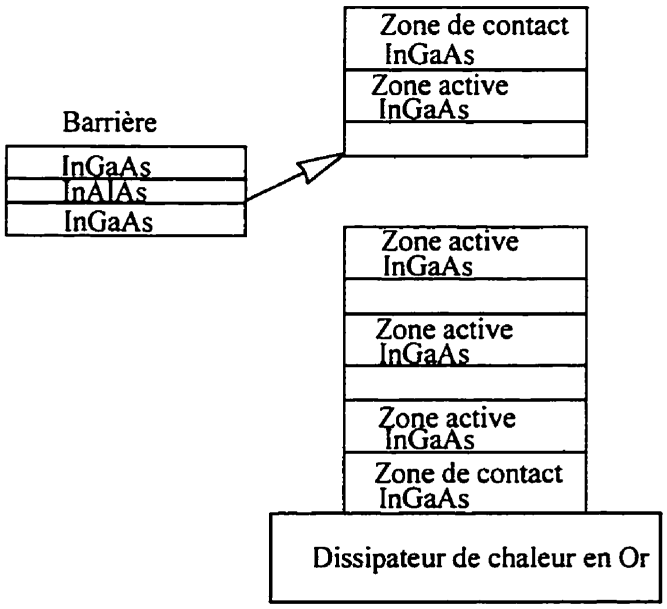


Figure 3.6 : Structure et composition de la diode MSQBV à 10 barrières.

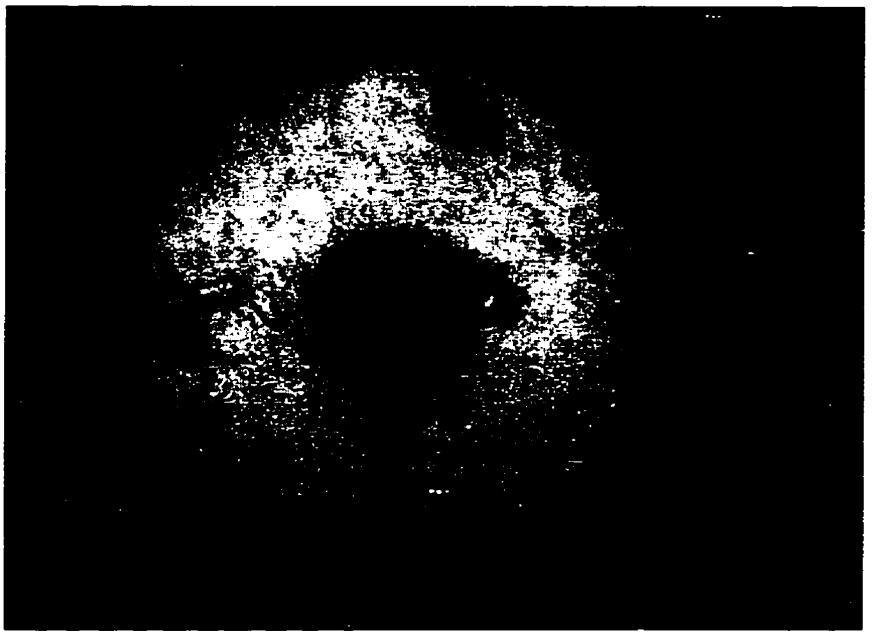


Figure 3.7 : Microphotographie du MSQBV.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté en détails la structure physique du QBV. On a également établi les liens entre les différentes régions du dispositif et leurs éléments représentant dans le modèle électrique équivalent.

Le transport de charges à travers la structure quantique est gouverné par des lois complexes. Pour établir des relations mathématiques entre le modèle et les paramètres physiques de la diode on a eu souvent recours à des approximations . Une approximation statique et un dopage uniforme sont supposés dans le calcul de la capacité de la zone de déplétion. Un modèle ohmique est également supposé dans le calcul des résistances. Bien que approximatives, ces équations nous ont permis de déterminer l'ordre de grandeur des éléments du modèle équivalent ainsi que le comportement global de la diode.

Un faible courant de conduction est toujours souhaitable pour un QBV. L'amplitude de ce courant est déterminée par la qualité de la barrière, plus la barrière est haute plus le courant de conduction est faible. Les paramètres affectant la barrière sont : la nature et la qualité du matériel semi-conducteur, l'épaisseur de la zone et le niveau de dopage des zones adjacentes.

Une structure à barrières multiples a une capacité de blocage supérieure à celle d'une diode à barrière unique. La fabrication d'une telle diode nécessite une attention spéciale pour le choix des matériaux. Pour surmonter ce problème on a proposé une topologie à structure cristalline adaptée (Lattice matched). Cette approche réduit le stress mécanique interne entre les couches et réduit les dislocations des interfaces. Ainsi les défectuosités seront minimales même pour des couches relativement épaisses. En utilisant un système de matériaux à base de l'InGaAs/InAlAs sur un substrat en InP on a réussi pour la première fois une diode à dix barrières qui a démontré des performances supérieures que celles des dispositifs déjà rapportés.

Chapitre IV

Caractérisation petit signal et modélisation de la diode MSQBV.

4.1 Introduction

Un des objectifs principaux de ce travail est de développer un modèle non-linéaire du MSQBV qui soit intégrable aux logiciels commerciaux tels que le MDS. Jusqu'à présent, la plupart des travaux publiés sur les QBV faisaient référence à des modèles simplifiés dont les paramètres sont calculés à partir des approximations de la physique du dispositif. Dans son travail, Nilsen a considéré la solution des équations de transport de charges dans un semi-conducteur (équation de continuité de courant et équation de Poisson) pour tirer les caractéristiques I-V et C-V d'un QBV [65]. Krishnamurthi, pour sa part a présenté un modèle analytique général pour analyser les diodes à caractéristiques symétriques [68]. Ces travaux mettaient l'accent sur l'étude des différentes structures physiques dans le but d'améliorer les caractéristiques du QBV, notamment la tension de claquage. Les résultats des simulations non-linéaires basées sur ces modèles surévaluaient l'efficacité de conversion des multiplicateurs étudiés.

Un modèle physique plus détaillé a été présenté par Jones [69]. C'est un modèle hydrodynamique intégré à un simulateur HB 'Harmonic balance' qui vise à résoudre numériquement les équations de continuité de courant et l'équation de Poisson sous les conditions aux frontières imposées par la physique du dispositif. Ce modèle permet de prendre en considération les caractéristiques physiques de la structure, telles que la densité et la nature du dopage, la vitesse des porteurs, la géométrie, etc. Cette approche résulte en un système d'équations différentielles partielles, non-linéaires, qui seront résolues numériquement par la méthode des différences finies. Bien que précis, ce modèle est difficile à intégrer dans les simulateurs commerciaux. Les ressources

informatiques nécessaires et le grand temps de calcul sont parmi ses inconvénients surtout dans le cas où des optimisations sont requises.

Récemment, un modèle physique basé sur la méthode de Monte-Carlo a été présenté par Abou-Khalil [70]. Ce modèle traite d'une façon statistique le transfert de charges dans les dispositifs semi-conducteurs à barrières/puits quantiques telles les diodes QBV et MSQBV. La structure physique est considérée en détails et les caractéristiques électriques sont directement dérivées sous conditions d'excitation CC ou RF. Les résultats obtenus peuvent donner avec une bonne précision les caractéristiques I-V et C-V des dispositifs. Par contre, le temps de calcul et les ressources informatiques requises rendent ce modèle pratiquement inutilisable dans des simulations non-linéaires. Le potentiel du modèle physique est pleinement exploité lors du développement des dispositifs semi-conducteurs. Sa capacité de lier les paramètres de fabrication (dopages, matériel, géométrie, etc.) aux caractéristiques électriques en fait un outil très appréciable dans le développement de nouveaux dispositifs. La durée d'une phase de développement d'un dispositif justifie l'utilisation d'un tel modèle dans le but d'optimiser ses performances pour une application déterminée. Bref, les modèles déjà présentés visaient surtout l'étude des QBV/MSQBV du point de vue structure physique. Ils sont généralement difficiles à intégrer dans des simulateurs de circuits non-linéaires.

L'autre approche de modélisation est une approche empirique ou semi-empirique qui consiste à trouver un circuit électrique équivalent dont les caractéristiques électriques sont similaires à celles du dispositif. Les modèles résultants sont directement incorporables dans les simulateurs de circuits micro-ondes. Cette approche ce résume donc à trouver un circuit électrique équivalent qui représente le dispositif tout en tenant compte de sa physique intrinsèque. Cette méthode est tellement répandue, qu'il existe actuellement des modèles bien connus pour certains composants. À titre d'exemple, on cite les modèles de Gummel-Poon [71] et de Ebers-Moll [72] pour les BJT et les modèles de Curtice [73], Tajima et Statz pour les FET [74]. Généralement, les éléments du modèle sont déduits par analogie avec la structure physique du composant. Ainsi, une

connaissance du comportement physique du dispositif est nécessaire pour bien le modéliser. L'extraction des paramètres du modèle se fait à partir des mesures (CC, S, etc.) sur le dispositif même. La complexité de l'extraction dépend de celle du modèle et se fait souvent par une procédure d'optimisation qui vise à minimiser l'écart entre les caractéristiques mesurées et simulées.

En se basant sur les connaissances déjà accumulées sur les QBV on a établi un modèle électrique équivalent dérivé du modèle général d'un varacteur à jonction p-n. En visant un modèle plus précis et facilement intégrable dans le logiciel HP-MDS, on a introduit un nouveau modèle du MSQBV qui représente les non-linéarités du dispositif par de tables de données mesurées "*Data Based Model*". Cette approche réduit la phase d'extraction des paramètres au strict minimum et résulte en un modèle de précision supérieure.

Dans ce chapitre, une approche compréhensive et précise de modélisation non-linéaire est introduite. Une comparaison entre le modèle à tables de données et un modèle classique est faite et ce, pour les caractéristiques CC et les paramètres S.

4.2 Mesures CC et paramètres S

Ces mesures sont à la base des modèles équivalents quasi-statiques. Elles servent comme base de données à l'extraction des paramètres du modèle. La précision du modèle dépend essentiellement de celle des mesures et ne peut jamais être meilleure. Il est donc impératif de faire la caractérisation dans des conditions appropriées. Le montage des mesures CC est montré à la figure 4.1. Pour cette mesure, on a utilisé l'analyseur C.C. 4142-B de la compagnie HP. Cet instrument peut mesurer des courants infimes de l'ordre de pico-ampères (10^{-12}). Le courant de conduction maximal est limité à 1 mA, la tension maximale d'opération étant spécifiée à ce niveau de courant.

Étant donné les dimensions infimes de la diode (40x5 μm) on a dû la monter sur une ligne de transmission pour pouvoir la mesurer. Comme support on a choisi une ligne

coplanaire, vu qu'elle est compatible avec les sondes de mesure. La monture est fabriquée sur un substrat en Alumine ($\varepsilon_r = 9.9$) de 10 mil d'épaisseur. La diode est fixée au plan de masse avec de l'époxy conductrice. Le conducteur central, lui, est connecté à la diode avec un ruban connecteur "Tape Bond". La ligne a une impédance caractéristique de 50Ω, sa longueur est choisie de sorte à atténuer tout éventuel mode d'ordre supérieur qui pourrait s'exciter à la transition avec les sondes. Une trousse de standards de calibration TRL est fabriquée sur le même substrat afin de les utiliser dans la correction des mesures des paramètres S. La monture est montrée à la figure 4.2. Deux ensembles de 5 diodes chacun ont été mesurés, les caractéristiques CC résultantes sont montrées à la figure 4.3. On a évité d'utiliser un boîtier afin de minimiser les effets parasites, le seul élément extrinsèque à la diode est le « *tape bond* » qu'on a caractérisé à part. De ces résultats on constate que la tension maximale d'opération, V_{br}, est située entre 15 et 22 V pour les bonnes diodes. Quelques diodes montraient des fuites de courant élevées. La symétrie autour de zéro est bonne et on constate qu'elle est impaire, comme prévu.

La deuxième mesure effectuée sur les diodes est celle des paramètres S. Le coefficient de réflexion (S_{11}) de la diode est mesuré entre 5 et 40 GHz et ce, à plusieurs points de polarisation allant de 0 à 20 V. Une correction TRL est appliquée pour ramener le plan de mesure au plan physique de la diode. Vu la faible résistance de la diode, une grande attention doit être portée à la procédure de calibration. Le montage de mesure des paramètres S est montré à la figure 4.4. Le coefficient de réflexion mesuré, S_{11}, est montré à la figure 4.5. De ces mesures ont déduit :

1- La diode a une faible résistance interne (Rs = 1.3 Ω).

2- La diode est à faible capacité.

À partir des mesures, on a calculé la fréquence de coupure dynamique de la diode et on a trouvé une valeur de 1.15 THz. Ceci indique que la diode MSQBV est apte à opérer efficacement à des fréquences au delà de 100 GHz.

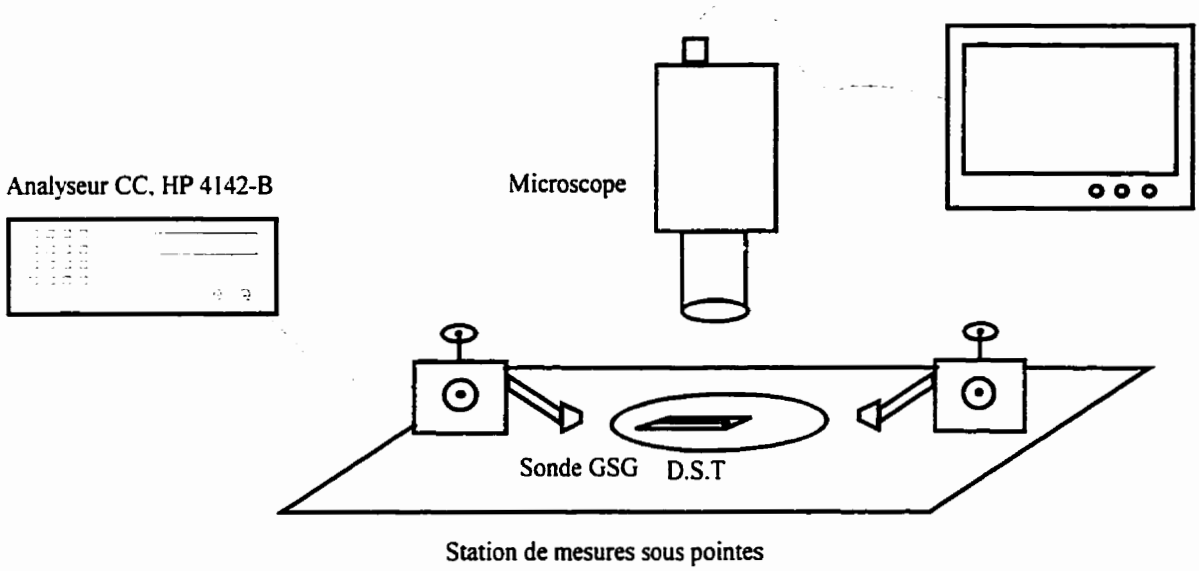


Figure 4.1 : Montage de mesure de la relation I-V du MSQBV.

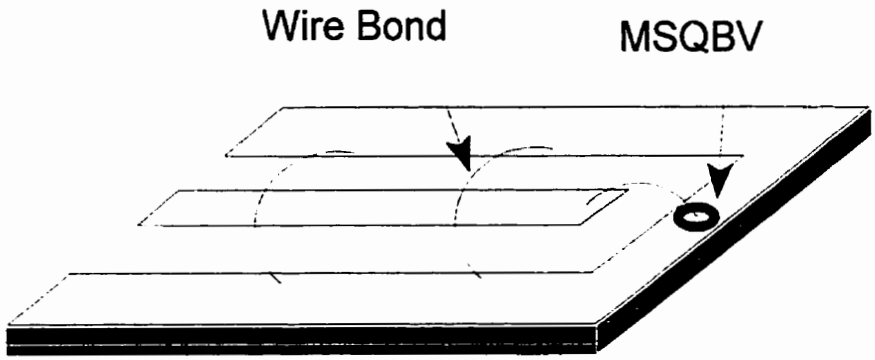


Figure 4.2 : Monture en ligne coplanaire du MSQBV.

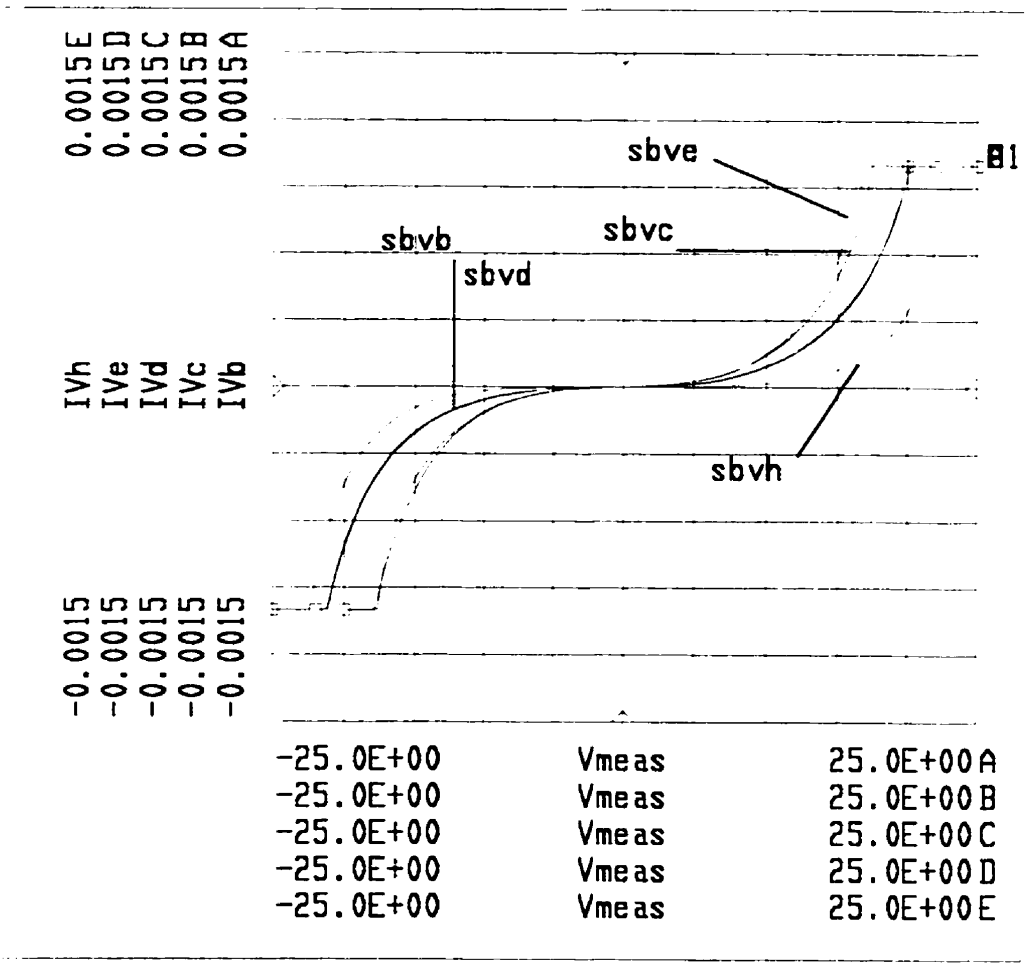


Figure 4.3 : Mesure de la caractéristique I-V des diodes du réticule 498X2/2A.

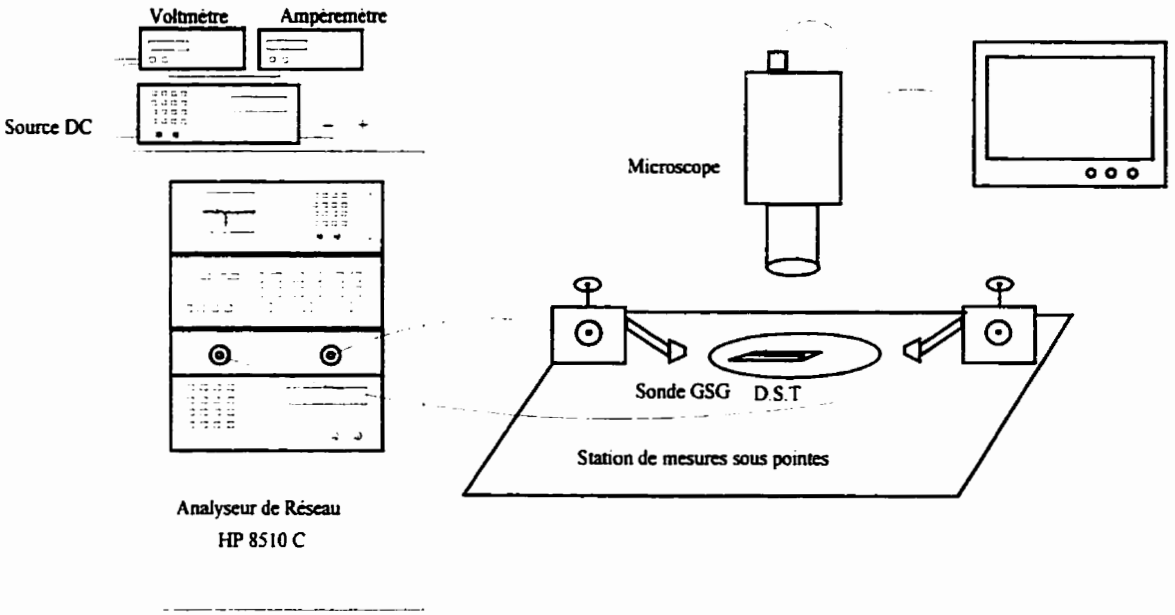


Figure 4.4 : Montage de mesure des paramètres S.

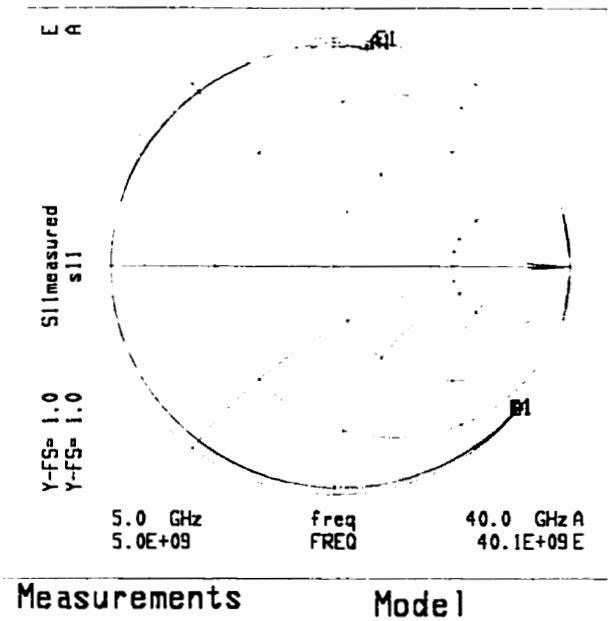


Figure 4.5 : Mesure du paramètre S_{11} du MSQBV à polarisation nulle.

4.3 Modèle électrique équivalent

Le modèle électrique équivalent du MSQBV est montré à la figure 4.6. La résistance série, R_s, varie en fonction du signal (tension appliquée). Pour simplifier les calculs, elle sera considérée fixe. Ce choix est justifié par le fait que sa valeur change très peu et ce, pour la plage des tensions allant de zéro à V_{br}. On a constaté que la valeur mesurée de R_s est comprise entre .9 <Rs<1.3 Ω.

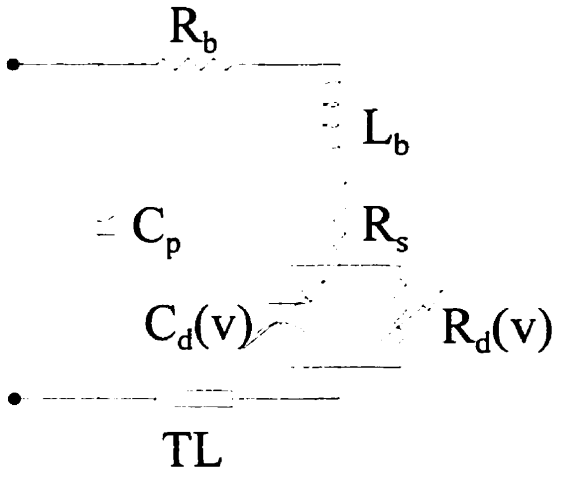


Figure 4.6 : Modèle électrique équivalent du MSQBV.

Rs sera donc fixée à 1.3 Ω, sa valeur à résonance sous condition de polarisation nulle.
Le modèle de la résistance variable, $R_d(v)$, est directement déduit à partir des mesures CC. Les autres paramètres du modèle sont extraits à partir des paramètres de dispersion [S]. L'extraction de ces paramètres se fait en utilisant la routine d'optimisation du logiciel MDS et ce, en minimisant la fonction d'erreur (4.1)

$$\varepsilon = \sum_{F=5}^{40} \left| \frac{S_{11}{}^{m} - S_{11}{}^{s}}{S_{11}{}^{m}} \right|^2 \qquad (4.1)$$

où F est la fréquence d'opération.

$S_{11}{}^{m}$ est le paramètre S_{11} mesuré.

$S_{11}{}^{s}$ est le paramètre S_{11} simulé.

Cette procédure est itérative, il nous faut donc une bonne estimation de départ pour garantir la convergence à des résultats qui ont un sens physique.

La procédure commence par l'extraction des valeurs parasites du fil de connexion "*wire bond*", R_b et L_b, et ce à partir des mesures S_{11} d'un fil de connexion monté dans une monture similaire à celle de la diode. La valeur de l'élément C_p est extraite à partir des mesures sur une diode non active "*dummy*". La dernière inconnue à déterminer c'est la capacité non-linéaire C_d. L'extraction de cette non-linéarité suit la procédure de l'équation (4.1) en utilisant les mesures de S_{11} à des tensions variant entre 0 et 20 V à un pas de 0.5 V. Pour la précision de cette extraction, les mesures doivent être faites à un faible signal RF (mesure petit signal). Pour cela, on a fixé la puissance du signal à -20 dBm. La capacité mesurée sur un pont de capacité à basse fréquence (4 MHz) est utilisée comme valeur de départ pour les optimisations. Pour mieux accorder les simulations aux mesures au delà de 30 GHz, on a ajouté un élément distribué (Ligne de transmission) au modèle. La longueur de la ligne variait en fonction de la polarisation entre 8 et 12 mil. Comme approximation on a fixé cette valeur à 10 mil. Cet élément peut être attribué à l'effet de retardement "*Delay*" que peuvent subir les charges mobiles à hautes fréquences [75].

4.4 Implantation du modèle dans le logiciel MDS

À partir des mesures, on a développé deux types d'expressions pour représenter les non-linéarités. En première approche, les courbes I-V et C-V sont représentées avec des expressions polynomiales. Un polynôme impair de 5ème ordre est utilisé pour

représenter la courbe I-V. Une fonction de Gauss modifiée représente bien la relation C-V. Ces relations sont montrées aux équations (4.2) et (4.3).

$$I_j(v) = 6.41e^{-7} \cdot v + 5.65e^{-8} \cdot v^3 + 9.813e^{-11} v^5 \tag{4.2}$$

$$C_j(v) = 0.07 + \left(\frac{0.71}{e^{av} + e^{-av}} \right)^2, a = 0.15 \tag{4.3}$$

Un modèle décrivant la non-linéarité capacitive a été proposé par Nilsen [65], son expression mathématique est donnée à l'équation (4.4). Cette expression est liée explicitement aux caractéristiques de la diode telles que le C_{max} et le C_{min} mais elle donne une estimation grossière du vrai comportement C-V.

$$C_j(v) = C_0 + \Delta C \cdot Cos\left(\frac{\pi v}{v_{max}} \right) \tag{4.4}$$

où $\Delta C = 0.5(C_{max} - C_{min})$

Une comparaison entre les deux modèles et les mesures est montrée à la figure 4.7. De cette comparaison, on constate que le nouveau modèle de l'expression (4.3) représente avec une fidélité supérieure le comportement non-linéaire de la capacité du QBV.

Le courant calculé par l'expression (4.2) et celui mesuré sont comparés à la figure 4.8. La consistance du modèle est validée en calculant le courant pour des tensions supérieures à V_{br}. Cette consistance est bien importante pour faciliter la convergence lors des simulations non-linéaires HB. En réalité, pour respecter les conditions de convergence des simulations HB, des restrictions sont imposées sur les expressions mathématiques du modèle. Ces conditions se résument par :

1- L'expression mathématique et ses dérivées doivent êtres continues.

2- La fonction doit être à valeur unique (Single valued function).

Bien qu'elle remplisse ces deux conditions, l'expression (4.3) est à risque de divergence à cause des fonctions exponentielles utilisées. Pour résoudre ce problème on a dû imposer une limite supérieure sur la valeur de l'exponentiel. Le modèle, tel qu'implanté dans MDS, est montré à la figure 4.9. Les éléments parasites R_b, L_b et C_p sont représentés par leur équivalent de la librairie des éléments linéaires de MDS. Les non-linéarités sont représentées par des éléments SDD. Ces éléments nous permettent de définir, dans MDS, un élément à relation I-V quelconque. Ainsi, la résistance non-linéaire $R_d(v)$ est représentée directement par le bloc SDD, I_non-linéaire.

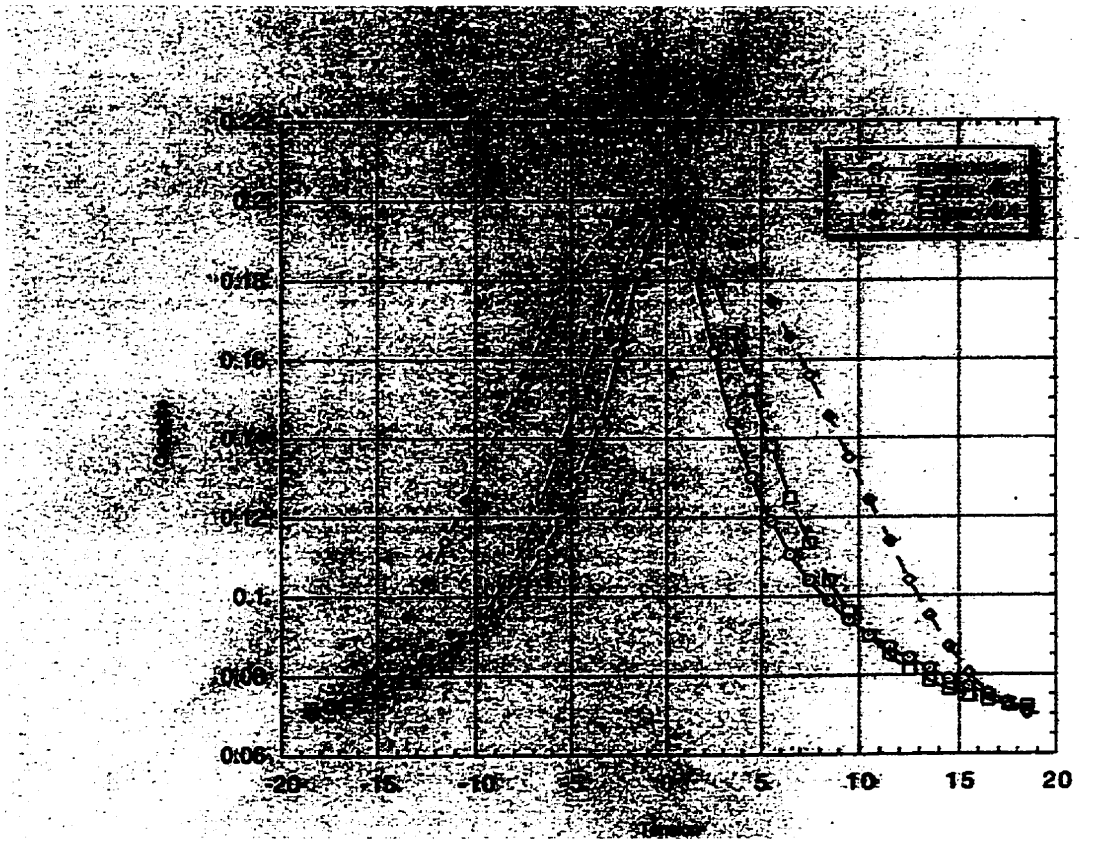


Figure 4.7 : Comparaison entre mesures et modèles de la capacité non-linéaire.

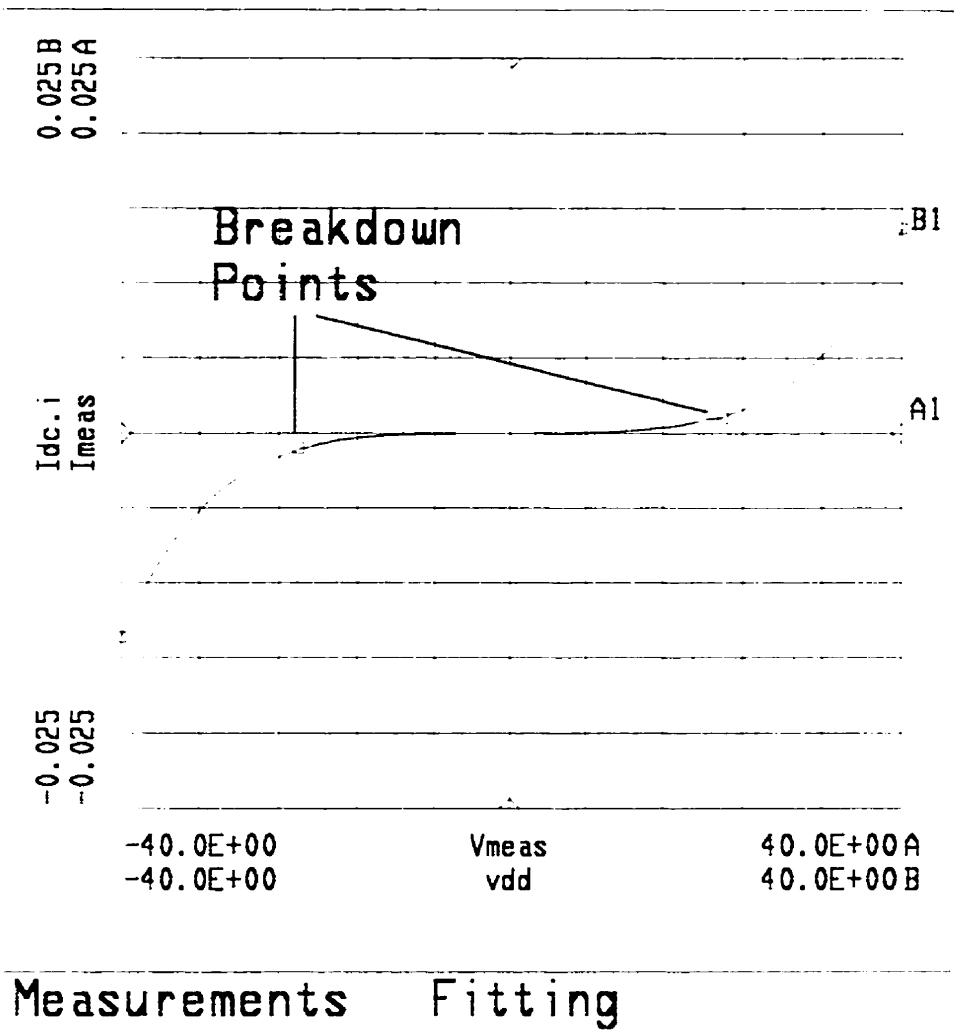


Figure 4.8 : Caractéristique CC du MSQBV : Simulations et mesures.

La capacité non-linéaire $C_d(v)$ est représentée par son courant RF équivalent, donné par l'expression (4.5).

$$i(t) = \frac{dQ}{dt} = \frac{dQ}{dv}\Big|_{V=V_j(t)} \cdot \frac{dV_j(t)}{dt} = C_d(V_j(t)) \cdot \frac{dV_j(t)}{dt} \tag{4.5}$$

Cette relation est directement incorporée dans un bloc SDD. Ceci est représenté par le bloc (C-nonlinéaire) de la figure 4.9. Ce modèle sera désormais désigné par le modèle_1. Des résultats de la figure 4.7, on constate qu'une fonction Spline cubique représente la non-linéarité capacitive avec une précision miroir par rapport aux mesures. Sachant que le courant RF dans la diode est majoritairement capacitif, la fidélité de l'expression de la capacité se reflétera directement sur les simulations non-linéaires du multiplicateur. La nature des fonctions mathématiques utilisées affecte directement la convergence, la vitesse des calculs et la précision des simulations HB. De ce point de vue, l'utilisation des fonctions Spline se montre avantageuse. De plus, elle réduit l'effort mis à développer le modèle étant donné que les relations I-V et C-V sont directement représentées par des tables de valeurs mesurées. Cette approche de modélisation est mieux connue sous le nom de modèles à tables de données "*Data based Model*". Cette approche a été initialement introduite par Root [76] pour modéliser des transistors FET et a été adoptée depuis pour différents dispositifs semi-conducteurs. Pour adapter un tel modèle au MSQBV, on a substitué les fonctions (4.2) et (4.3) par les tables des valeurs mesurées correspondantes. Les fonctions Spline sont disponibles dans la librairie des fonctions mathématiques de MDS. Le modèle, tel qu'implanté dans MDS, est montré à la figure 4.10.

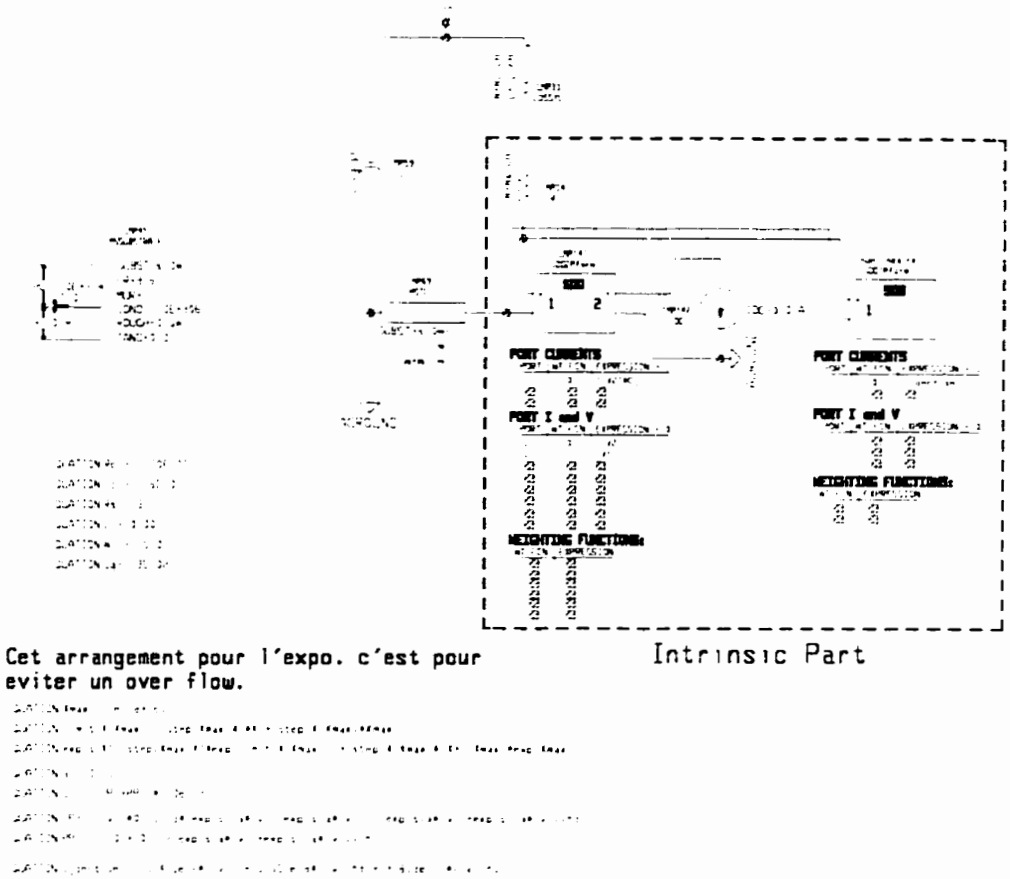


Figure 4.9 : Le modèle_1 tel qu'implanté dans MDS.

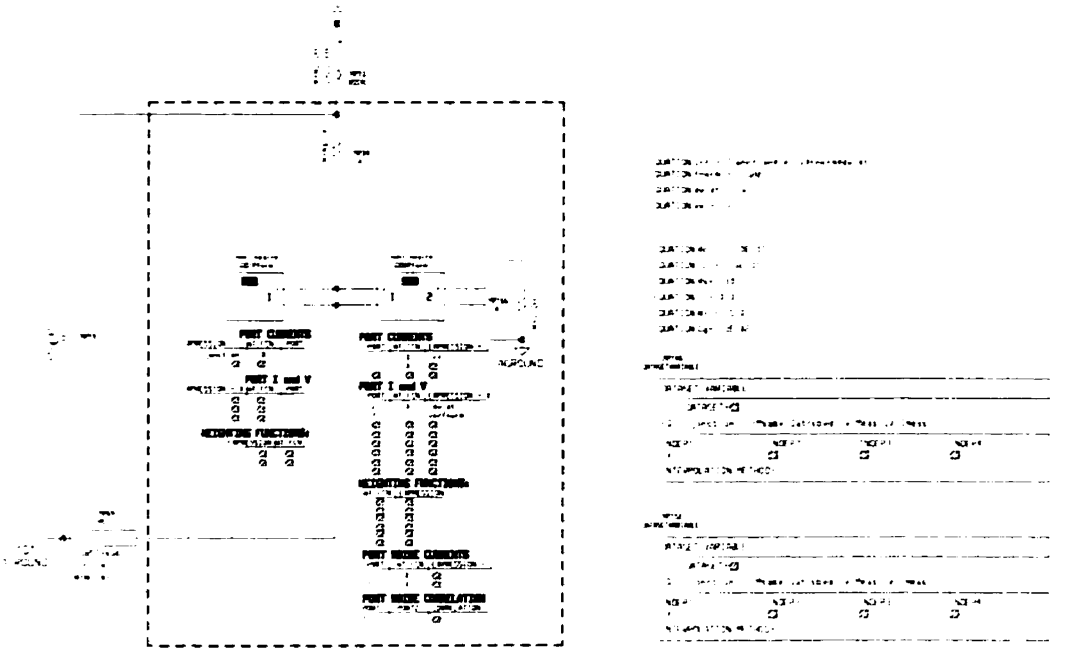


Figure 4.10 : Le modèle à table de donnée tel qu'implanté dans MDS.

Les figures 4.11 à 4.18 comparent les simulations, obtenues des deux modèles, aux mesures et ce à différents points de polarisation. Dans cette comparaison on constate une bonne précision du modèle. En effet, l'erreur maximale sur le module de S_{11} est de l'ordre de 2%, une précision similaire est remarquée sur la phase. À noter que la diode représente à peu près un circuit ouvert avec un coefficient de réflexion > 0.9. Ceci pose une restriction sévère sur la précision des mesures. Le modèle_1 montre une précision inférieure pour les fréquences > 30 GHz. Cet écart est attribué à la précision de l'expression (2). Pour les deux modèles l'erreur de phase reste inférieure à 10°.

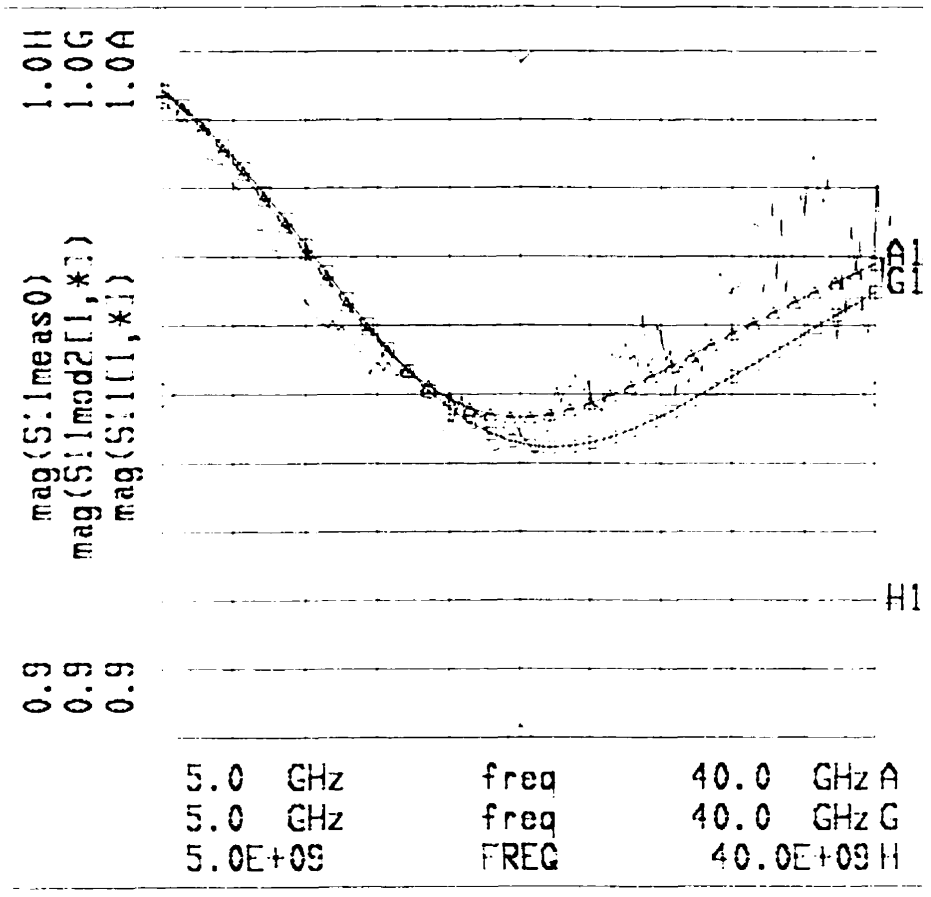


Figure 4.11 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11.

(Amplitude, Tension = 0 V. ___ mesures, modèle_1, DTM).

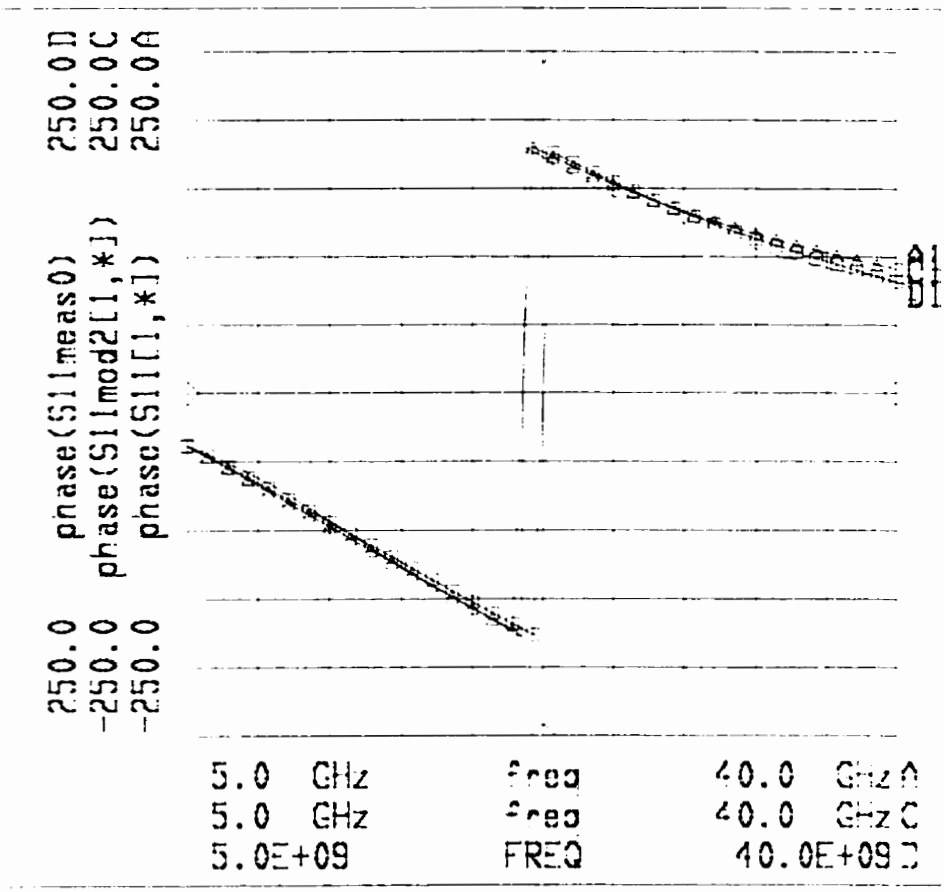


Figure 4.12 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11.

(Phase , Tension = 0 V. ___ mesures, modèle_1, DTM)

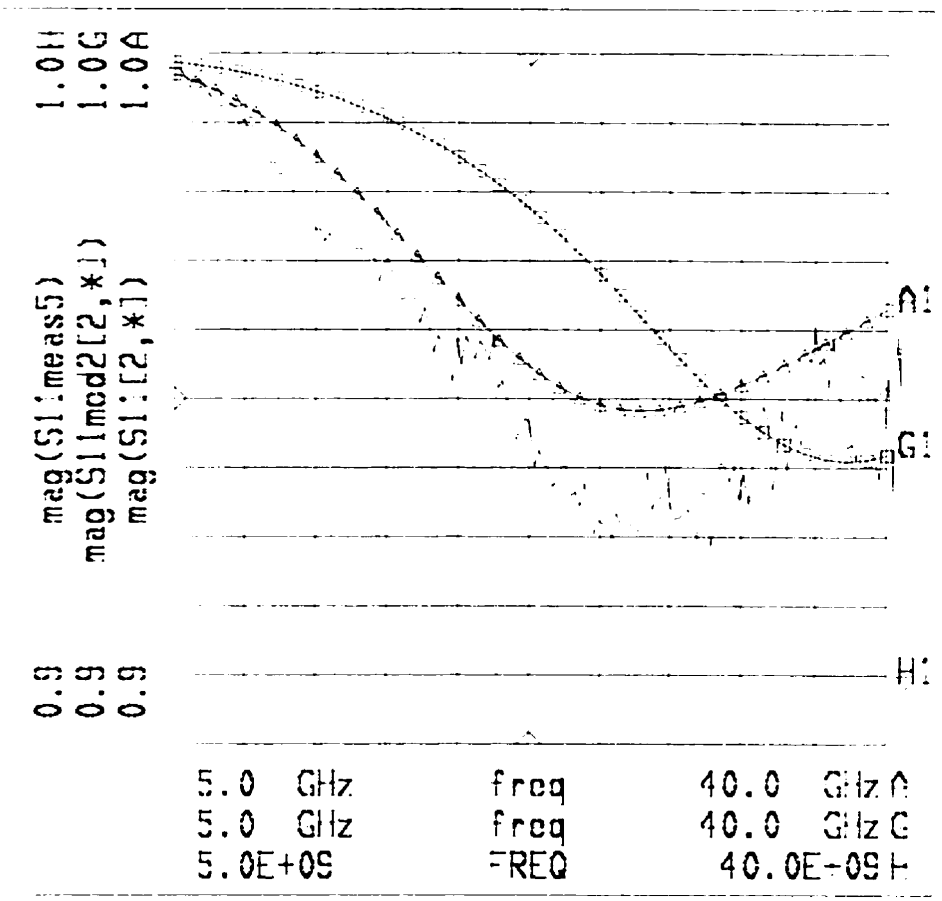


Figure 4.13 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11.

(Amplitude, Tension = 5 V. ___ mesures, -·-·- modèle_1, -·-·- DTM).

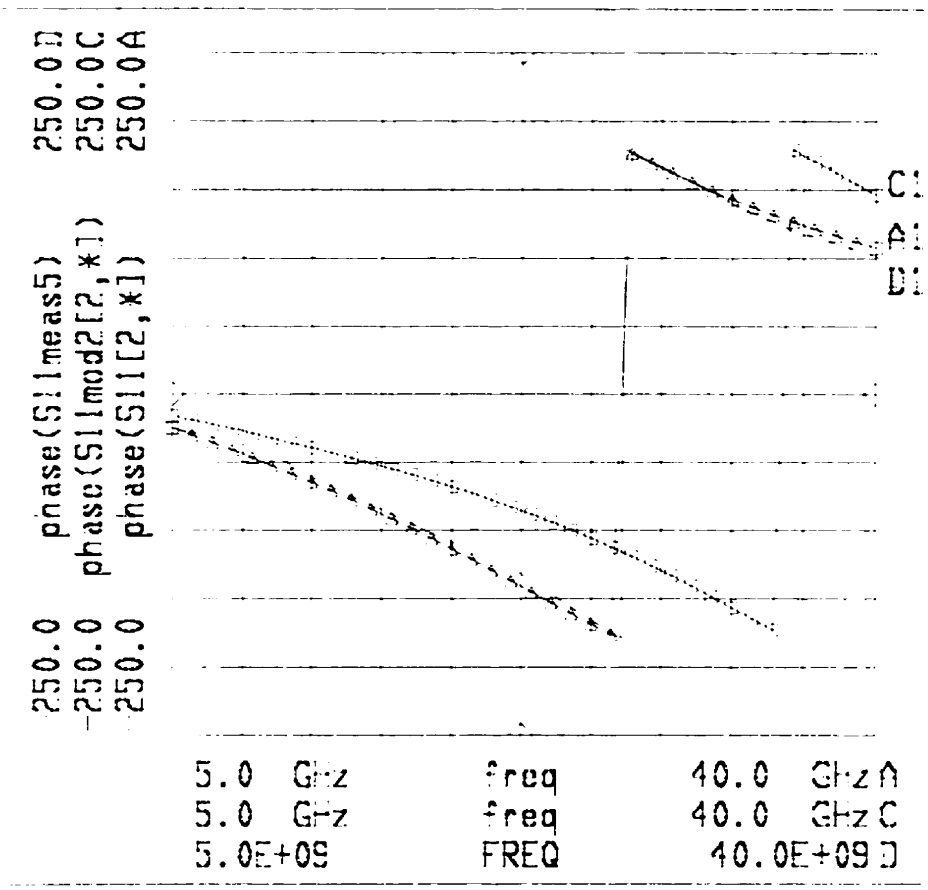


Figure 4.14 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11.

(Phase, Tension = 5 V. ___ mesures, -·-·- modèle_1, -·-·- DTM).

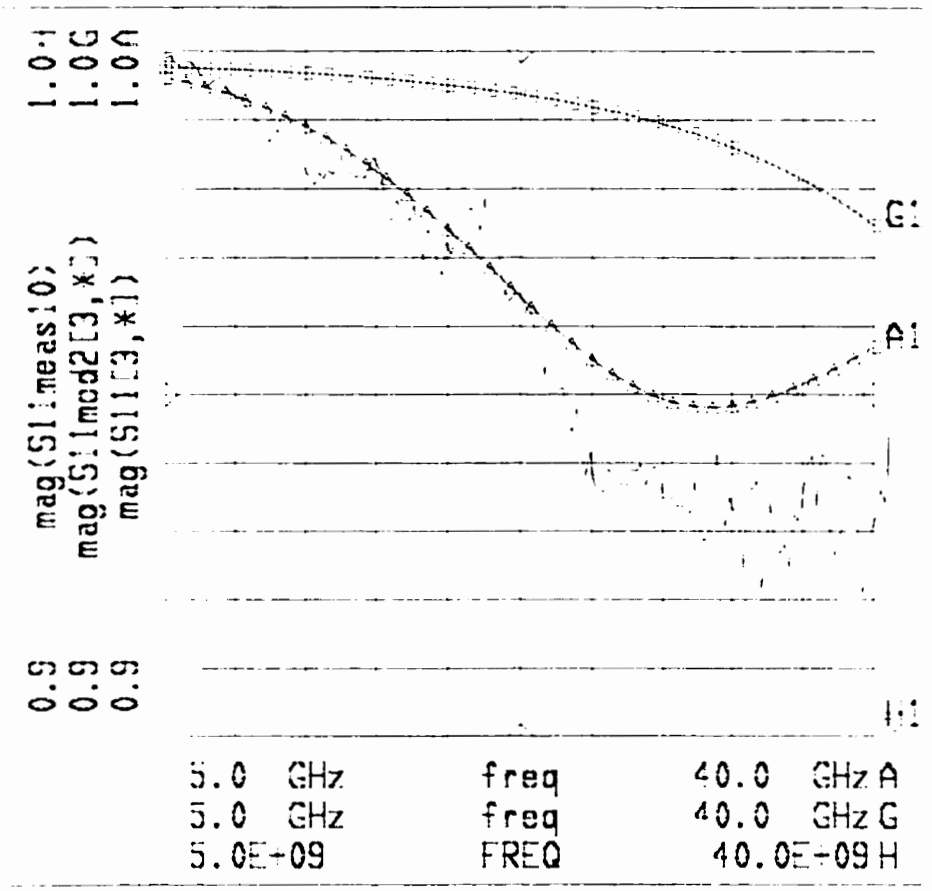


Figure 4.15 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11.

(Amplitude, Tension = 10 V. ___ mesures, —+— modèle_1, -+- DTM).

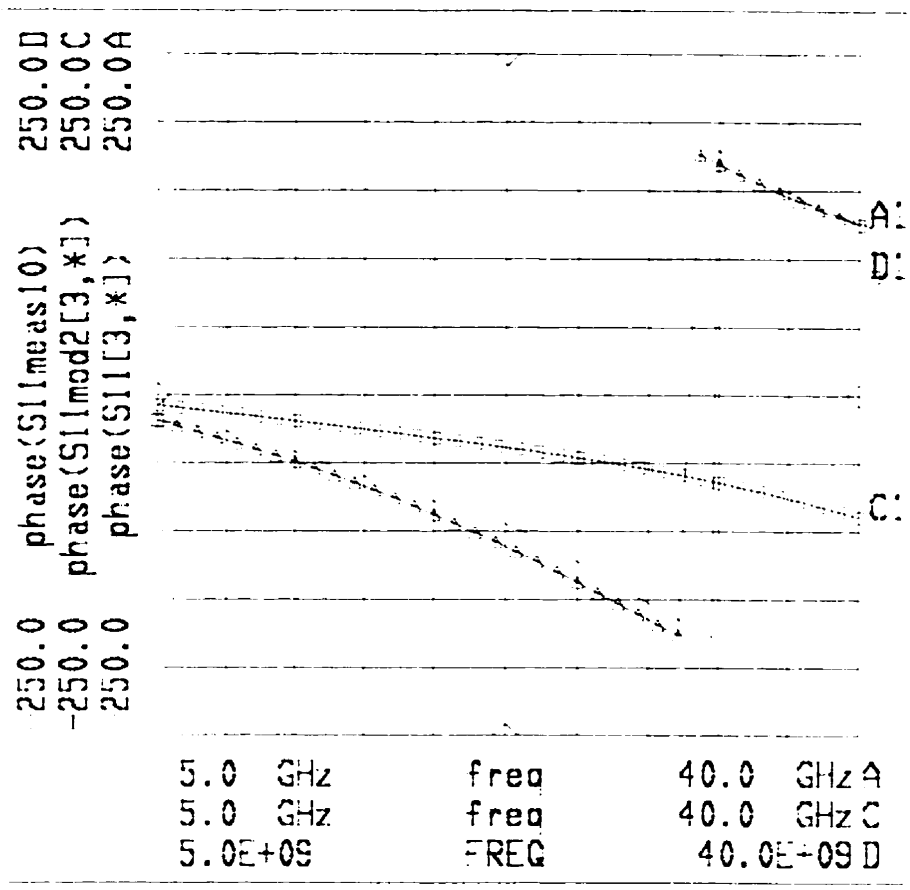


Figure 4.16 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11.

(Phase, Tension = 10 V. ___ mesures, modèle_1, DTM).

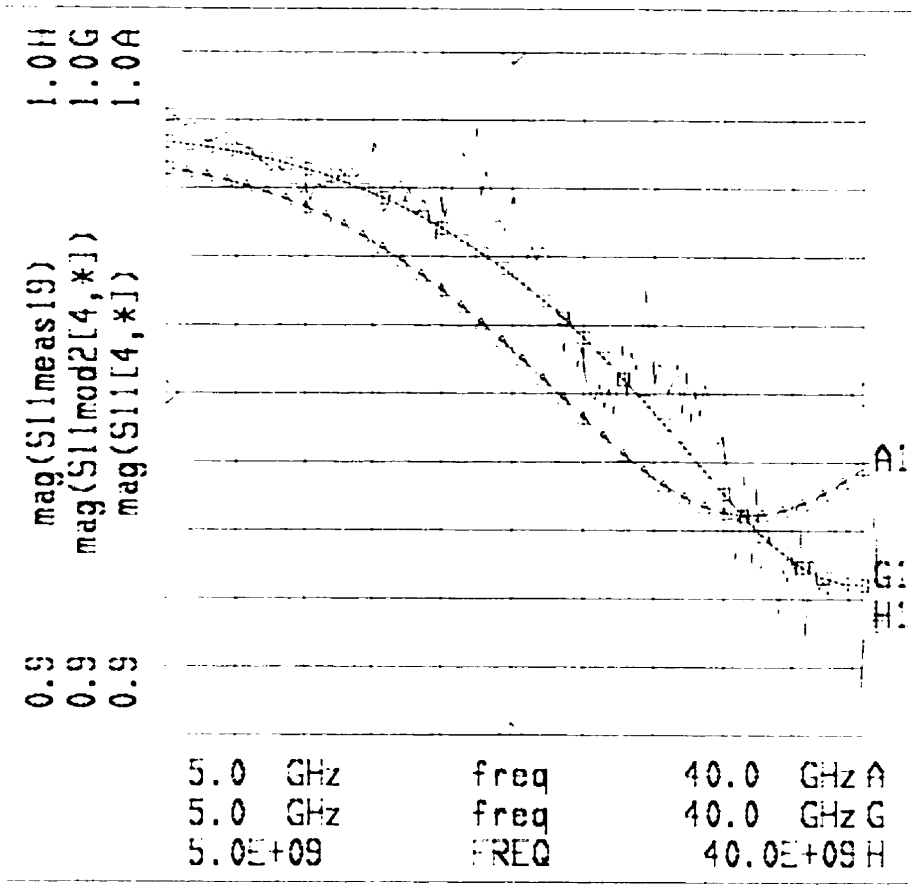


Figure 4.17 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11.

(Amplitude, Tension = 19 V. ___ mesures, - - - modèle_1, -·- DTM).

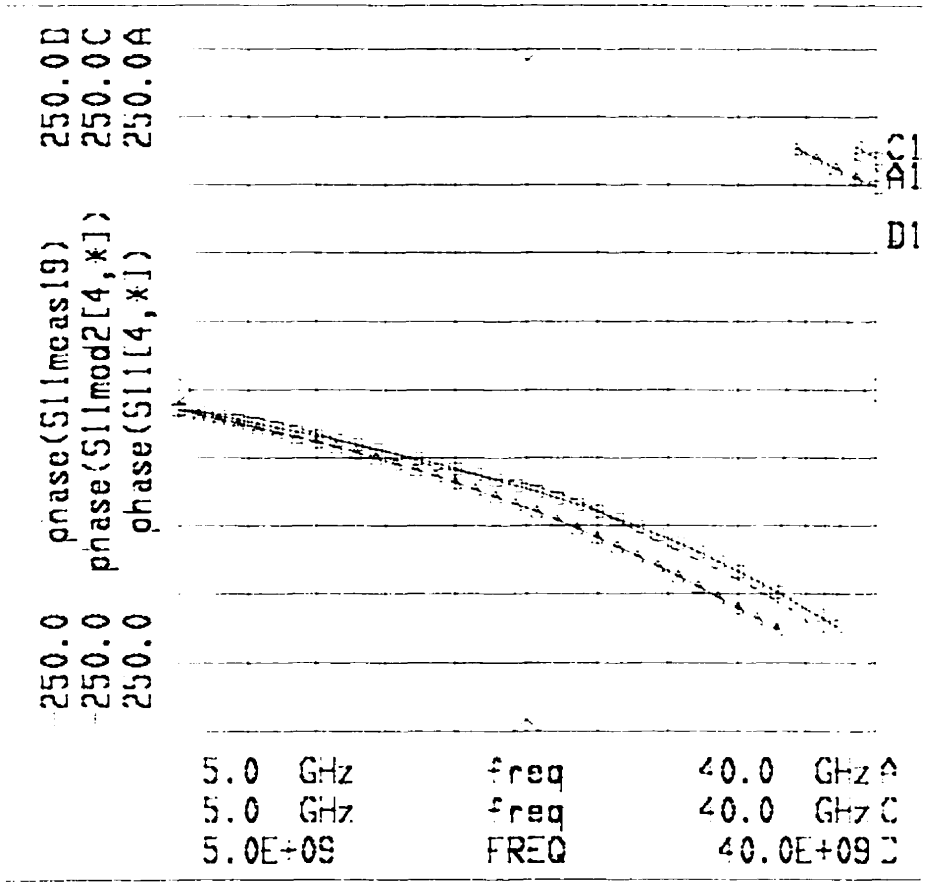


Figure 4.18 : Comparaison entre les mesures et les simulations du paramètre S11.

(Phase, Tension = 19 V. ___ mesures, modèle_1, DTM).

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a discuté de la caractérisation petit signal du MSQBV. Les résultats de mesures prouvent que la structure cristalline adaptée du MSQBV offre des caractéristiques supérieures à celles des QBV et d'autres diodes à caractéristiques symétriques telle que le bbBNN$^+$. Notamment on a mesuré une très faible résistance série (1.3 Ω) et une tension de claquage élevé (+/- 20 V). On a également présenté deux modèles quasi-statiques pour la diode en question. Ces modèles sont facilement intégrables dans le logiciel de simulation MDS de HP. Les comparaisons des résultats mesurés et simulés démontrent que le modèle DTM offre une fidélité supérieure à celle d'un modèle classique. C'est le modèle DTM qui sera utilisé dorénavant dans nos simulations.

Chapitre V

Mesures non-linéaires multi-harmoniques, système et résultats.

5.1 Introduction

La question de caractérisation des varacteurs a été évoquée dans les travaux pionniers de Houlding et De loach [77, 78]. Depuis, différentes techniques ont été présentées. Ces techniques se divisent en deux grandes catégories; les mesures en transmission et les mesures en réflexion. Les détails techniques de ces méthodes sont présentés dans les travaux de [79, 80, 81, 82, 83]. De nos jours, la disponibilité de systèmes de mesures vectoriels (VANA, Réflectomètres, etc.) et de techniques rigoureuses de calibration permet une caractérisation de précision supérieure des composantes à grand facteur de qualité tel que les MSQBV. La mesure du coefficient de réflexion du MSQBV en fonction de la polarisation et de la fréquence nous permet, entre autres, de déduire les valeurs des composantes de son circuit électrique équivalent et de calculer ses paramètres d'intérêt tel que sa résistance série, Rs, et sa fréquence de coupure fc. À noter que dans toutes les méthodes ci haut mentionnées la caractérisation se fait sous conditions d'opération petit signal.

À part leur utilisation dans des VCO et dans des filtres ajustables, les varacteurs sont surtout utilisés dans des applications non-linéaires tels que les multiplicateurs de fréquences, les amplificateurs paramétriques et les mélangeurs, où ils sont exposés à de grands signaux RF. Il est donc intéressant d'étudier leur comportement sous des conditions réelles d'opération. Dans ce travail, on s'intéresse surtout aux multiplicateurs de fréquence. Dans le chapitre précédant, on a développé un modèle quasi-statique du MSQBV à partir des mesures CC et paramètres S. Dans ce chapitre on présente les

résultats d'une étude expérimentale de la génération d'harmoniques dans les MSQBV. On présente également un système de mesure convenable à la caractérisation grand signal des mono-ports.

La connaissance de l'impédance du dispositif actif, sous conditions réelles d'opération, est à la base de toute conception optimale. Pour les systèmes non-linéaires, cette connaissance est doublement importante du fait que l'impédance du dispositif varie en fonction de plusieurs paramètres interdépendants (polarisation, puissance, terminaisons, etc.). Un montage de mesure où l'on peut reproduire les conditions réelles d'opération est un outil fort apprécié dans l'étude du comportement non-linéaire des dispositifs actifs. Le réflectomètre Six-Port est un outil par excellence pour ce type de mesures. Sa capacité à mesurer l'impédance et la puissance, à une fréquence ou harmonique donnée, le rend un instrument fléxiblement intégrable aux montages de caractérisation à charges variables. Un des buts de ce travail est de trouver les conditions optimales d'opération pour une diode MSQBV utilisée en tripleur de fréquence. À cette fin, on propose un système de mesure à charges variables actives basé sur des réflectomètres Six-Port. Bien qu'un système similaire a été appliqué pour la caractérisation non-linéaire des transistors, les mesures des diodes MSQBV posent différentes difficultés. La faible résistance de cette diode et le fait qu'elle est un mono-port où plusieurs harmoniques existent sont parmi les difficultés à surmonter. Ces mesures serviront à valider le modèle développé en régime d'opération grand signal. Elles constituent également une base de données pour la conception de tripleur de fréquence.

5.2 Système de caractérisation non-linéaire du MSQBV

Le schéma bloc du montage proposé est montré à la figure 5.1. Ce système est bâti autour de deux réflectomètres Six-Port, il permet d'injecter un signal de puissance prédéterminée à la fréquence fondamentale, f_0, et de varier activement la charge vue par la diode à la 3ème harmonique et ce, tout en mesurant les puissances absorbées où générées à

ces fréquences. Le signal généré, par la source, à f_0 est divisé à l'aide d'un diviseur Wilkinson. La première partie est amplifiée, au niveau approprié, avant d'être injectée sur la diode. Le Six-Port_1 mesure le coefficient de réflexion et la puissance absorbée par la diode à f_0. La deuxième partie du signal est a son tour amplifiée et multipliée par 3 puis appliquée à la diode via le Six-Port_2 qui mesure le coefficient de réflexion et la puissance générée/absorbée à $3f_0$. À noter que les deux signaux sont cohérents. Les filtres, passe-bas et passe-bande, isolent les deux branches de mesure. À l'aide de l'atténuateur variable (ATT2) et du déphaseur, on peut varier la charge vue par la diode à la 3ème harmonique. Les deux signaux sont combinés de nouveau avant d'être injectés sur la diode sous test. La jonction de polarisation est utilisée afin de détecter tout effet d'auto-polarisation. La faible résistance du MSQBV pose des restrictions sévères sur la précision des mesures. Étant donné que les Six-Ports et les détecteurs utilisés sont à large bande, l'isolation entre les deux branches du système doit être maximale afin de s'assurer que la puissance mesurée par les détecteurs est monochromatique. Pour ce faire on a dû concevoir les différents filtres utilisés dans le système avec comme but d'avoir une atténuation hors bande supérieure à la puissance minimale détectable par les diodes (~ -40 dBm). Ces filtres sont réalisés en tronçons de ligne micro-ruban. Une caractéristique intrinsèque de cette topologie est ses réponses images aux fréquences harmoniques. Ceci les rend inconvenants à notre application où il s'agit de discrimination entre harmoniques. Un filtre à caractéristique quasi-elliptique permet d'atténuer les harmoniques ciblés et ce, en répartissant d'une façon judicieuse les zéro et les pôles de transmission. Pour réaliser ce filtre on a utilisé des résonateurs micro-ruban radiaux. La topologie est montrée à la figure 5.2. Le filtre passe-bande, est réalisé en résonateurs micro-ruban couplés. La figure 5.3 montre sa topologie Les caractéristiques mesurées du filtre passe-bas sont montrées à la figure 5.4. Ces mesures révèlent une adaptation supérieure à -20 dB et un affaiblissement de la 3ème harmonique de -40 dB ce qui répond aux exigences imposées. Les caractéristiques mesurées du filtre passe-bande sont montrées à la figure 5.5. Ces

résultats montrent des pertes d'insertion de l'ordre de -0.6 dB et des pertes de réflexion inférieures à -15 dB.

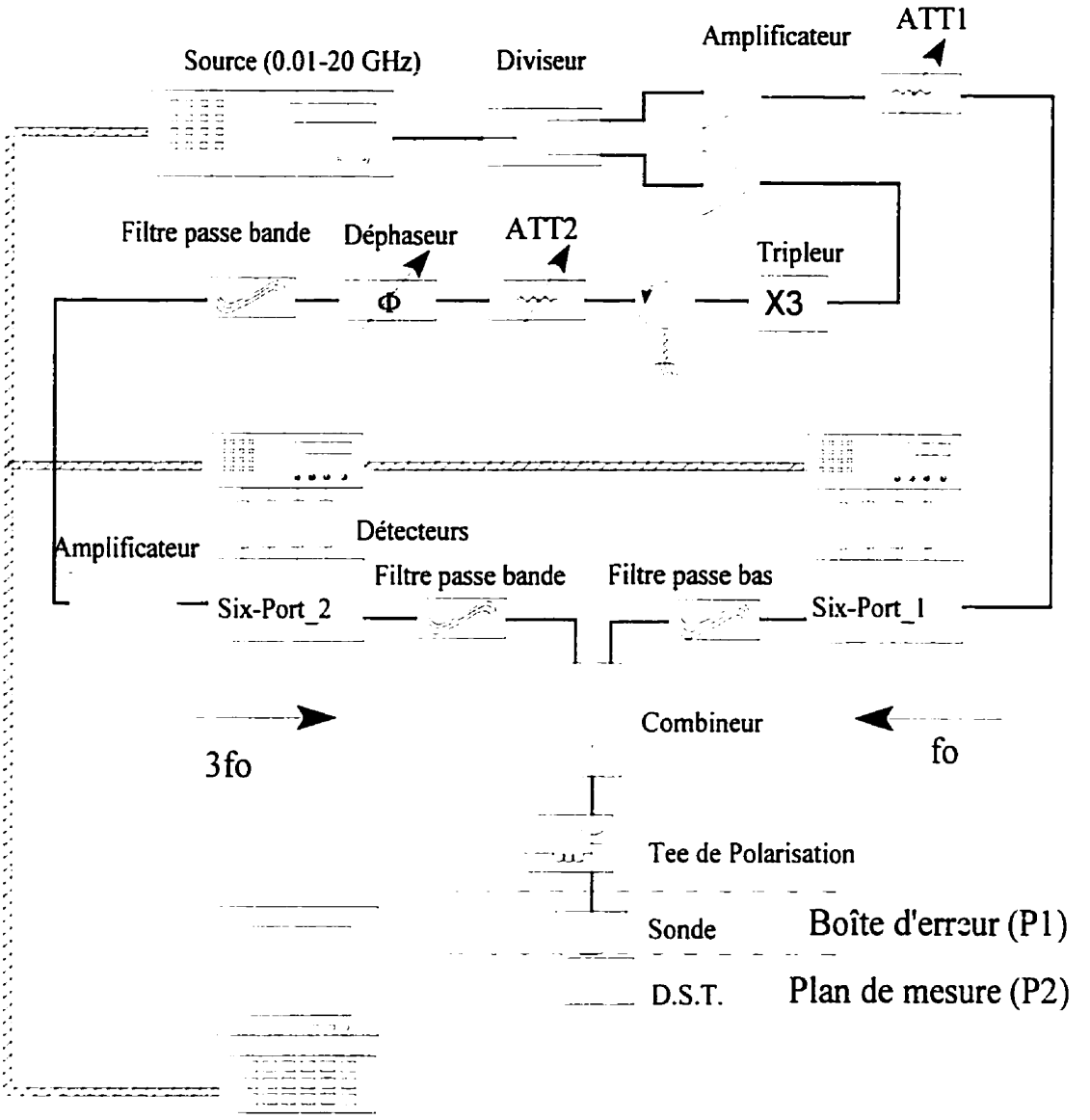


Figure 5.1 : Schéma bloc du montage de mesure.

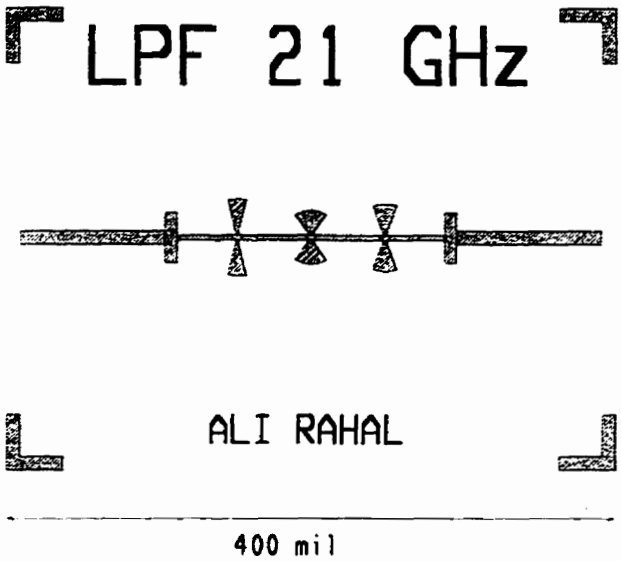


Figure 5.2 : Topologie du filtre passe bas à résonateurs radiaux.

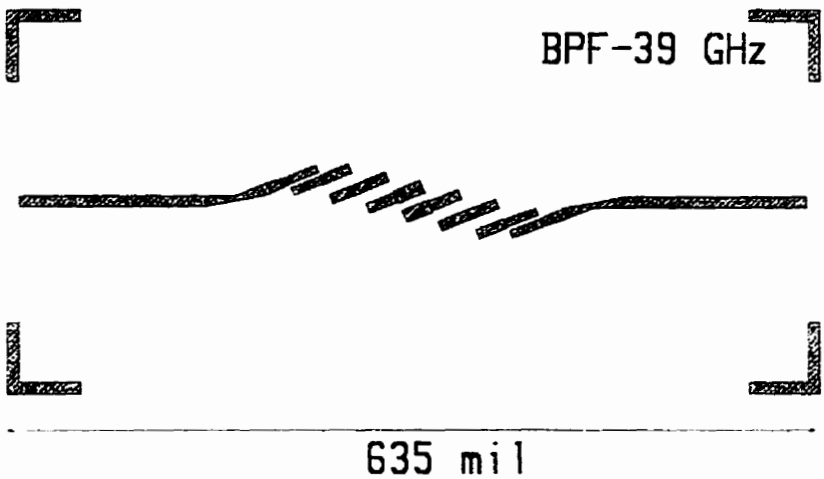


Figure 5.3 : Topologie du filtre passe bande à $3f_0$ (39 GHz).

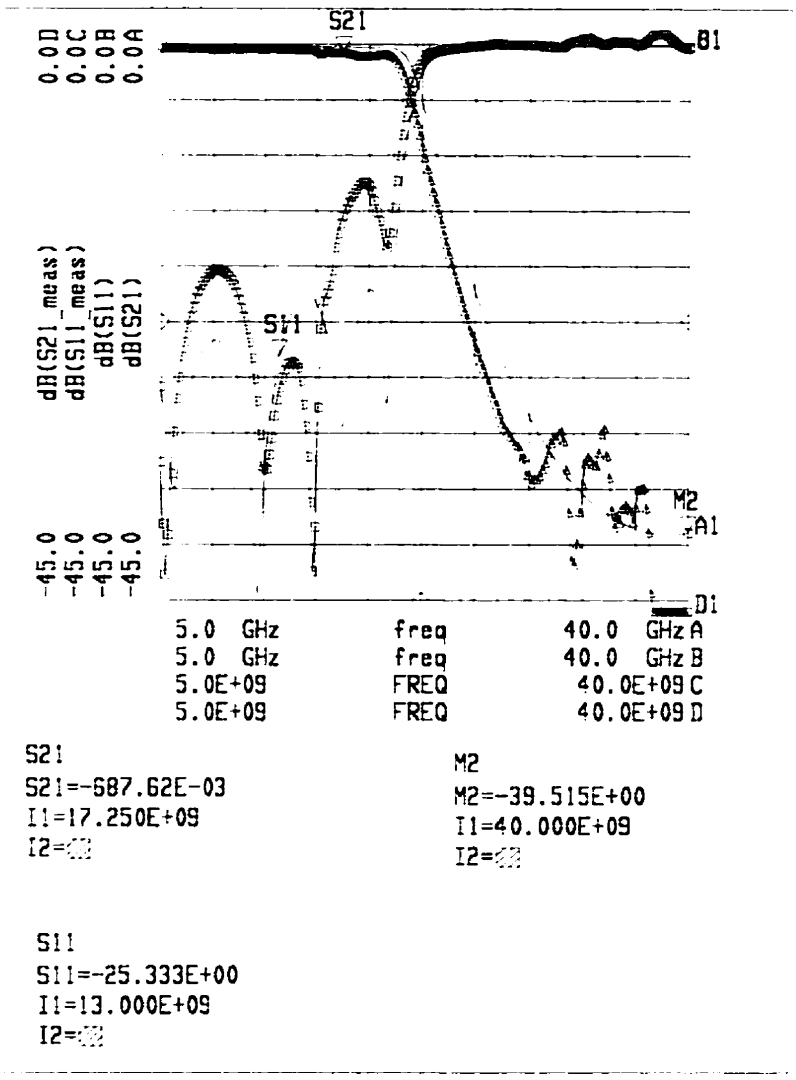


Figure 5.4 : Comparaison entre simulations et mesures du filtre passe bas.

S11_meas ( ), S21_meas ( ), Simulation (___)

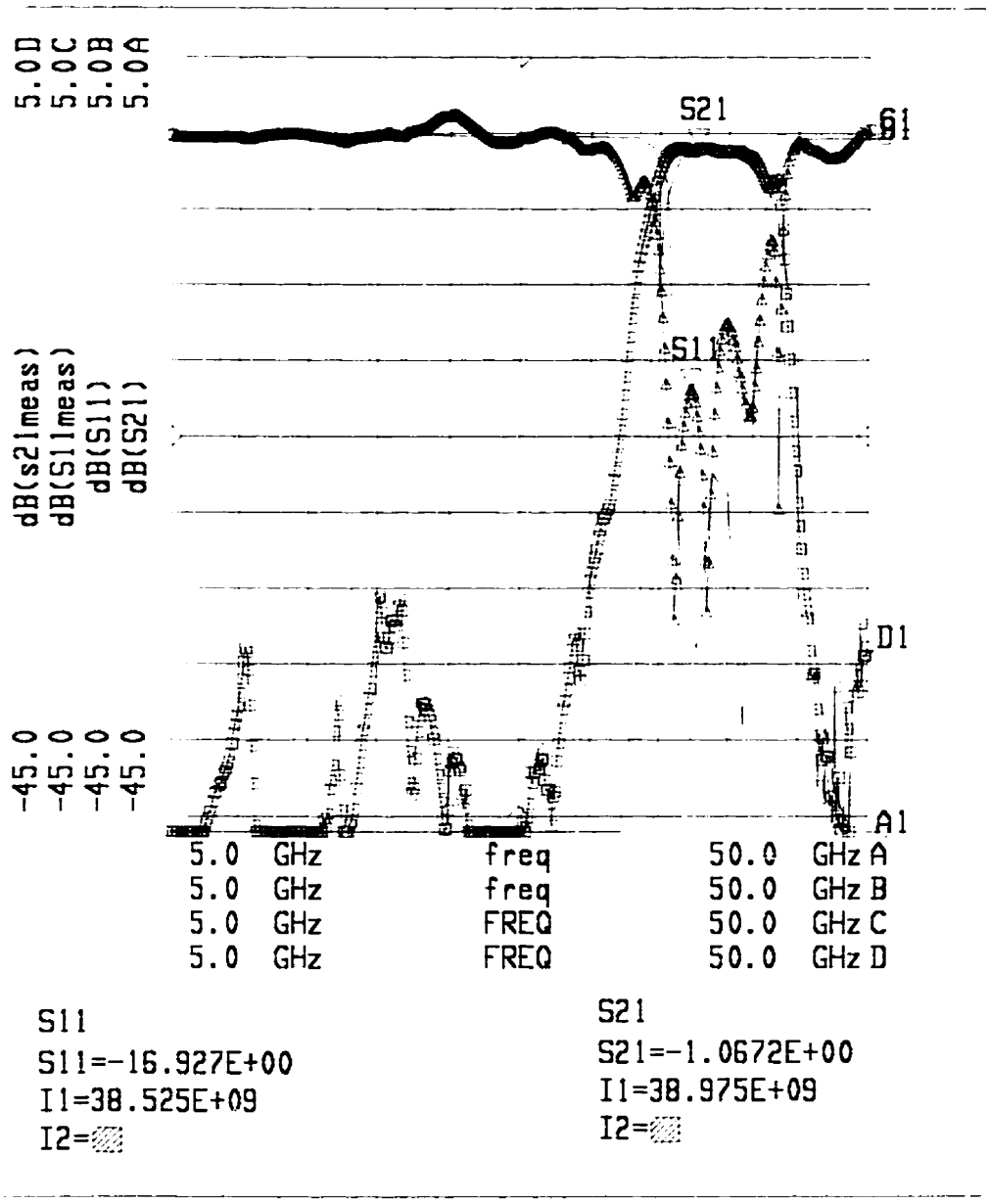


Figure 5.5 : Comparaison entre simulations et mesures du filtre passe bande à 39 GHz.

S11_meas ( ), S21_meas ( ), Simulation (___).

Les Jonctions Six-Port sont réalisées avec des composantes disponibles sur le marché (Merrimac). Elles couvrent la bande de fréquence de 6 à 40 GHz. Les caractéristiques des composantes constituantes sont données dans le tableau 5.1.

Tableau 5.1 : caractéristiques des composantes individuelles du Six-Port.

Composante	Fréquence GHz	Isolation min. dB	Pertes Ins. Max. dB	Couplage dB	VSWR min.	Balance d'amplitude	Balance de Phase
PDK-25R23-G	6-40	14 dB	2.5	3	2 :1	0.9	14°
QHK-4R-23G	6-40	13 dB	1.6	3	2 :1	2.0	+/- 10°
CWK-10R23G	6-40	20 dB	1.9	10	1.7	N.A.	N.A.

Les composantes à large bande ne garantissent pas, à elles seules, un Six-Port à large bande. En effet, pour avoir une bonne précision de mesure sur toute la bande d'opération des composantes, il faut minimiser les variations avec la fréquence des points Q_i par rapport à leurs positions optimales. Ceci est possible moyennant un choix convenable des longueurs des lignes de connexion L_1 et L_2. La relation entre les points Q_i et les paramètres S du Six-Port est donnée par l'équation (5.1) [84].

$$Q_i = \frac{S_{i1}}{S_{22}S_{i1} - S_{21}S_{i2}} \quad ; \text{i=4,5,6} \tag{5.1}$$

Les paramètres S des composantes individuelles ont été mesurées à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseaux (HP 8510 C). Ces mesures sont utilisées comme base de données pour simuler et optimiser les caractéristiques de la jonction, notamment ses points Qi. Le schéma bloc du Six-Port simulé est montré à la figure 5.6. Les variations des points Q_i avant et après optimisation sont montrées aux figures 5.7 et 5.8. De la dernière figure, on

déduit qu'ils sont presque stables sur toute la bande d'opération. En effet, ce sont les points Q_i intrinsèques de la jonction et leurs positions peuvent être affectées par la position du plan physique de mesure (la boîte d'erreur).

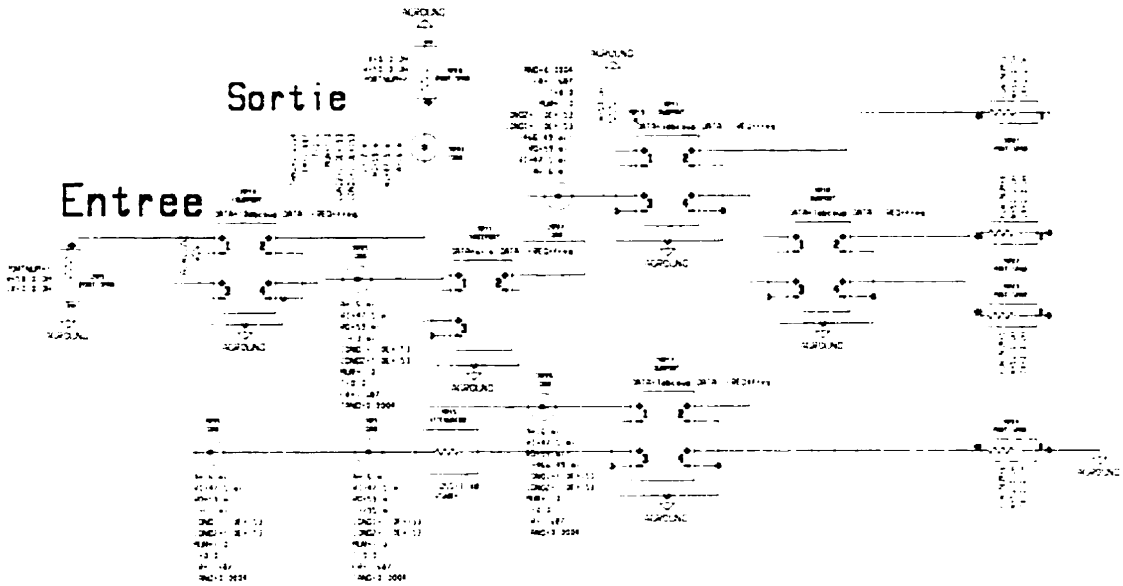


Figure 5.6 : Schéma bloc du Six-Port à points Qi stabilisés.

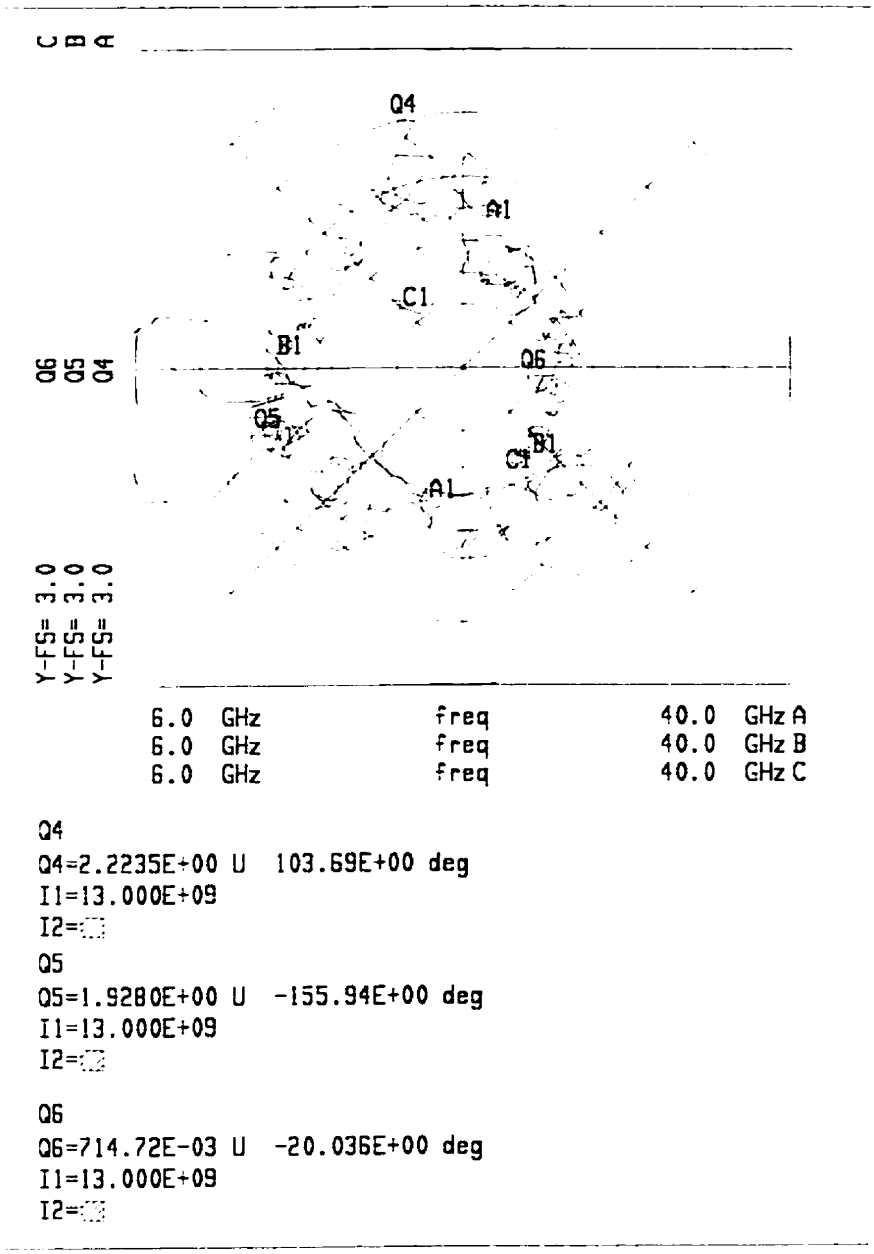


Figure 5.7 : Variation des points Qi entre 6 et 40 GHz, avant stabilisation.

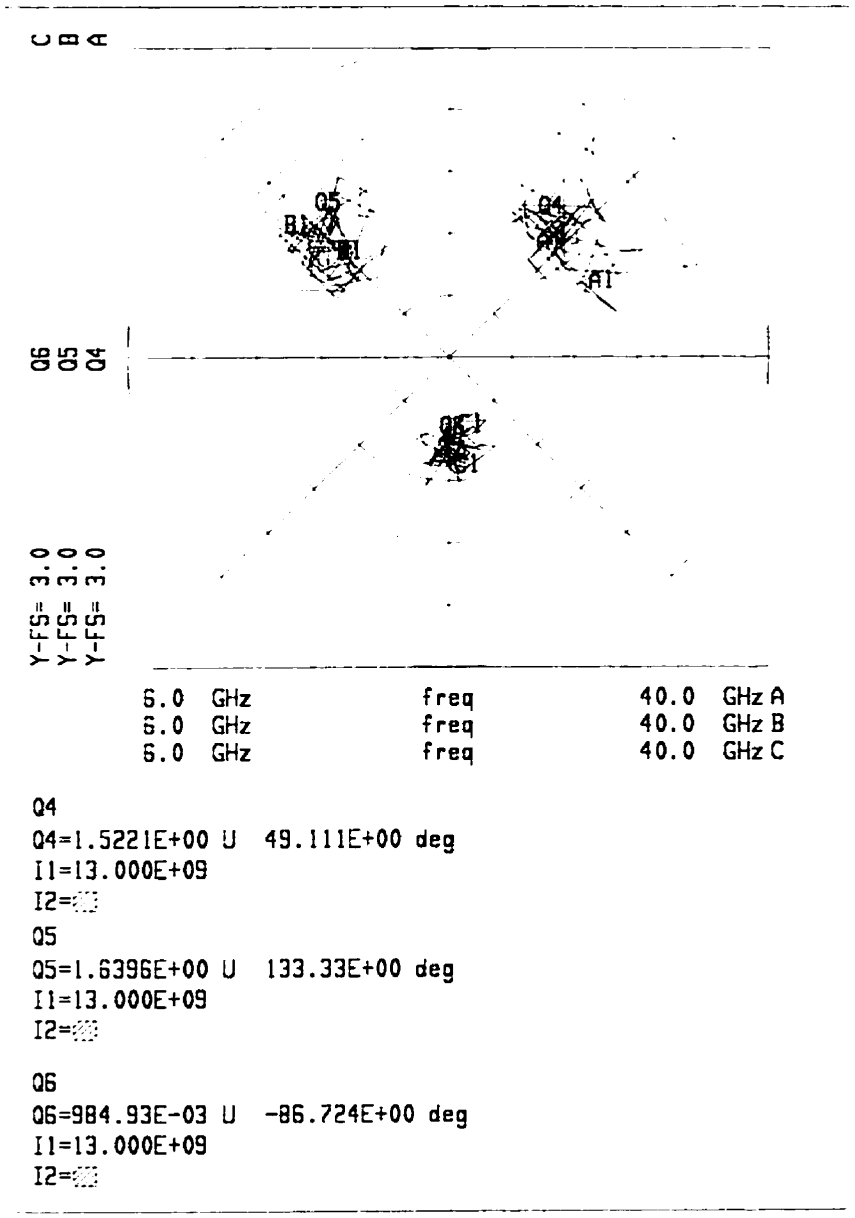


Figure 5.8 : Variation des points Q_i après l'optimisation des lignes L1 et L2.

5.3 Protocole de mesure

Avant de procéder à une mesure, le montage doit subir une série de calibrations. La première est celle de la linéarisation des diodes détéctrices. C'est une étape essentielle pour un réflectomètre à diodes. Cette procédure vise à corriger, soit à tenir compte. de la non-linéarité de la caractéristique Puissance-tension (P-V) des diodes Schottky. Ce qui nous concerne ici c'est la linéarisation des rapports de puissance $\frac{P_i}{P_3}$, i=4,5,6. Pour étendre à son maximum la plage dynamique des mesures on a utilisé un court circuit mobile en guise de charge et ce pour maximiser les tensions V_i détectées. La procédure de linéarisation suit le développement théorique de Zhowu [61] et elle est considérée en détaille dans la référence [85].

L'étape d'étalonnage de la jonction suit la linéarisation. Ici, on utilise l'approche théorique de la réduction du Six-Port à un Quatre-port équivalent. On se sert de 13 charges différentes pour construire un système d'équations (2.2) dont la solution nous donne les constantes de calibration du Six_Port réduit.

La 3ème étape de calibration consiste à déterminer les constantes de la boîte d'erreur. Pour ce faire, un ensemble de quatre charges bien connues sont connectées successivement au port de mesure de la jonction et les données sont collectées pour résoudre le système des équations (2.3) en **c**, **d** et **e**. L'étape finale de ce processus c'est la calibration en puissance. La procédure de calibration doit se dérouler dans l'ordre ci haut mentionnée. Une fois le système est calibré, les connections physiques entre le Six-Port et le D.S.T ne doivent pas être changées autrement la boîte d'erreur et la calibration en puissance doivent être reprises. La procédure de calibration est entièrement automatisée. Le montage est contrôlé via un bus GPIB. Les programmes de contrôle et de mesure sont développés en Langage HP BASIC.

Dans son état actuel, le montage de mesure a des accès coaxiales. La procédure de calibration fixe le plan de mesures au plan P1. Or la diode est montée dans une monture

en ligne coplanaire et la sonde de mesure sert de transition entre le système coaxial et le milieu planaire. Pour ne mesurer que les caractéristiques de la diode, il faut tenir compte de la transformation d'impédance introduite par l'ensemble sonde/monture et ceci est possible grâce à une calibration TRL. Cette calibration nous permet de ramener le plan de mesure du plan P1 au pan du DST (P2). Un TRL nécessite la mesure des paramètres S des standards déterminés et ne peut être exécuté directement sur le montage à cause de la présence des filtres. Ces mesures sont alors faites séparément à l'aide d'un analyseur de réseau et ce, aux fréquences d'intérêt (13 et 39 GHz). Une fois le TRL terminé on peut obtenir la matrice de transmission correspondante à l'ensemble Sonde/monture. Cette matrice est combinée à la boîte d'erreur (au plan coaxial) pour obtenir une transformation directe entre les plans W et P2. La fondation théorique et le développement mathématique sont détaillés à l'annexe (A). En utilisant cette approche, l'erreur dans le calcul de la puissance est limité à ● 0.25 dBm. L'erreur sur les mesures du coefficient de réflexion Γ est limitée à $|\Gamma| \approx 0.05 - 0.1$ et $\angle\Gamma \approx 2^{\circ}$.

Le principe de la caractérisation grand signal du MSQB\' consiste à injecter à la fondamentale (fo=13 GHz) un signal de puissance Po. À l'aide du Six-Port_2 on fait un balayage de charges à la 3ème harmonique (3fo=39 GHz) tout en mesurant la puissance générée par la diode. Notre but est de déterminer la charge optimale à laquelle la puissance à la 3ème harmonique est maximale et ce pour une certaine puissance injectée, Po. À noter que durant les mesures il faut toujours garder $|\Gamma_{3fo}| \geq 1$ ainsi on garantit que la puissance à 3fo est générée par la diode et on évite la génération de la 2ème harmonique par mélange fréquentiel de f_0 et $3f_0$. La diode est gardée à polarisation nulle durant les mesures. La jonction de polarisation "Tee bias" est utilisée pour détecter la présence de tout effet d'auto-polarisation.

Dans son état actuel, le système de mesure à une puissance disponible de 100 mw à la fondamentale et de 10 mw à la 3ème harmonique et ce au plan du D.S.T. Ces niveaux peuvent être augmentés moyennant des amplificateurs plus puissants.

5.4 Résultats des caractérisations non-linéaires

Différentes diodes à différentes tensions de claquage ont été mesurées. La puissance injectée est tenue à son niveau maximal (100 mW). Ce niveau est gardé constant durant les mesures. Les résultat sont présentés sous forme de contours de puissances constantes dans le plan de la charge vue par la diode à la 3ème harmonique, $\Gamma(3f_0)$. Les figures 5.9, 5.10, 5.11 et 5.12, montrent les résultats obtenus sur 4 différentes diodes du groupe 498 2x/2A. L'absence des harmoniques paires du spectre du signal généré est vérifiée à l'aide d'un analyseur de spectre, le niveau de la 2ème harmonique (26 Ghz) est trouvé à -24 dbm. En effet une génération de la deuxième harmonique est possible grâce à un mélange de la fondamentale avec la 3ème harmonique. Cette opération est favorisée par toute dé-adaptation entre la diode et les circuits environnants et a pour effet de diminuer l'efficacité de conversion du tripleur. On rappelle que la diode MSQBV ne nécessite pas d'*idler* à la 2ème harmonique et que cette fréquence n'est pas générée par multiplication directe. Le coefficient de réflexion mesuré à f_0, Γ_{f_0}, est égal à $0.87 \angle -86°$. Ayant la puissance injectée et le coefficient de réflexion à l'entrée, on peut trouver la valeur de la puissance absorbée par la diode à la fondamentale. Les mesures montrent une puissance de 10 dBm. Des résultats obtenus, on constate que, pour les échantillons mesurés, les zones d'impédance sur l'abaque de Smith, qui correspondent à une puissance maximale de sortie, sont situées dans la même région. Une autre constatation montre que les diodes à V_{br} supérieur présentent les meilleures pertes de conversion. En effet une perte de conversion optimale de -2 dB est prouvée pour les diodes à $V_{br} > 15$ V.

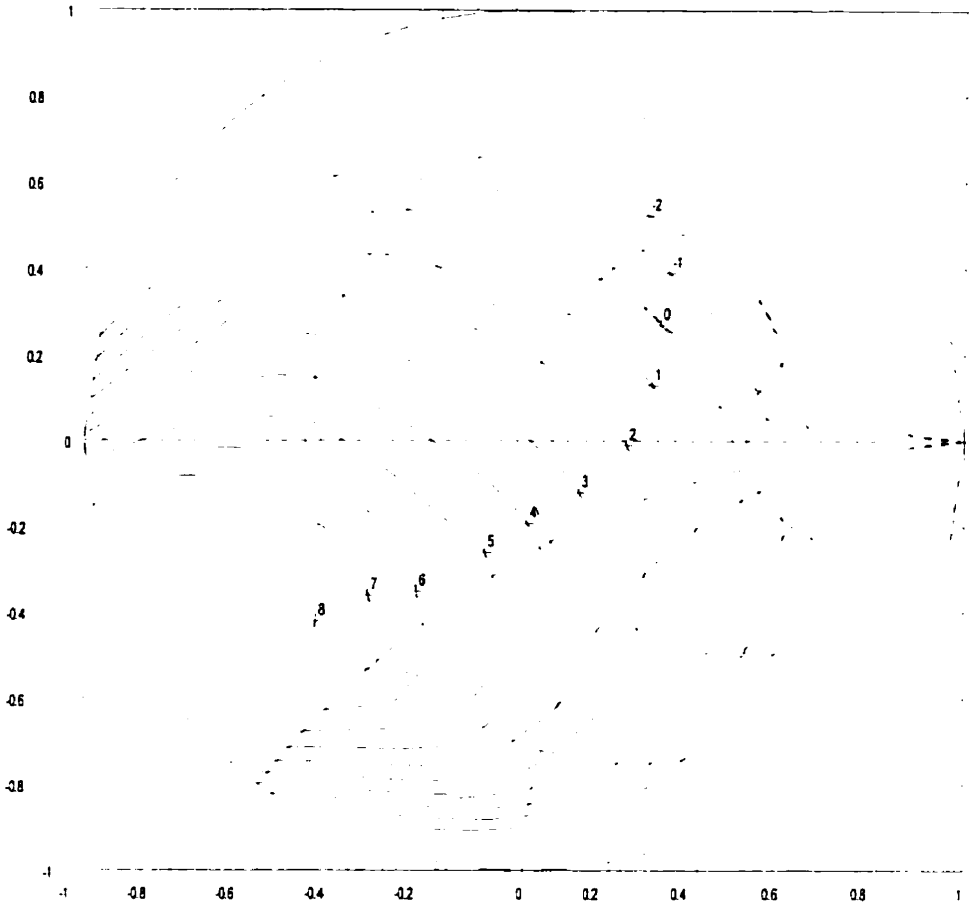


Figure 5.9 : Contours de puissance générés à 39 GHz par la diode MSQBV.

(Valeurs tracées correspondent aux conjuguées des valeurs mesurées)

(f_{in} = 13 GHz, Pinj = 100mW) (Diode SBVI, V_{br} =23.5 V)

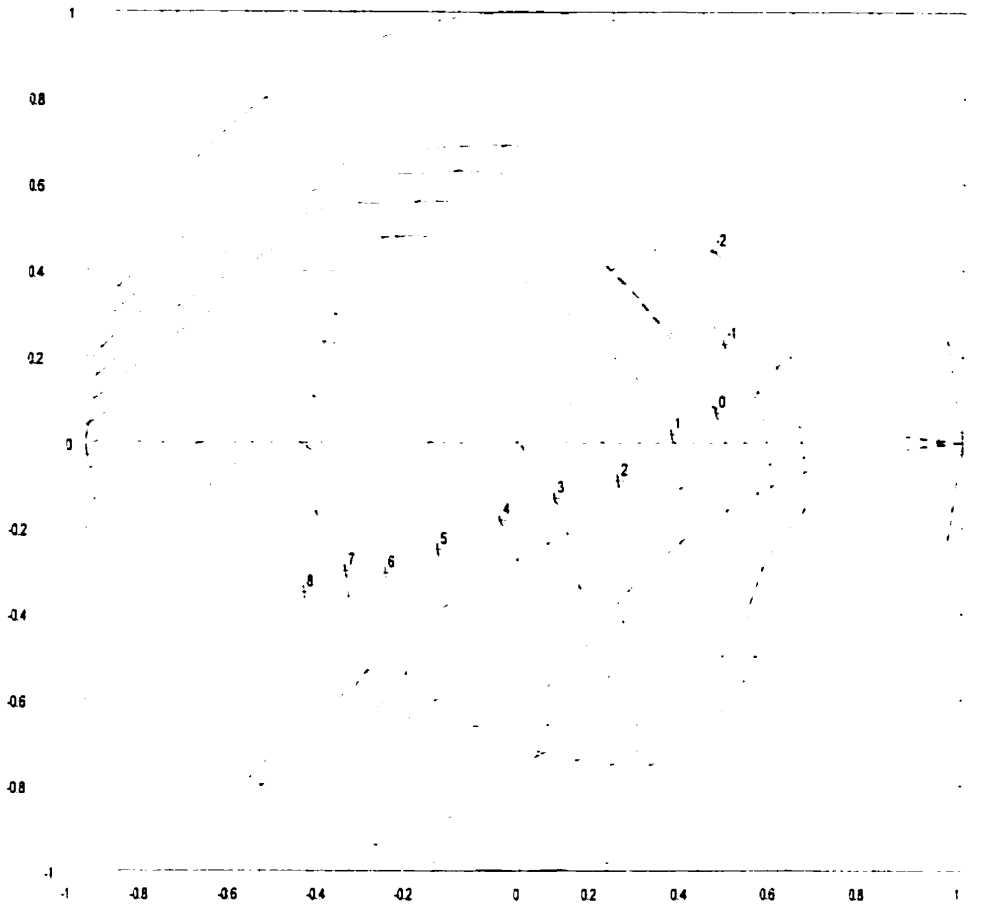


Figure 5.10 : Contours de puissance générés à 39 GHz par la diode MSQBV.

(Valeurs tracées correspondent aux conjuguées des valeurs mesurées)

(f_{in} = 13 GHz, Pinj = 100mW) (Diode SBVG1, V_{br} = 22.0 V)

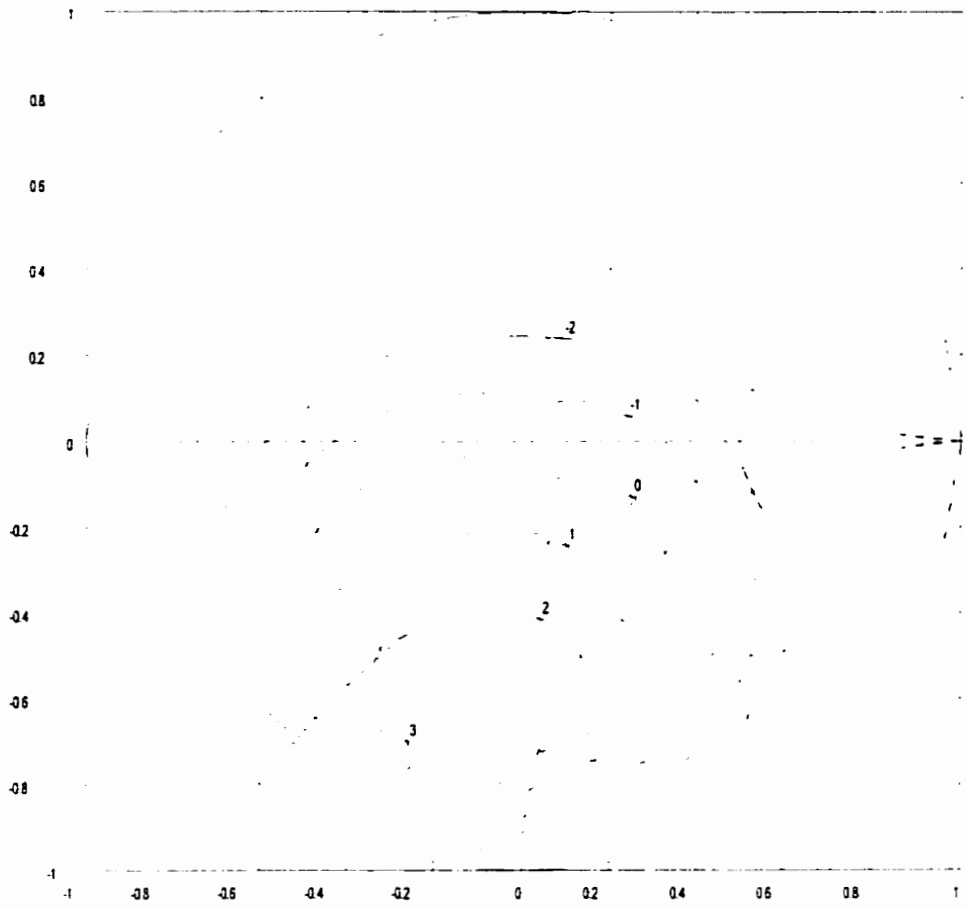


Figure 5.11 : Contours de puissance générés à 39 GHz par la diode MSQBV.

(Valeurs tracées correspondent aux conjuguées des valeurs mesurées)

(f_{in} = 13 GHz, Pinj = 100mW) (Diode SBVG2, V_{br} = 4.0 V)

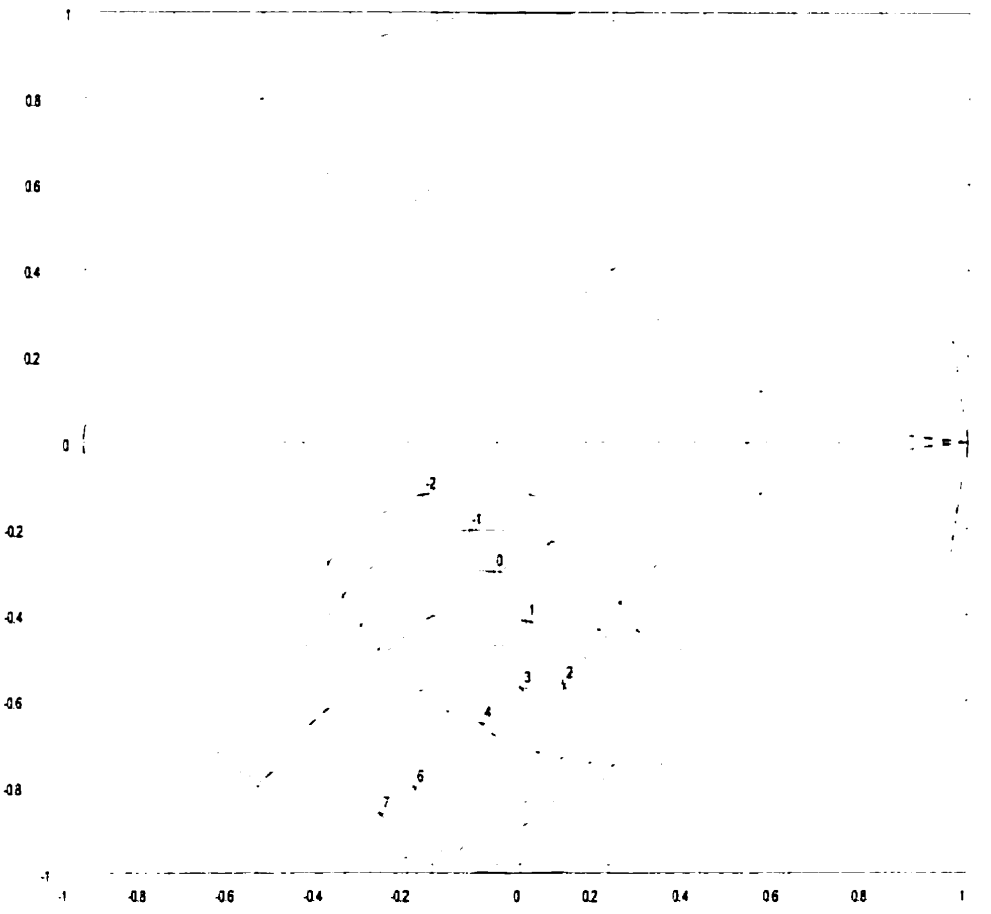


Figure 5.12 : Contours de puissance généré à 39 GHz par la diode MSQBV.

(Valeurs tracées correspondent aux conjuguées des valeurs mesurées)

(f_{in} = 13 GHz, Pinj = 100mW) (Diode SBVC2, V_{br} = 15.0 V)

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté une nouvelle approche de caractérisation grand signal des varateurs. Un montage de mesure à charges variables multi-harmoniques basé sur des réflectomètres Six_Port et conçu. Une caractérisation à la 3ème harmonique est appliquée sur des MSQBV pour une application en tripleur de fréquence. Les résultats des mesures faites sur plusieurs diodes MSQBV prouvent que sous conditions appropriés de charges les pertes de conversion dans un tipleur de fréquence peuvent être minimisées. En effet, une perte de conversion de l'ordre de -2 dB à été mesuré pour plusieurs échantillons. Selon notre connaissance, c'est la première fois où une telle caractérisation est rapportée sur des varacteurs. Le montage présenté, est un outil expérimental d'évaluation et de conception de tripleurs. Bien qu'une seule harmonique est considérée dans ce montage, l'extension des mesures vers des harmoniques supérieures est possible. Cette caractérisation mutli-harmoniques s'avère intéressante dans l'études de la génération des harmoniques supérieurs est des fréquences intermédiaires (fréquences d'Idlers).

Chapitre VI

Simulations non-linéaires et conception du tripleur

6.1 Introduction

La simulation non-linéaire d'un multiplicateur de fréquence est une phase importante dans le processus de conception. Avec ces simulations, on prétend prévoir le comportement du multiplicateur à l'état stable. Ces simulations sont d'une importance primordiale pour les réalisations en technologies intégrées (MMIC et MHMIC) où la possibilité de syntonisation après fabrication est très limitée. Le schéma en bloc d'un multiplicateur est montré à la figure 6.1. Le même schéma s'applique pour une diode montée en série. Ce circuit est composé de parties passives, dont le comportement ne dépend que de la fréquence et de la diode, élément actif dont les caractéristiques sont fonctions de la puissance et de la fréquence du signal RF. Les circuits passifs doivent garantir les conditions d'opération optimale et stable du multiplicateur. Ceci n'est possible que ci l'impédance de la diode est connue pour les conditions d'opération. Bref, les deux parties du circuit sont interdépendantes, l'impédance de la diode doit être déterminée à priori. Ceci est possible soit par mesures directes, comme on l'a fait au chapitre précédent, ou par simulation moyennant un modèle non-linéaire. Dans ce chapitre nous allons présenter un aperçu général des différentes méthodes de simulations non-linéaires. Nous présenterons également les résultats de nos simulations sur les tripleurs à 39, 60 et à 93 GHz basés sue le modèle développé.

6.2 Méthodes d'analyses non-linéaires

D'une façon générale, on peut classer les méthodes d'analyses non-linéaires en deux grandes catégories :

1- Les méthodes temporelles
2- Les méthodes d'équilibrages harmoniques

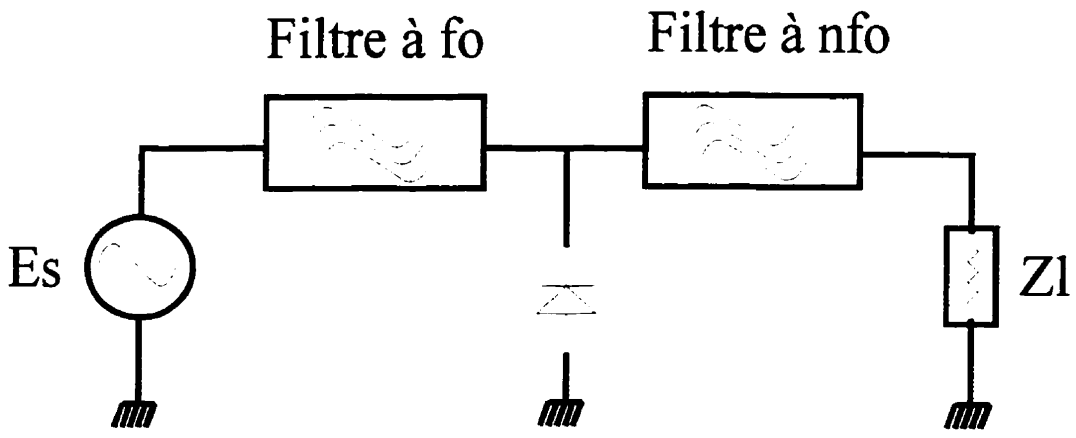


Figure 6.1 : Schéma en bloc d'un multiplicateur de fréquence.

6.2.1 Méthodes temporelles

Dans ces méthodes les différentes composantes du circuit sont représentées par des équations différentielles dans le domaine du temps [86, 87]. Pour calculer la réponse du circuit à l'état stable il faut intégrer ces équations sur de longues périodes de temps (jusqu'à ce que les phénomènes transitoires disparaissent). Le temps d'intégration dépend évidemment de la nature du circuit. Des éléments électriques tels que les inductances, les capacités, les résistances, etc. peuvent être représentés par de simples équations différentielles. Par contre, la représentation des éléments distribués, tels que les lignes de transmission, les discontinuités, les lignes non-uniformes, etc. est plus complexe. En effet, pour les analyser dans le domaine du temps il faut les représenter par des circuits équivalents en éléments localisés ce qui complique la tâche davantage et risque de compromettre la précision des calculs. En effet, les méthodes temporelles sont mieux adaptées aux analyses des circuits uniquement non-linéaires et aux calculs des phénomènes transitoires, des réponses impulsionelles, des effets d'hystérésis etc.

L'utilisation des méthodes temporelles pour le calcul de l'état stable des circuits composites (linéaires et non-linéaires) est laborieuse et nécessite beaucoup de ressources informatiques ce qui les rend moins attrayantes pour l'analyse des multiplicateurs de fréquence. La tendance dans la réalisation des multiplicateurs est vers l'emploi des topologies et des structures planaires, donc à nature distribuée, dans les circuits d'adaptation et de filtrage. Le besoin de représenter ces circuits par des modèles à éléments localisés et le fait que chaque élément implique une équation de plus à résoudre rend les méthodes temporelles moins efficaces pour l'analyse des multiplicateurs de fréquence.

6.2.2 Méthodes d'équilibrage harmonique

Les méthodes d'équilibrage harmonique sont mieux adaptées au problème de calcul de l'état stable des circuits mixtes (linéaires et non-linéaires) et sont beaucoup plus rapides que les méthodes temporelles. En effet, les circuits d'adaptation aux fréquences micro-ondes et millimétriques sont mieux représentés et analysés dans le domaine fréquentiel moyennant une matrice S, Y ou Z. Les dispositifs non-linéaires eux, sont mieux analysés dans le domaine du temps. La relation entre les deux domaines est établie à l'aide de la transformation de Fourrier. La méthode d'équilibrage harmonique permet l'exploitation des vertus des deux domaines [88]. C'est la méthode par excellence pour l'analyse des multiplicateurs de fréquence.

Le principe de la méthode d'équilibrage harmonique consiste à analyser la partie non-linéaire du circuit dans le domaine temporel et la partie linéaire dans le domaine fréquentiel. Pour commencer, on divise le circuit en ses deux parties, linéaire et non-linéaire. À titre d'exemple prenons le circuit général de la figure 6.1. Après la partition en circuits linéaires et non-linéaires on obtient le circuit de la figure 6.2. Les circuits externes à la diode sont représentés par leurs impédances, Zn. Chacun des filtres, (F1 à Fn, F1 est considérée comme fondamentale), est considéré comme une impédance nulle à la fréquence nF1 et comme circuit ouvert aux autres harmoniques.

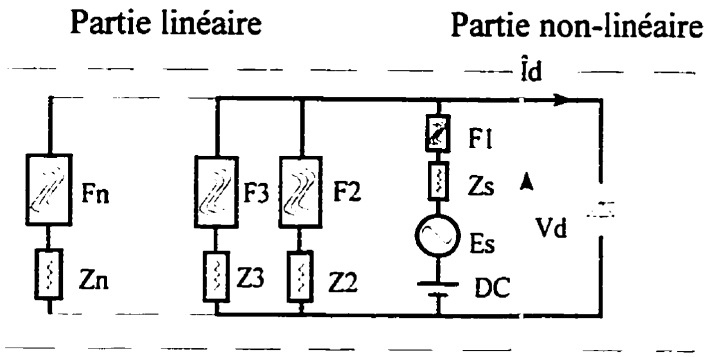


Figure 6.2 : Partition du circuit pour simulation HB.

La diode MSQBV fonctionne en polarisation nulle, la source CC est considérée ici pour généraliser le concept. En appliquant la loi de Kirchoff on obtient, pour chaque harmonique **n**, une équation de la forme :

$$V_s^n - Z_s^n * I_d^n - V_d^n = 0 \qquad (6.1)$$

où V_s^n est la tension de la source à la fréquence nw_1.

I_d^n et V_d^n sont les vecteurs courant et tension au borne de l'élément non-linéaire à la fréquence nw_1.

n est l'ordre de l'harmonique.

Pour une excitation monochromatique, les composantes du vecteur $\mathbf{V_s}$, V_s^n, sont nulles sauf pour n=1 (Considéré comme l'ordre de la fondamentale).

Généralement, la partie non-linéaire du circuit ne contient que les termes non-linéaires du modèle de la diode, les éléments linéaires eux, sont absorbés dans la partie linéaire. Dans ce cas $\mathbf{V_d}$ représente la tension à la jonction. Souvent on considère la totalité du modèle dans la partie non-linéaire. Dans ce cas il faut tenir compte de la transformation

de tension apportée par la partie linéaire du modèle et ce, en calculant la tension V_j à la jonction. V_d elle, est considéré comme paramètre externe d'optimisation.
Le courant et la tension dans la partie non-linéaire du circuit sont donnés par :

$$V_d(t) = V_j(t) + \left[I_{dr}(t) + C_d(V_j(t)) \cdot \frac{dV_j(t)}{dt} \right] \cdot R_s \tag{6.2}$$

$$I_d(t) = I_{dr}(t) + C_d(V_j(t)) \cdot \frac{dV_j(t)}{dt} \tag{6.3}$$

$V_d(t)$	est la tension au borne de la diode.
$V_j(t)$	est la tension à la jonction.
$I_d(t)$	est le courant total à travers la diode.
$I_{dr}(t)$	est le courant dans la non-linéarité résistive.

L'équilibrage harmonique consiste donc à trouver un vecteur tension V_d qui satisfera à la fois les équations (6.1) et (6.2). La solution de ce type de problèmes est itérative, elle consiste à supposer une certaine solution de départ, $V_d(t)$, à une excitation donnée $V_s(t)$. Moyennant la transformation de Fourrier on trouve les vecteurs $\vec{V}_s(\omega)$ et $\vec{V}_d(\omega)$. En utilisant $V_d(t)$ dans (6.2) et (6.3) on trouve le courant de la diode, $I_d(t)$, et par la transformation de Fourrier on trouve le vecteur équivalent $\vec{I}_d(\omega)$. La solution ainsi trouvée est vérifiée contre l'équation (6.1), si cette condition est satisfaite le problème est résolu. Autrement, on change le vecteur solution, V_d, selon un certain critère et on recommence les opérations. La fonction d'erreur à minimiser est définie par :

$$\varepsilon = \frac{1}{n} \sum_{0}^{n} \left| V_s^{\,n} - Z_s^{\,n} \cdot I_d^{\,n} - V_d^{\,n} \right|^2 \tag{6.4}$$

le processus de calcul est répété jusqu'à ce que le critère de convergence soit satisfait. C'est la base commune à toutes les méthodes HB. La convergence et la rapidité des calculs dépendent largement de l'estimation initiale et de la stabilité du processus numérique. Comme solution pratique au problème de convergence, souvent rencontré dans des simulations HB, on procède pas à pas à partir de la solution CC. Au départ, on pose un faible signal comme excitation de sorte à ce qu'une seule harmonique soit d'une grandeur considérable dans le spectre de Fourrier. Dans ces conditions la solution est relativement simple à trouver. On procède par la suite à une augmentation progressive de la puissance de la source jusqu'au niveau final tout en retenant les solutions précédentes comme solution intermédiaire à chaque nouvelle puissance. Cette technique réussit presque toujours à converger. Par contre, le grand nombre d'itérations et de calculs requis risque de compromettre son avantage. La précision des simulations dépend directement du nombre maximal des harmoniques considérées dans la transformation de Fourrier. Comme règle générale, pour le cas du MSQBV, l'harmonique maximale considérée est celle à laquelle la diode est effectivement court-circuitée par sa propre capacité. Comme on l'a déjà mentionné, une diversité d'algorithmes H.B excitent. Leurs détails théoriques et techniques sont bien détaillés dans la littérature [89, 90, 91, 92]

6.3 Conditions imposées sur le modèle non-linéaire

Afin d'accélérer et de garantir la convergence des simulations, les fonctions utilisées dans le modèle non-linéaire doivent satisfaire certaines conditions. Comme on l'a déjà discuté, la méthode de solution consiste à trouver un vecteur solution V_d qui génère les mêmes courants dans les parties linéaires et non-linéaires du circuit. Donc il faut trouver les racines de la fonction d'erreur. La méthode par excellence pour résoudre ce type de problème est la méthode de Newton. Or pour utiliser cette méthode il faut calculer le Jacobien de la fonction d'erreur. Donc il faut calculer les dérivées de la fonction. Ceci implique deux conditions :

1- Les fonctions doivent êtres continues.

2- Elles doivent avoir des valeurs uniques (Single Valued Functions).

Ces deux conditions ont été observées lors du développement des deux modèles du MSQBV. La consistance des modèles est vérifiée en simulant les caractéristiques de la diode à des tensions supérieures au V_{br}.

6.4 Analyses et optimisations du tripleur

Le simulateur *Harmonic Balance* (H.B.) implanté dans MDS utilise la méthode Newton-Raphson pour ses calculs. La séparation du circuit en ses parties linéaires et non-linéaires se fait automatiquement. La possibilité d'entreprendre des optimisations basées sur les résultats des analyses non-linéaires est un outil puissant de conception dont dispose MDS. Ainsi les caractéristiques des circuits d'adaptation, à l'entrée et à la sortie de la diode, peuvent être altérées pour optimiser la performance du tripleur tout en respectant les limites d'opération. Comme on l'a déjà mentionné, une diode MSQBV ne génère que les harmoniques impaires du signal d'excitation. L'optimisation du circuit du tripleur consiste donc à trouver les conditions d'opération qui maximisent l'efficacité de conversion et la puissance de sortie à la troisième harmonique. L'interaction entre les circuits de l'entrée et de la sortie doit uniquement se faire via la non-linéarité de la diode. En d'autres termes, les circuits d'adaptation doivent êtres mutuellement isolés. Le circuit tel que monté dans MDS est montré à la figure 6.3.

Le bloc « Filtre_In » est transparent à la fondamentale et présente un circuit ouvert aux harmoniques supérieures. Le bloc « Filtre_Out » à la sortie, est transparent à la 3ème harmonique et présente un circuit ouvert à f_0 et aux harmoniques supérieures à $3f_0$. Le bloc « Match_In » est un isolateur à impédance variable qui sert à adapter la diode à la fondamentale. Le bloc « Zload » sert à déterminer la charge optimale à la 3ème

harmonique. Les paramètres à optimiser sont la puissance absorbée à la fondamentale et celle générée à la 3ème harmonique.

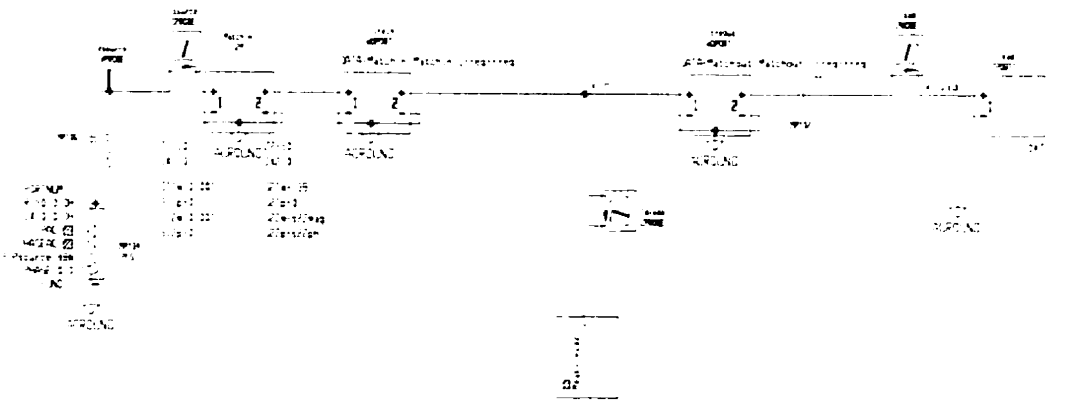


Figure 6.3 : Implantation du circuit du tripleur dans MDS.

Ceux ci sont calculés par :

$$P(n\omega_0) = \frac{1}{2} \cdot \mathrm{Re}\{V(n\omega_0) * I^*(n\omega_0)\} \tag{6.5}$$

les variables d'optimisation sont les impédances d'adaptations à l'entrée et à la sortie du tripleur. Une solution est retenue si elle vérifie les conditions suivantes :

1- La puissance à la fondamentale (f_0) est positive, $P(f_0) > 0$.
2- La puissance à $3f_0$ est négative, $P(3f_0) < 0$, et est plus petite ou égale à la puissance absorbée, $-P(3f_0) \leq P(f_0)$.
3- La tension à la borne de la diode (V_{max}) est inférieure à la tension de claquage (V_{br})..

Une fois les conditions optimales remplies, une analyse de stabilité est menée. C'est un genre de *Load-Pull* numérique qui permet de déterminer la sensibilité de la puissance et de l'efficacité de conversion aux variations de la charge. Les résultats des simulations faites sur le tripleur de bande K (39 GHz) sont montrés aux figures 6.5 à 6.10. Ces simulations sont faites sous les mêmes conditions de charges et de puissance rencontrées durant les mesures. Notre but est de vérifier la précision de notre modèle face à des mesures réelles. Pour ce faire on a dû apporter quelques modifications au schéma de la figure 6.3. Le circuit simulé est montré à la figure 6.4. Dans ce circuit, les blocs de filtrage idéaux de la figure 6.3 sont remplacés par deux blocs représentant les caractéristiques mesurées, [S], des filtres passe-bas et passe-bande à 13 et à 39 GHz. La figure 6.5 montre la fonction de transfert du tripleur et son efficacité de conversion en fonction de la puissance injectée à son entrée. Comparés aux mesures, montrées au chapitre précédant (Figures 5.9 - 5.10), ces résultats révèlent une grande précision. À la figure 6.6, on montre le spectre du signal à la borne de la diode, ce résultat confirme l'absence d'harmoniques paires et montre un niveau utile de -4.5 dBm à la cinquième harmonique. La figure 6.7, montre les formes d'ondes du courant et de la tension. L'onde de la tension montre une valeur maximale de 5.6 Volts, cette valeur est bien inférieure à la tension de claquage du MSQBV, ceci est dû au fait que la puissance injectée est inférieure à la puissance maximale que peut supporter la diode. De nouveau, on rappelle que notre but ici est de comparer les simulations aux mesures qu'on a faites. La figure 6.8, montre les variations de l'impédance, à 13 GHz, du MSQBV en fonction de la puissance injectée, ce résultat se compare favorablement aux mesures et montre une augmentation de la résistance pour les puissances supérieures à 100 mW. Ces résultats confirment l'utilité et la précision du modèle proposé. La figure 6.10 montre la puissance maximale que peut générer ce tripleur à 39 GHz. Malheureusement, l'insuffisance de la puissance de la source nous a empêché de vérifier ce résultat. Par contre la consistance de la courbe laisse croire en la précision de cette prédiction qui montre une efficacité de conversion de l'ordre de 89 %. La figure 6.11 montre la surface de puissance à 39 GHz,

ce résultat confirme une croissance monotone de la puissance dans la région d'impédance optimale. Un seul point maximal est observé ce qui confirme la stabilité du tripleur.

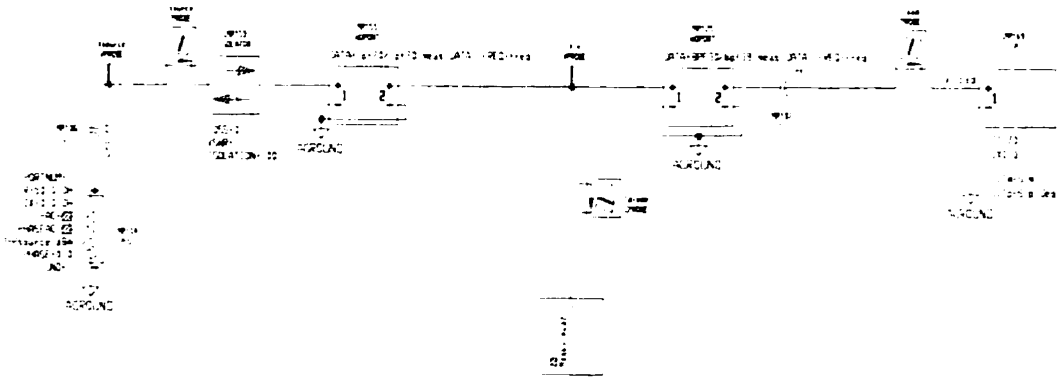


Figure 6.4 : Schéma du circuit simulé du tripleur en bande K.

Pour affirmer la validité du modèle sous différentes conditions , on a comparé les formes d'ondes, aux bornes du MSQBV, obtenues par simulations à celles mesurées sur un analyseur de réseaux non-linéaire. En effet c'est un nouvel instrument en développement chez HP et qui a été mis au point par J. Verspesht durant sa thèse de Doctorat [46]. Le circuit tel que simulé est montré à la figure 6.11.

Une comparaison entre les formes d'ondes mesurées et simulées est montrée à la figure 6.12. Les mesures ont été faites à une fréquence fondamentale de 9 GHz, la puissance injectée est de 10 dBm. À noter que ce sont les limites du système à son état actuel. Ces mesures révèlent une bonne concordance entre les simulations et les mesures. La figure 6.13 montre les formes d'ondes du courant et de la tension calculés à partir des mesures de l'analyseur non-linéaire. L'allure globale de ces courbes est similaire à celle prédite par le modèle (voir figure 6.7). Ces comparaisons laissent croire que le modèle développé prévoit avec exactitude le comportement non-linéaire du MSQBV. Les

résultats montrés dans le reste de ce chapitre sont essentiellement obtenus par simulation et ce, pour les tripleurs à 60 et à 93 GHz respectivement.

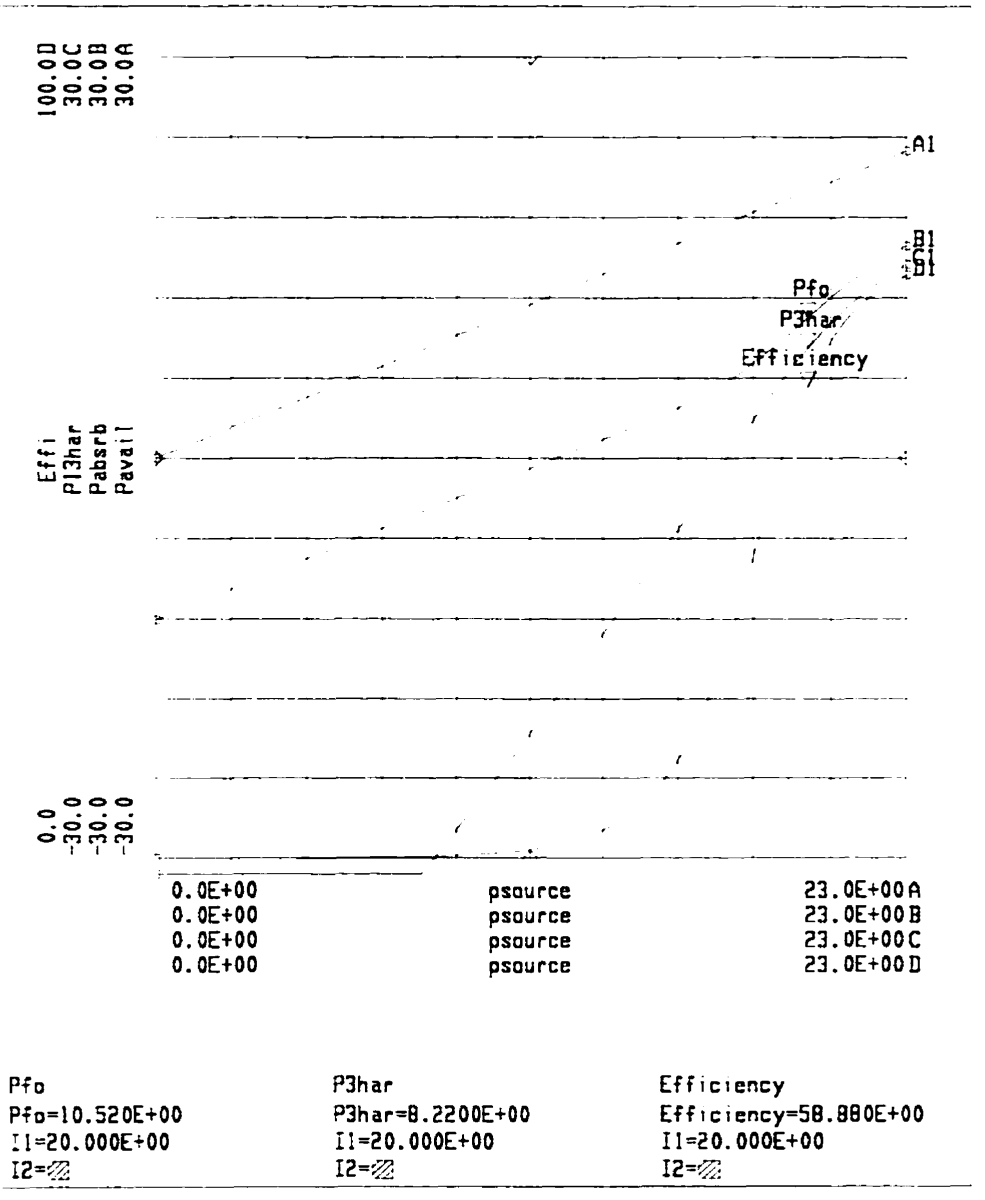


Figure 6.5 : Fonction de transfert et efficacité de conversion du tripleur en bande K.

(f_{in} = 13 GHz, Z_{in} = 50 Ω, Γ_{charge} = 0.8 $\angle$220°)

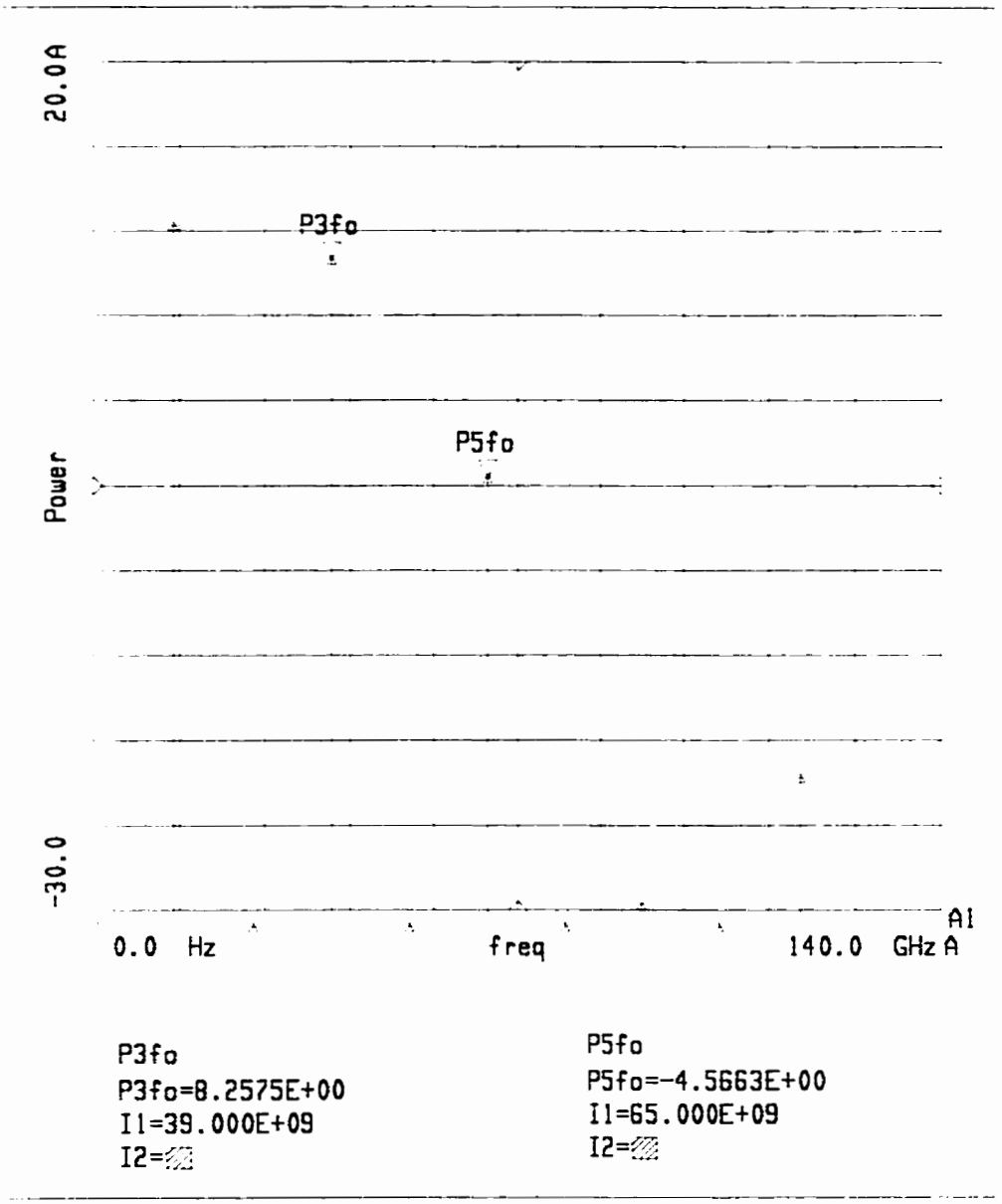


Figure 6.6 : Spectre du signal RF aux bornes du MSQBV .

(f_{in} = 13 GHz, Z_{in} = 50 Ω , Γ_{charge} = 0.8 $\angle$220°)

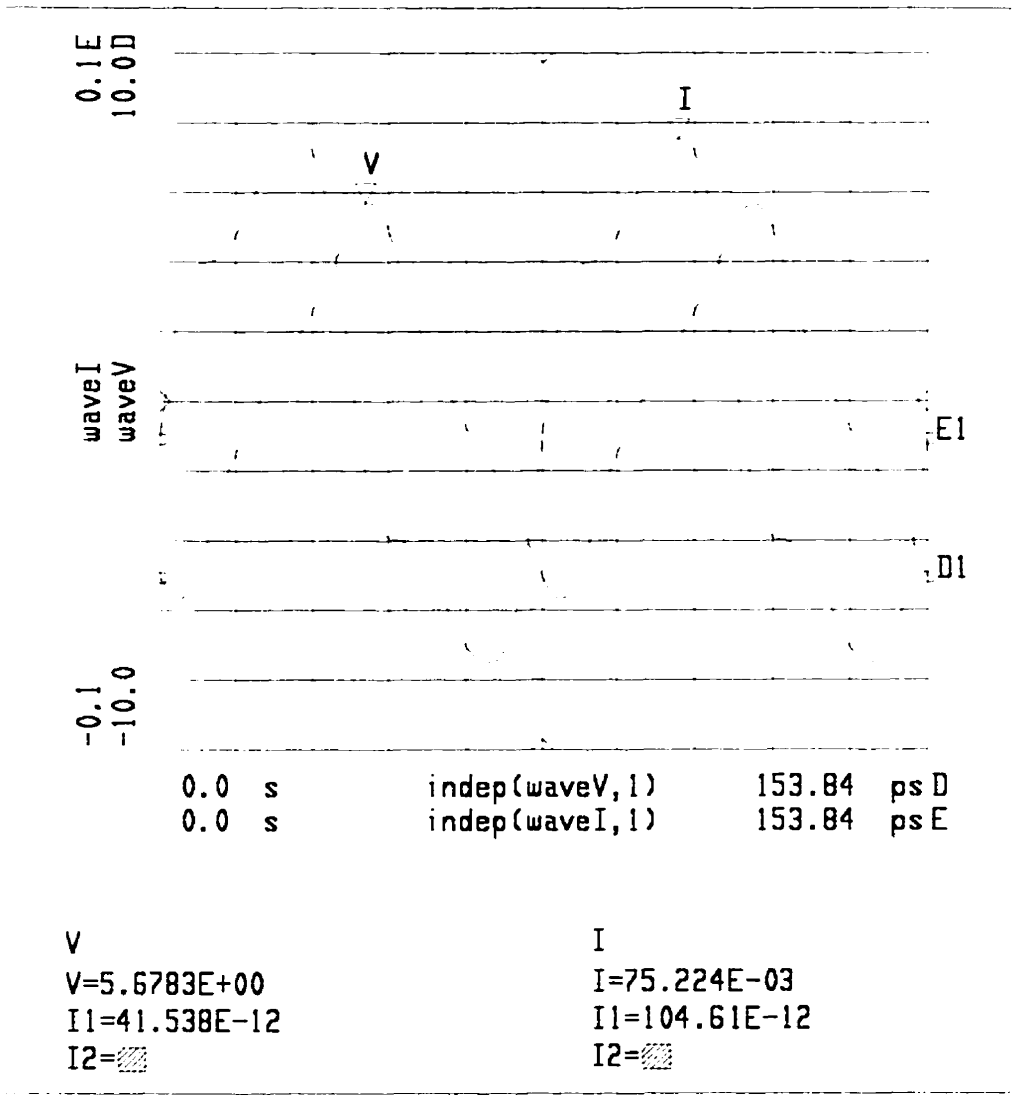


Figure 6.7 : Forme d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la diode.

(f_{in} = 13 GHz, P_{inj} = 100 mW)

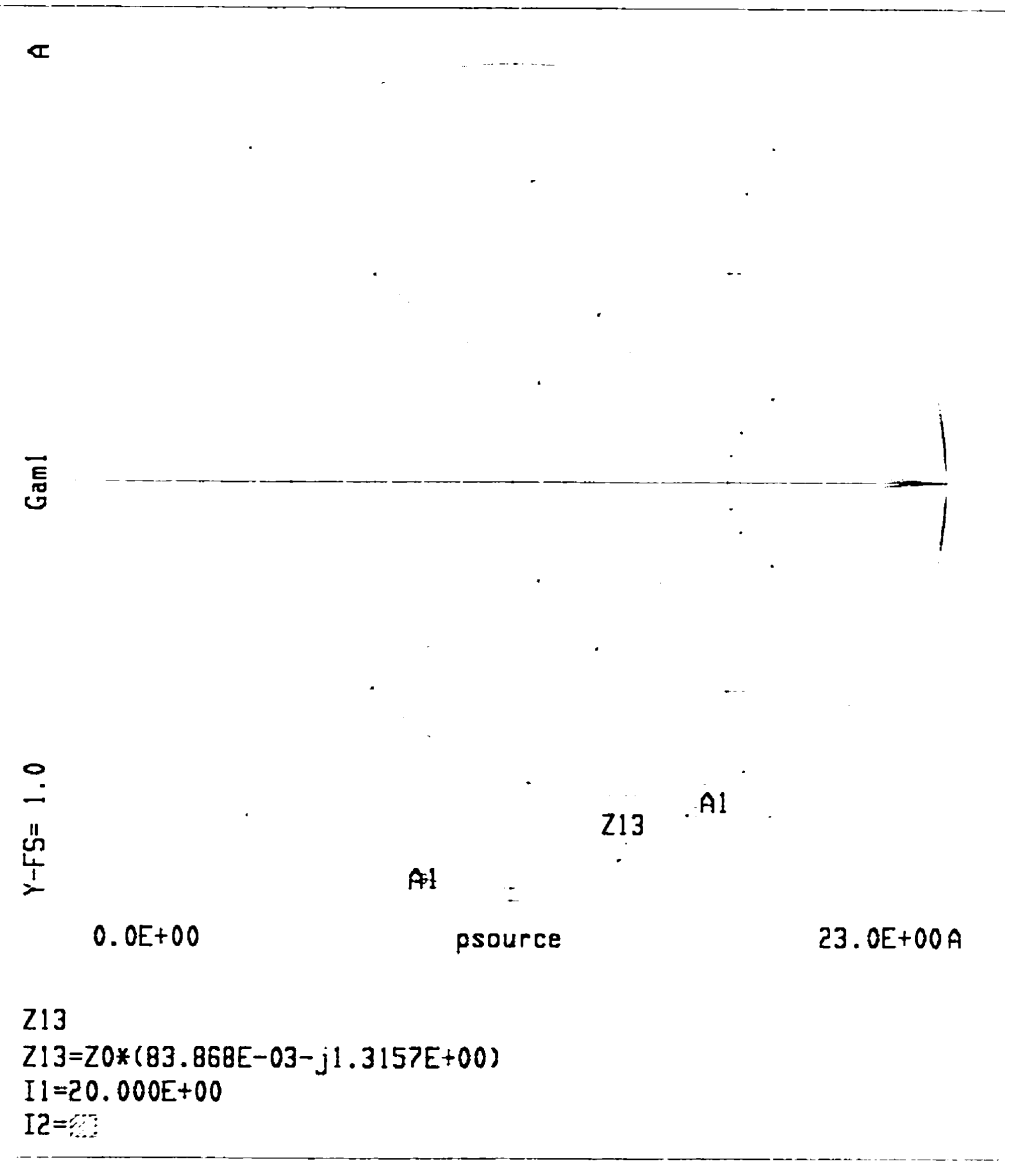


Figure 6.8 : Variations de l'impédance du MSQBV en fonction de la puissance injectée.

(f_{in} = 13 GHz)

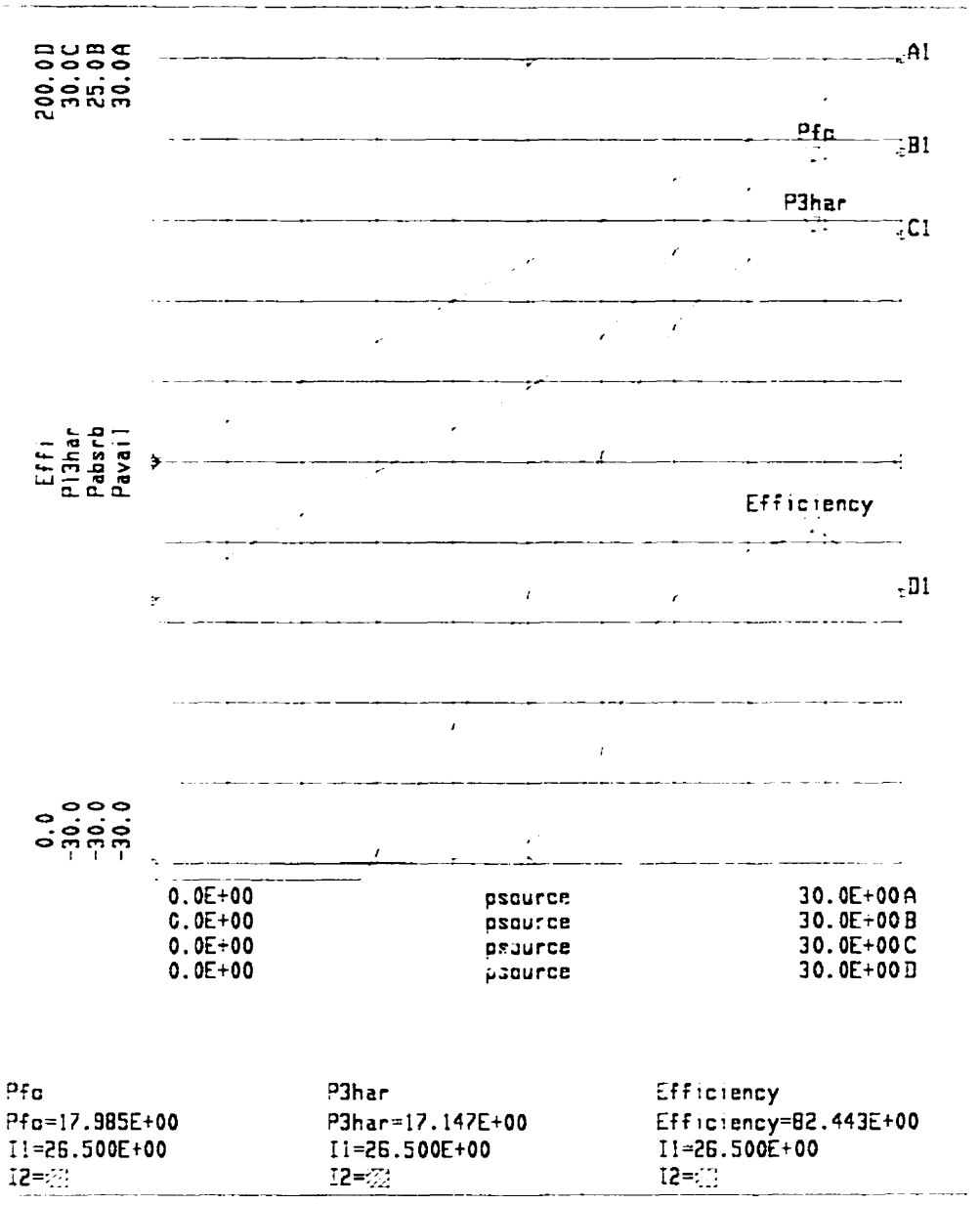


Figure 6.9 : Puissance maximale de sortie du tripleur bande K.

(Fin = 13 GHz, Pinj = 26.5 dBm, $\Gamma_{charge} = 0.8 \angle 220°$)

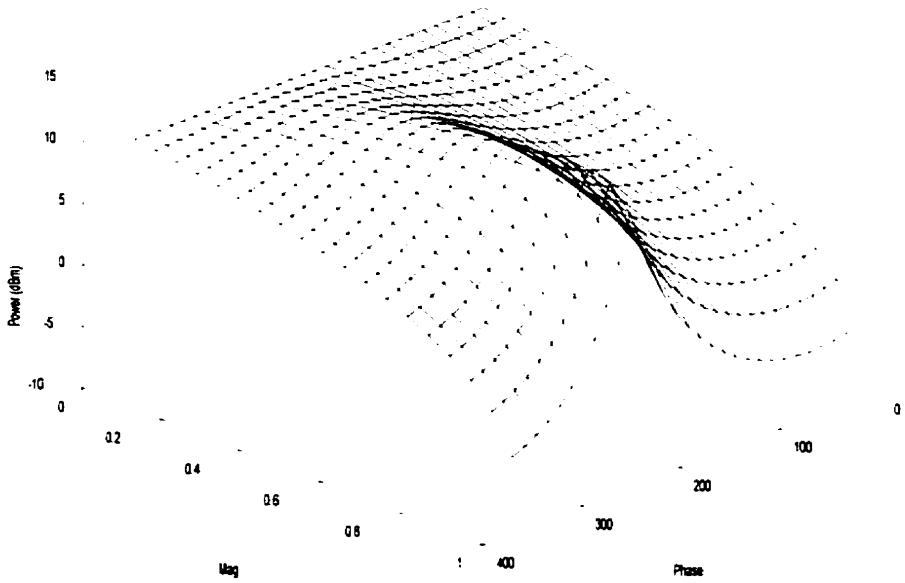


Figure 6.10 : Variations de la puissance générée à 39 GHz en fonction de la charge.

(P_{inj} = 23 dBm, f_{in} = 13GHz)

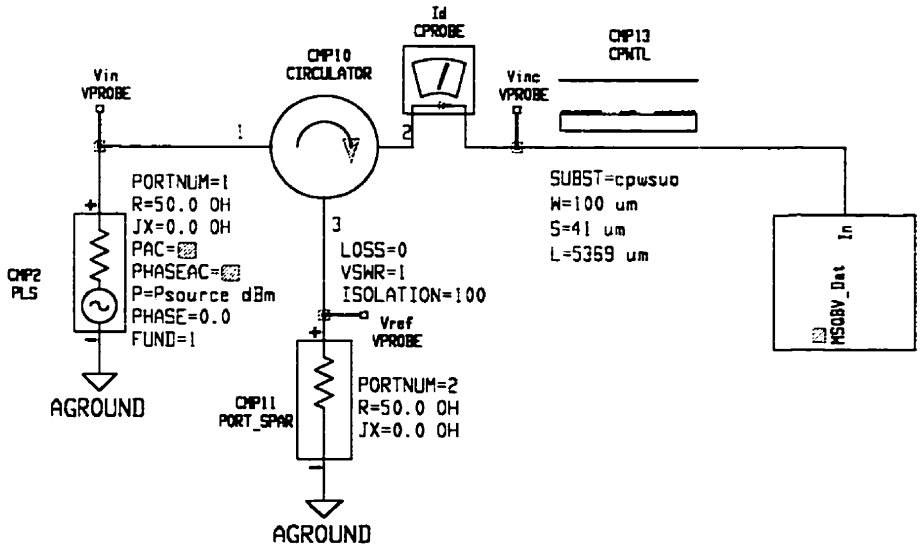


Figure 6.11 : Schéma de simulation des formes d'ondes.

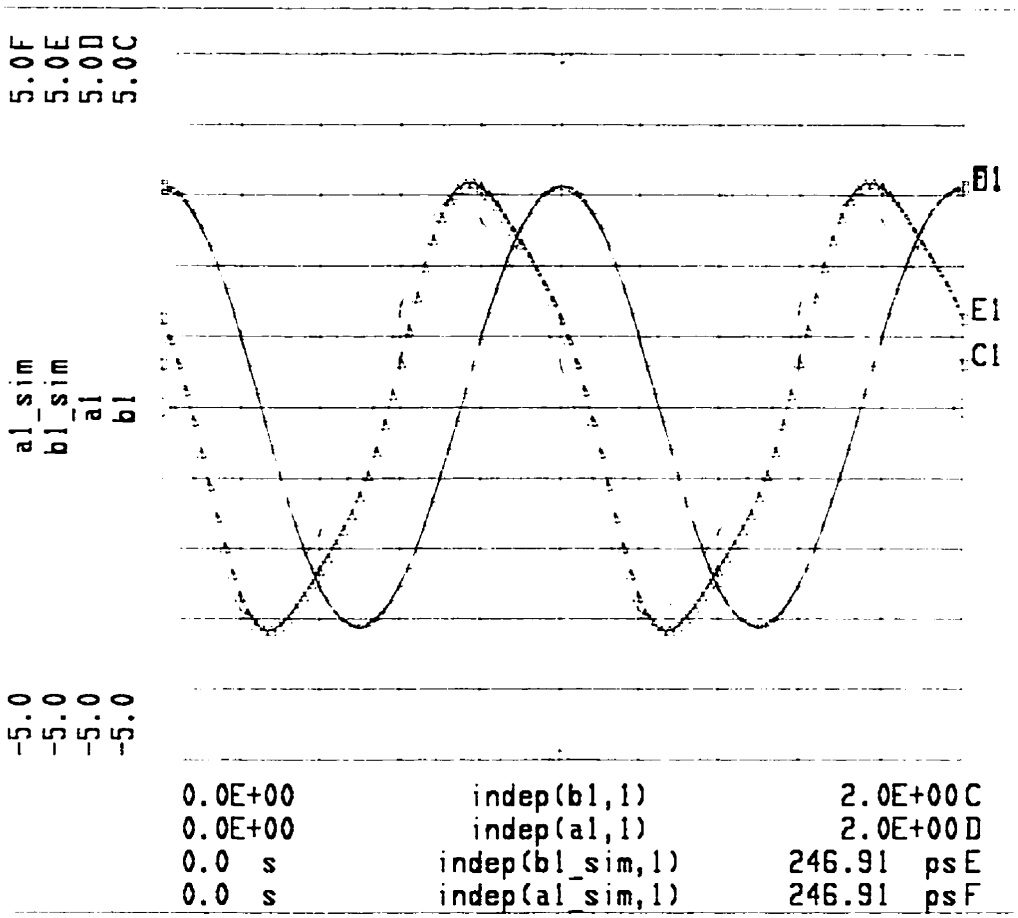


Figure 6.12 : Formes d'ondes des signaux incidents et réfléchis aux bornes du MSQBV.

(+++, ---- Simulations, ___ Mesures)

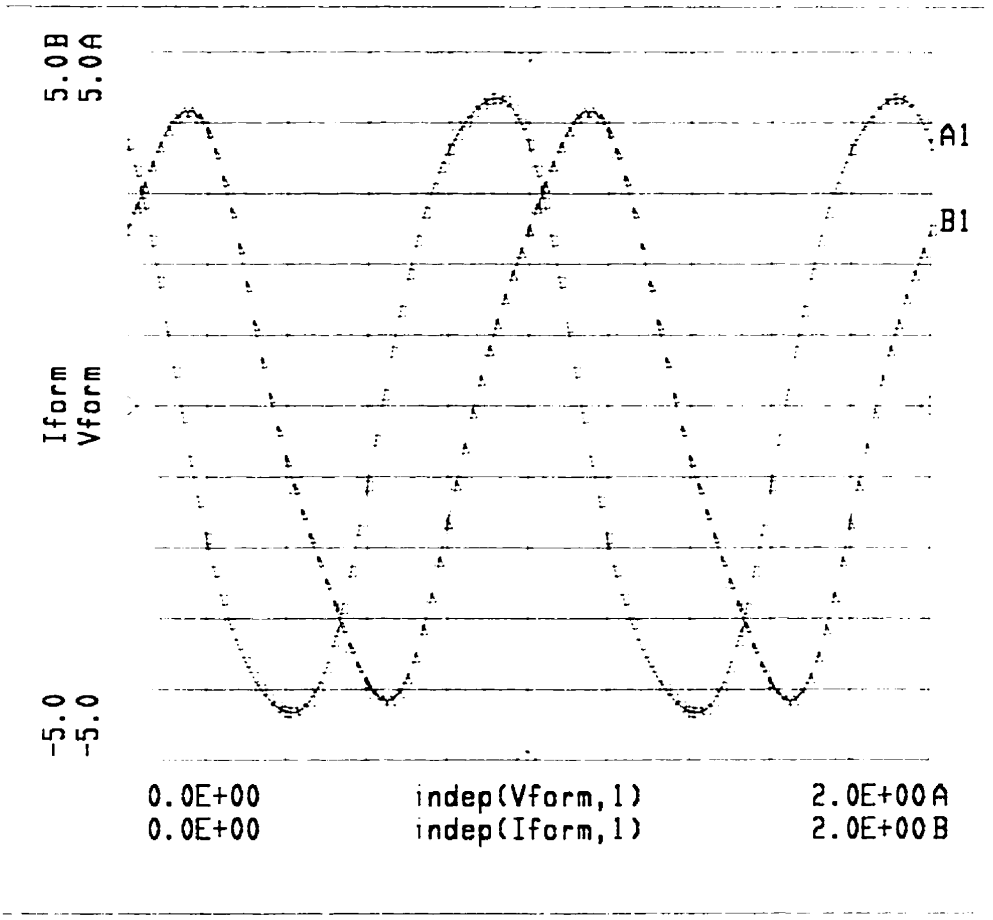


Figure 6.13 : Formes d'ondes du courant et de la tension mesurées aux bornes du MSQBV. (Courant , Tension)

Les résultats des simulations faites sur le tripleur en bande V (60 GHz) sont montrés aux figures 6.14 à 6.19

Le résultat à la figure 6.14, montre les variations des puissances générées et absorbées en fonction de la puissance incidente sur la diode. Les variations de l'efficacité sont également montrées. De ces courbes, on réalise qu'une puissance maximale de 23 dBm (200 mW) peut être générée à partir d'une seule diode. L'efficacité maximale de conversion est supérieure à 60%. On constate également, et contrairement aux résultats rapportés dans [93], l'absence de saturation de la fonction de transfert (Pin-Pout) du tripleur. Ceci prouve que la diode à dix barrières peut opérer à un niveau de signal atteignant sa tension de claquage sans entrer en saturation. Ceci permet aussi une modulation maximale de la capacité et par la suite, une génération efficace de la 3ème harmonique.

À la figure 6.15, on montre les formes d'ondes de la tension et du courant aux bornes de la diode, excitée par un signal de 26 dBm à 20 GHz. On remarque que c'est la puissance maximale d'opération du fait que la tension à la diode atteint sa valeur de claquage. La valeur maximale du courant RF qui circule dans la diode est de 252 mA. Cette valeur est nettement inférieure à la valeur maximale du courant de conduction qui peut circuler dans la diode. Ce dernier est calculé par l'équation 6.6 [62] et a une valeur de 1.5 A pour la MSQBV en question. Ceci en effet explique l'absence de saturation de la caractéristique de transfert.

$$i_{d\max} = N \cdot q \cdot \mu \cdot v_d \tag{6.6}$$

Aux figures 6.16 et 6.17, les résultats du « *Load-Pull* » numérique à la 3ème harmonique sont donnés. Cette simulation montre la sensibilité de la puissance et de l'efficacité aux variations de la charge à la sortie. De la surface de puissance on déduit que la puissance de sortie est très sensible pour des valeurs de charges dont la partie réelle est inférieure à celle de la charge optimale ; Real (Z_{ch}) < Real (Z_{opt}). Cette sensibilité est moins

prononcée pour des charges dont : Real (Z_{ch}) > Real (Z_{opt}). Ceci s'explique par le fait que la diode à une faible impédance interne, donc elle s'adapte mieux aux faibles impédances.

À la figure 6.18, on montre les impédances optimales vues par la diode pour un signal injecté de 26 dBm à une fréquence de 20 GHz. À la figure 6.19, une estimation de la largeur de la bande opérationnelle du tripleur est montrée et d'ou on constate que la largeur de bande est de 10%.

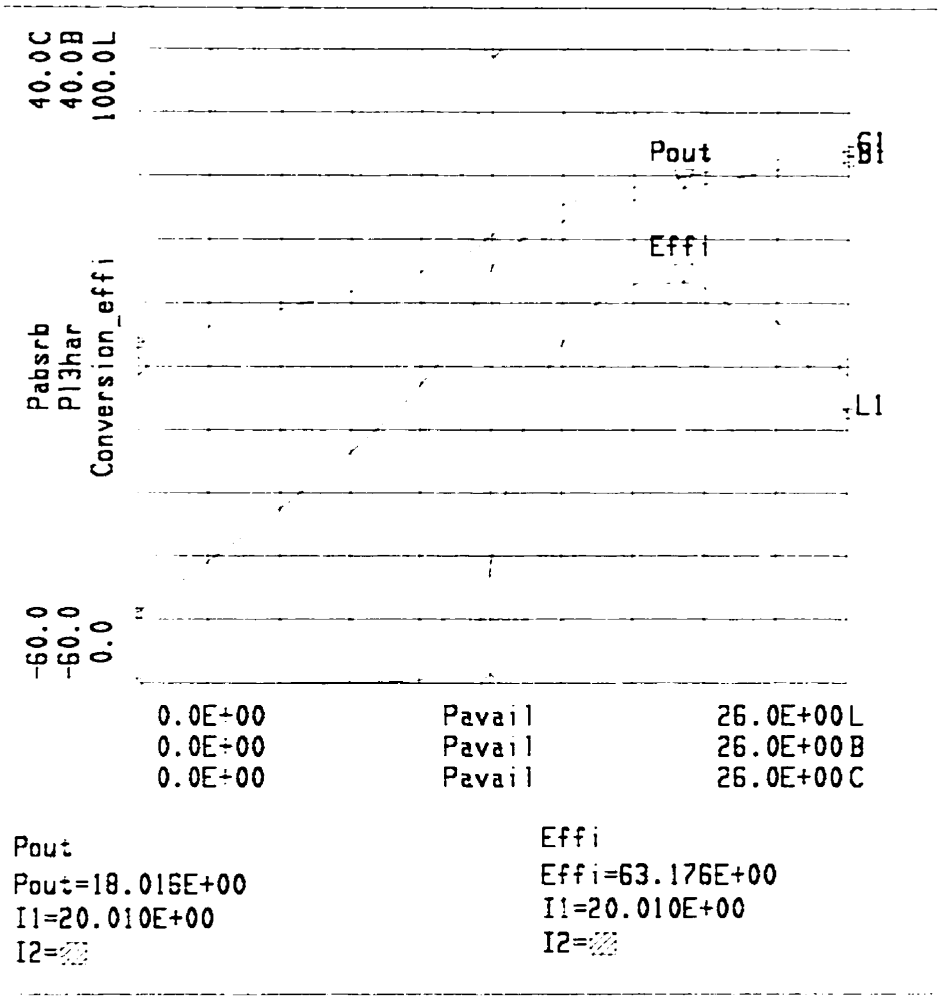


Figure 6.14 : Fonction de transfert (P_{in}-P_{out}) et l'efficacité de conversion.

(Tripleur bande V. f_{in} = 20 GHz)

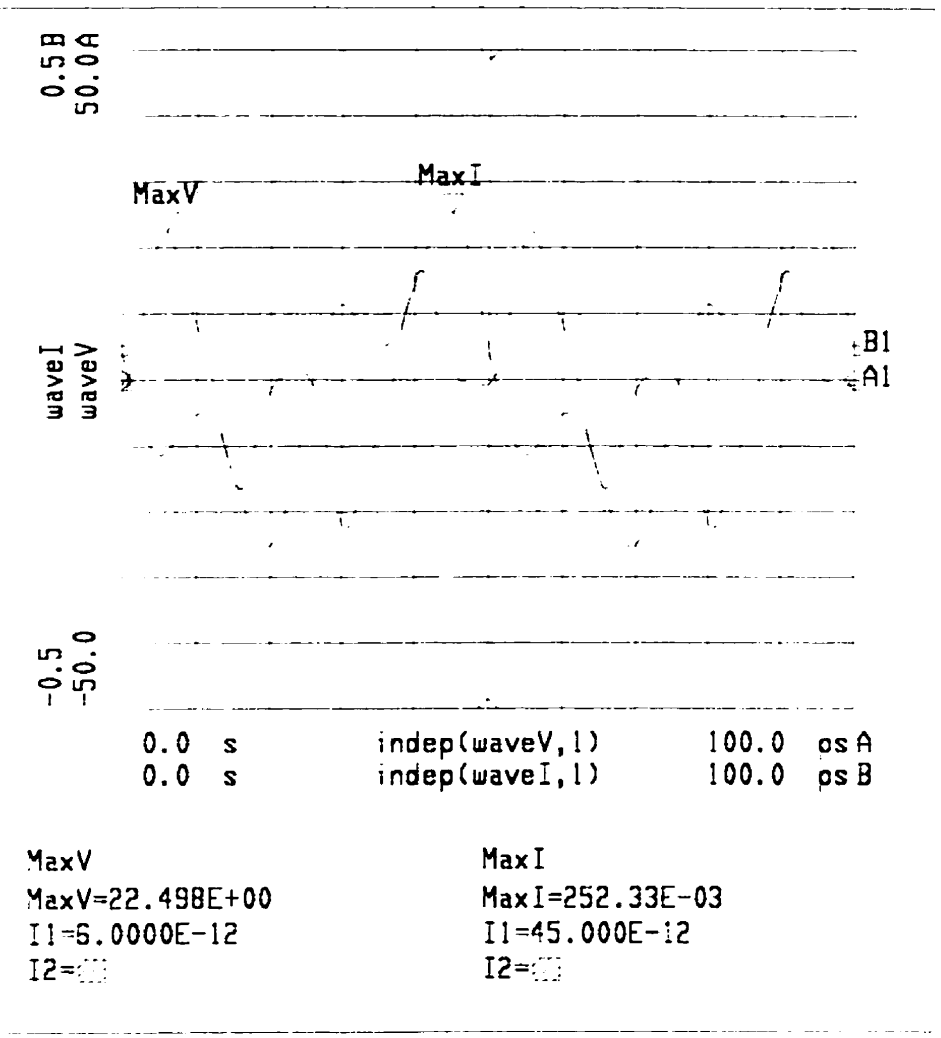


Figure 6.15 : Formes de l'onde du courant et de la tension aux bornes du MSQBV.

(Tripleur bande V, f_{in}= 20 GHz ; P_{in}= 26 dBm)

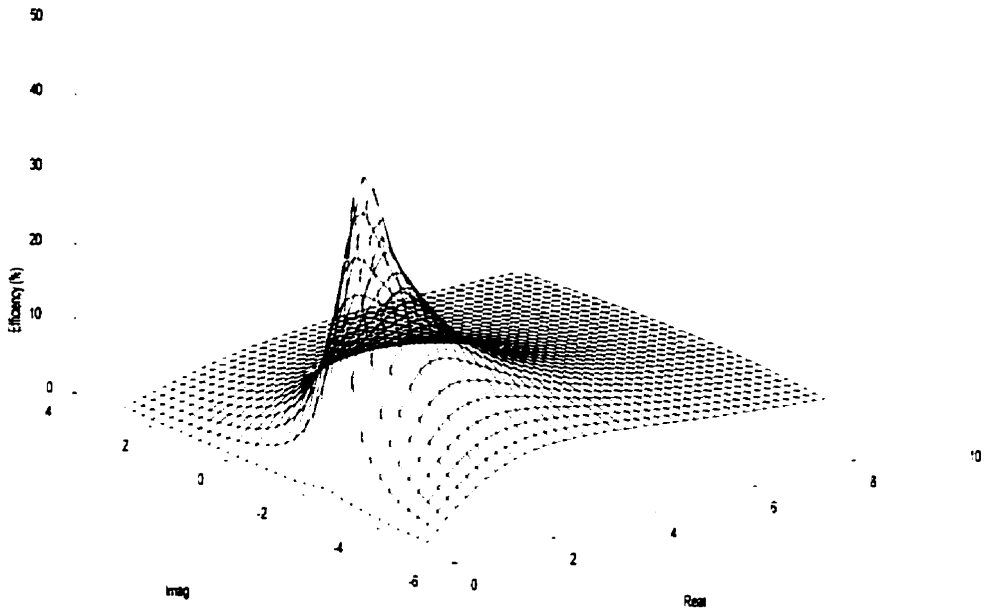


Figure 6.16 : Variations de l'efficacité de conversion en fonction de la charge à la 3ème harmonique. (Tripleur bande V)

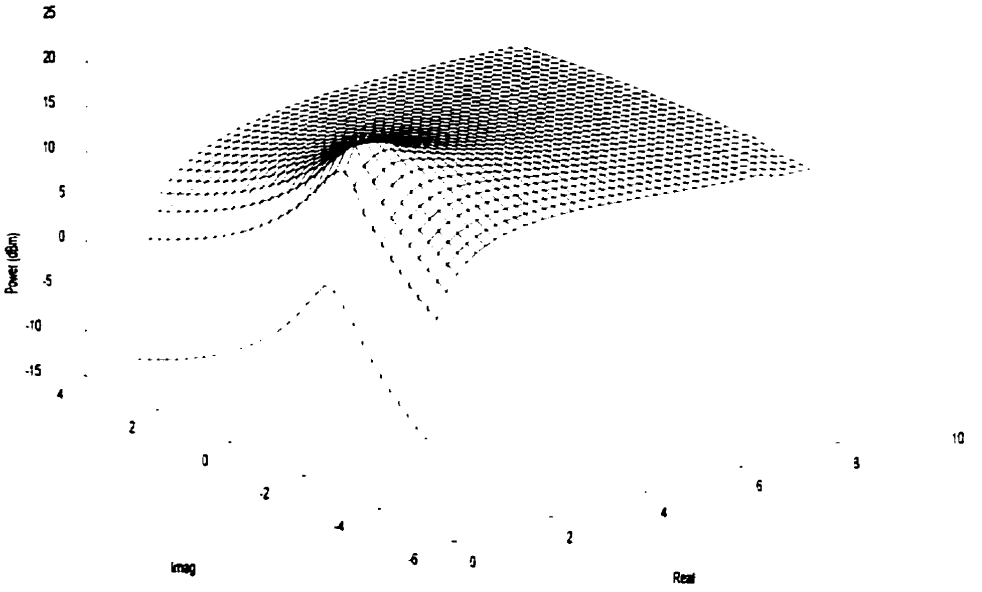
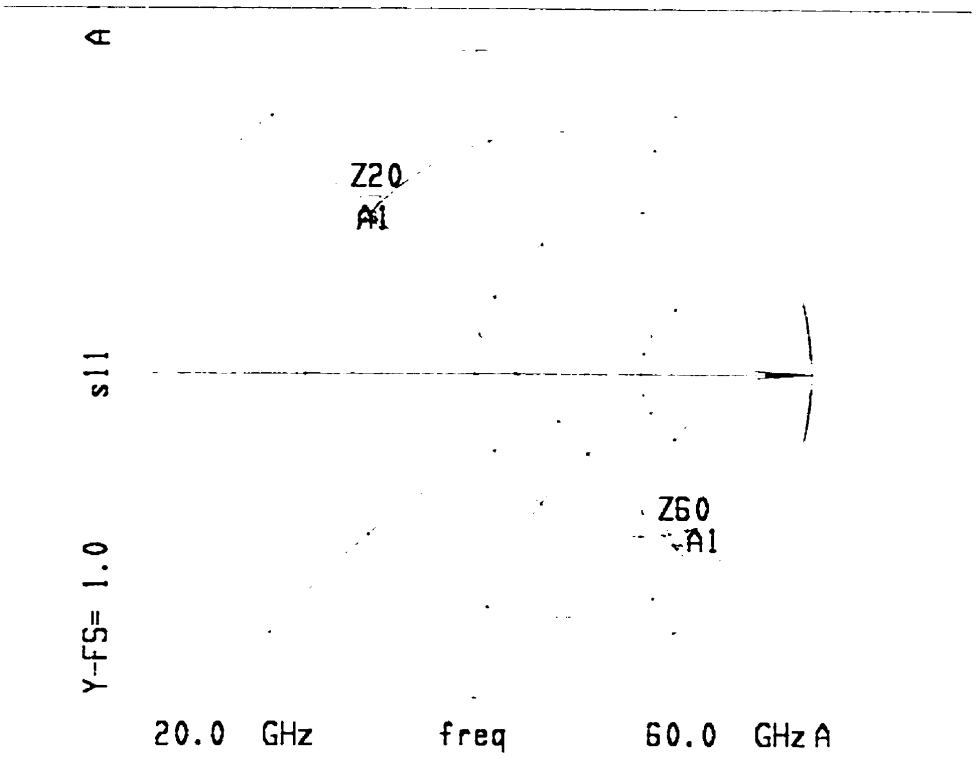


Figure 6.17 : Variations de la puissance de sortie en fonction de la charge à la 3ème harmonique. (Tripleur bande V)



Z20
Z20=Z0*(341.91E-03+j493.66E-03)
I1=20.000E+09
I2=

Z60
Z60=Z0*(748.45E-03-j2.4346E+00)
I1=60.000E+09
I2=

Figure 6.18 : Charges optimales vues par la MSQBV, tripleur bande V.

(P_{in} = 26 dBm, f_{in} = 20 GHz)

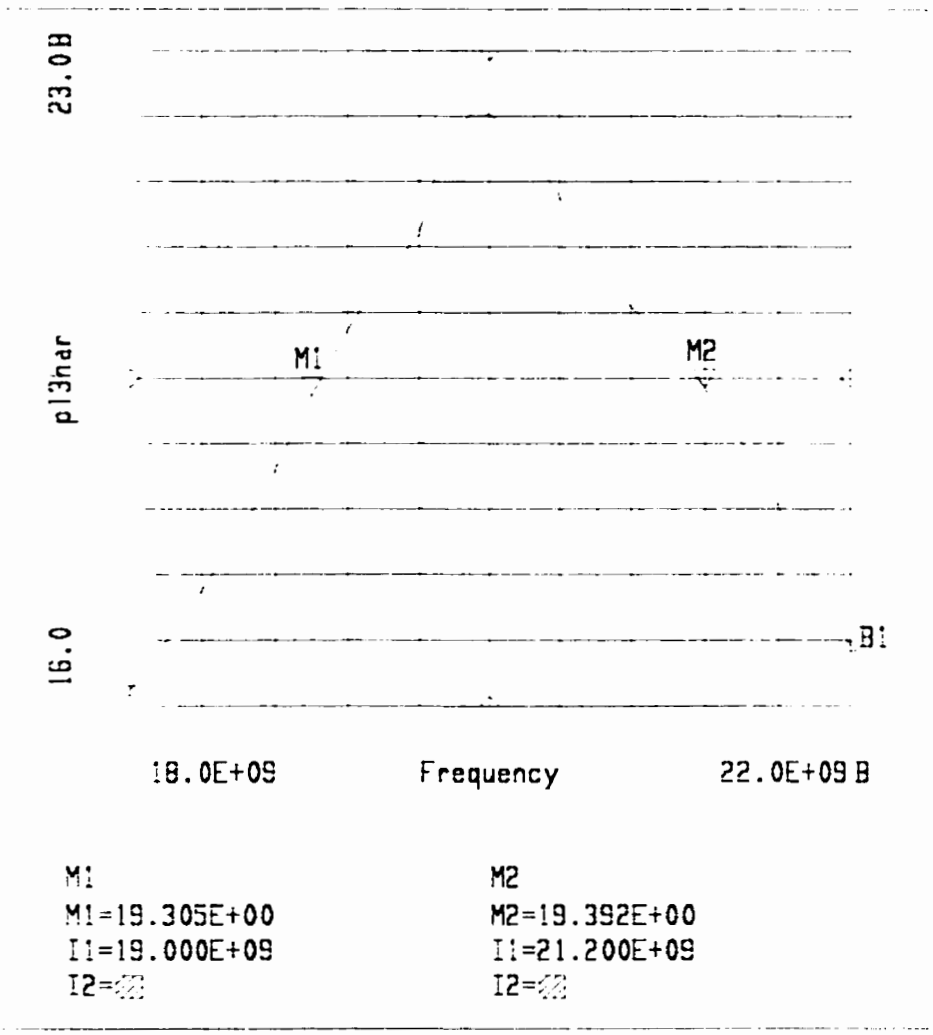


Figure 6.19 : Largeur de bande estimée du tripleur bande V.

À l'origine, la diode MSQBV a été conçue pour opérer en bande de fréquences W. Les conditions d'opération d'un tripleur à 93 GHz sont déduites à partir des simulations. Les résultats sont montrés aux figures 6.20 à 6.24. La première figure montre les variations des puissances absorbées et générées en fonction de la puissance injectée à la diode et ce, aux conditions de charges optimales à l'entrée et à la sortie du tripleur. La puissance maximale générée est de l'ordre de 20 dBm. Les pertes de conversion sont de l'ordre de -10 dB. Ces résultats se comparent favorablement avec les meilleurs résultats obtenus avec des multiplicateurs à diode Schottky [94]. Par contre, la puissance générée par un MSQBV est nettement supérieure. Le spectre du signal est montré à la figure 6.21 ; il montre l'absence des composantes fréquentielles paires. Les niveaux de la 5ème (155 GHz) et de la 7ème (217 GHz) harmoniques sont de -0.9 et -13 dBm respectivement. Ces niveaux sont fort intéressants pour plusieurs applications, notamment, dans les sources locales des mélangeurs sous-harmoniques et méritent une étude séparée. Les conditions optimales de charges sont montrées à la figure 6.22. La figure 6.23 montre les différents courants qui circulent dans la diode. Ce résultat confirme la dominance de la non-linéarité réactive dans un MSQBV du fait que le courant dans la diode est majoritairement capacitif. Comme prévue, sa valeur maximale de 625 mA est inférieure à celle du courant maximal qui peut circuler dans la diode, ce qui explique encore une fois l'absence de tout effet de saturation. Le niveau appréciable de la cinquième harmonique nous a incité à investiguer l'effet de la charge à cette fréquence sur le comportement global du tripleur. À noter que le résultat de la figure 6.21 est obtenu pour un circuit ouvert (0.9|_0) à $5f_0$. Le résultat d'un *Load-Pull* numérique à la 5ème harmonique est montré à la figure 6.24. De cette surface on constate que la terminaison optimale à $5f_0$ est un court circuit $\Gamma = 1\angle 180^\circ$ au lieu d'un circuit ouvert.

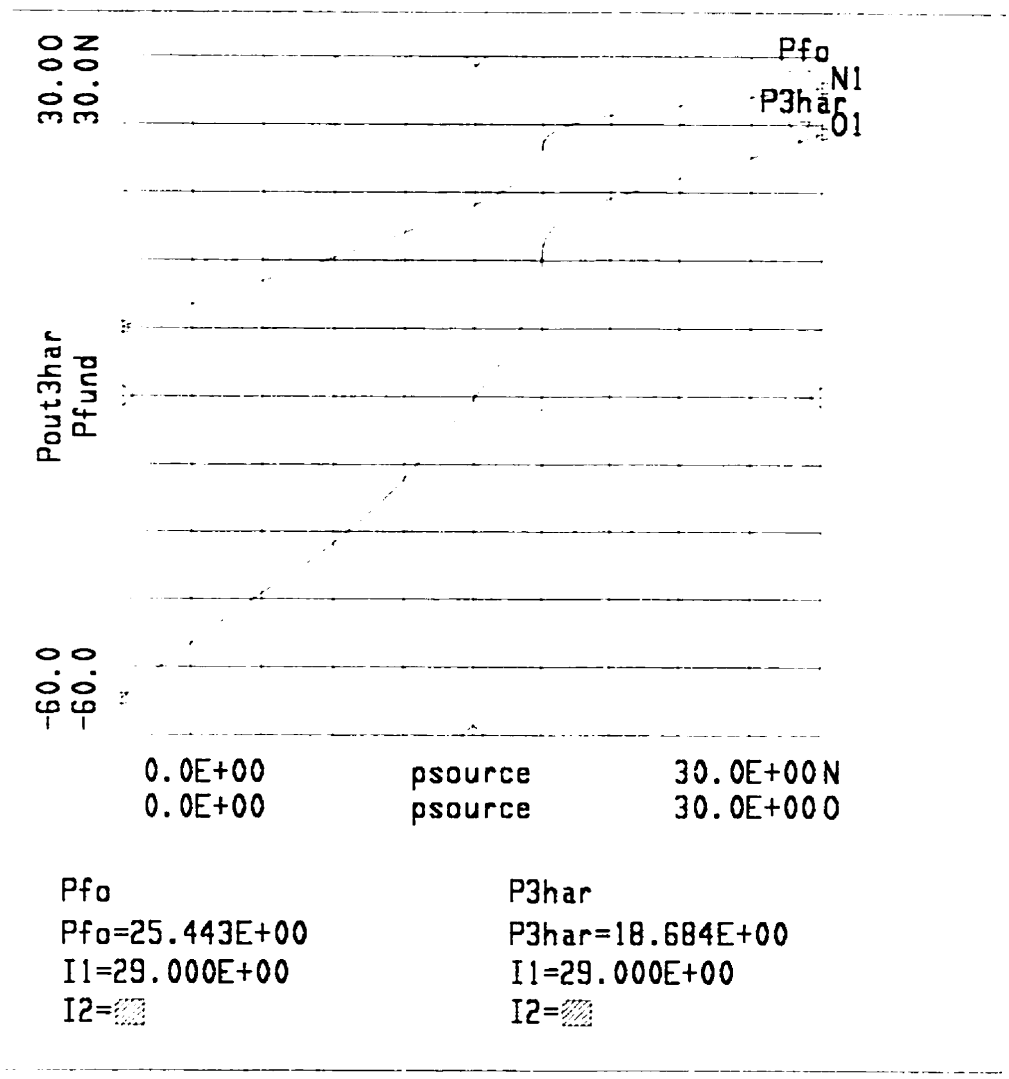


Figure 6.20 : Puissances à f_0 et à $3f_0$ en fonction de la puissance incidente.

(f_{in}=31 GHz)

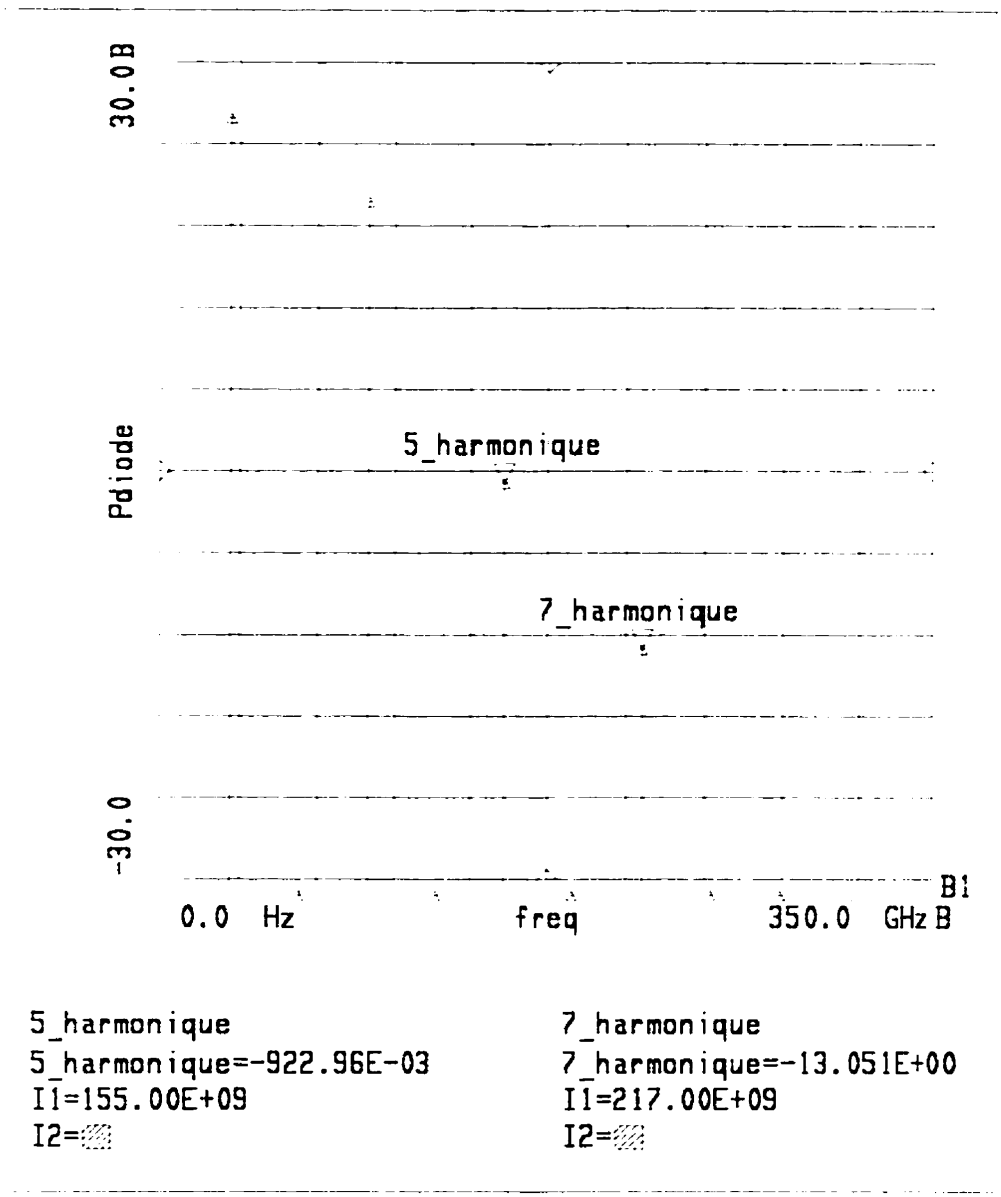
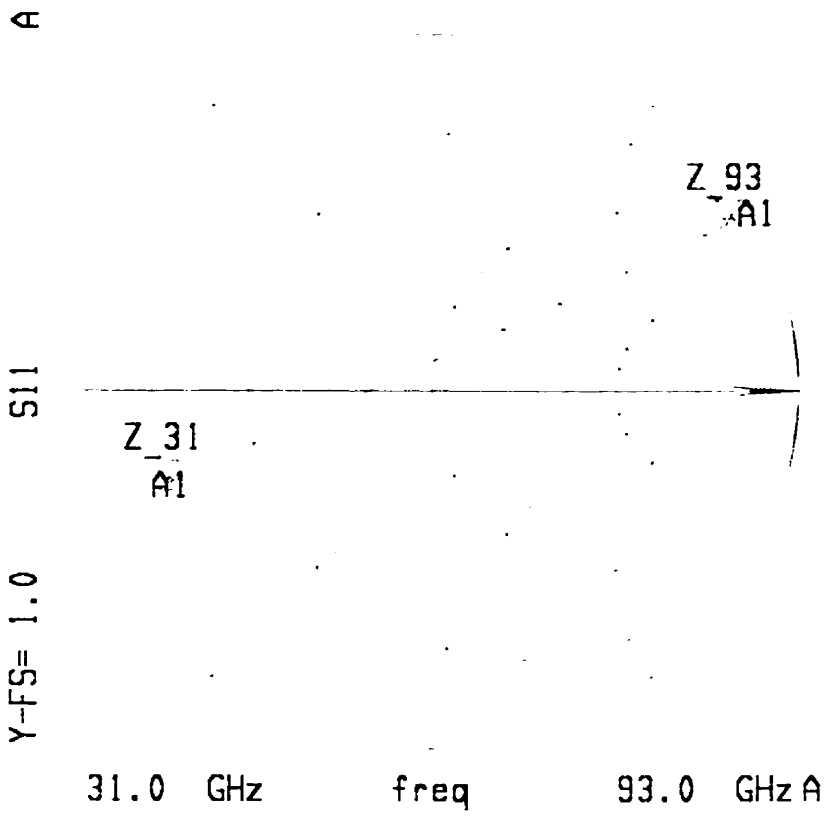


Figure 6.21 : Spectre du signal aux bornes du MSQBV dans un tripleur à 93 GHz.

(f_{in} = 31 GHz, P_{in} = 30 dBm)



Z_31
Z_31=Z0*(134.15E-03-j172.87E-03)
I1=31.000E+09
I2=

Z_93
Z_93=Z0*(526.47E-03+j3.6441E+00)
I1=93.000E+09
I2=

Figure 6.22 : Charges optimales pour le tripleur à 93 GHz.

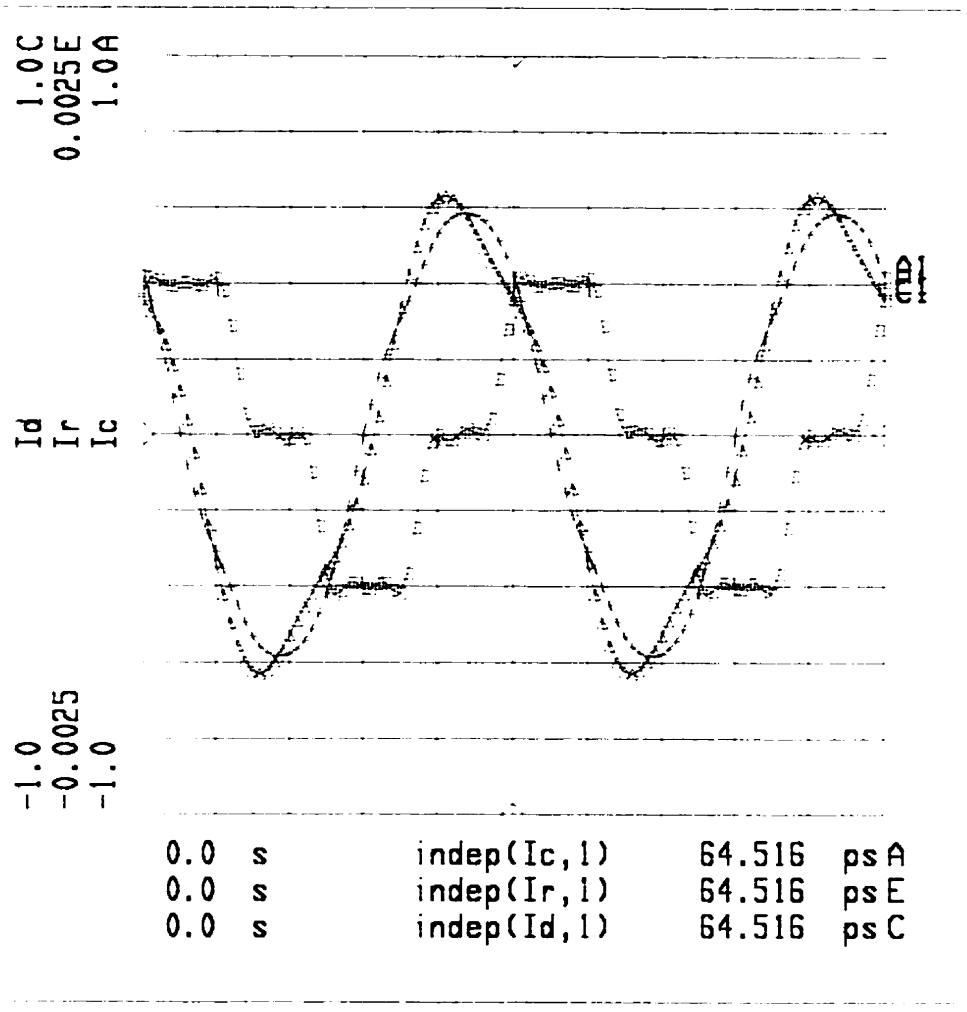


Figure 6.23 : Formes d'ondes des courants circulant dans les différentes non-linéarités du MSQBV. (Courant total, +++ Courant capacitif, Courant résistif).

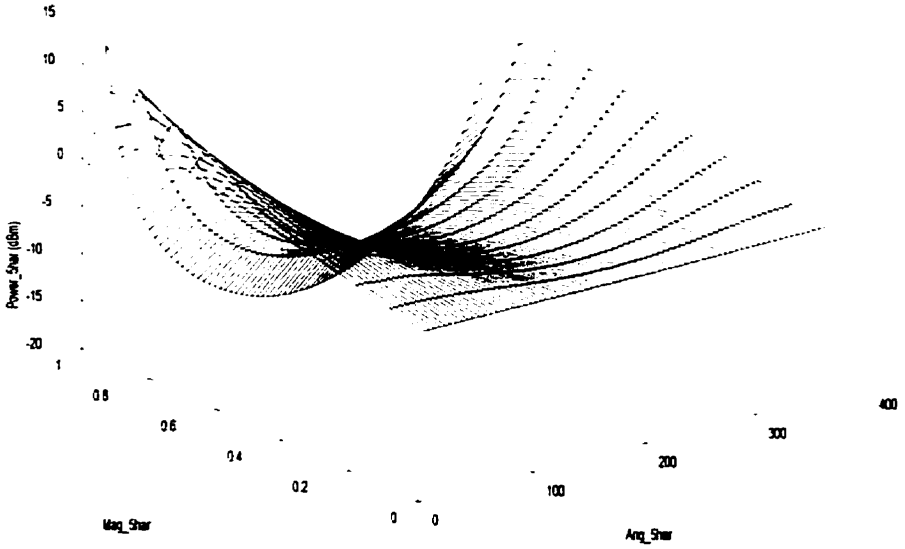


Figure 6.24 : Variations de la puissance à la 5ème harmonique en fonction de l'impédance.

(La charge à $3f_0$ est optimale ; f_{in} = 31 GHz, Pin = 30 dBm)

6.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a discuté des simulations des tripleurs opérant à 39, 60 et 93 GHz. Le tripleur à 39 GHz est simulé sous les conditions rencontrées durant les mesures. Les différences observées entre les simulations et les mesures sont minimes. Deux autres tripleurs, opérant à 60 et 93 GHz, ont été également étudiés et les conditions d'opération sont déduites. Ces deux tripleurs seront réalisés comme prototypes de validation. Les détails de la fabrication et les résultats des mesures d'évaluation feront le sujet du prochain chapitre.

Chapitre VII

Réalisation et mesure des tripleurs à 60 et à 93 GHz

7.1 Introduction

Les sources de puissance en bandes V et W sont en majorité en technologie de tubes à vide (Klystron, magnetron, etc.). Ces tubes génèrent de hautes puissances (> 1 KW), par contre ils nécessitent des sources d'alimentation spéciales et sont d'une durée de vie limitée. La plupart des applications en télécommunications en ondes millimétriques nécessitent des puissances de quelques dizaines de mW. Des facteurs tels que compactibilité, rigidité et faible coût favorisent l'utilisation des multiplicateurs de fréquence dans ces applications. La disponibilité de dispositifs semi-conducteurs opérant à ces hautes fréquences aide à la réalisation des sources miniatures opérant à des fréquences millimétriques.

Dans les chapitres précédants, on a présenté la nouvelle diode MSQBV comme dispositif prometteur pour la réalisation de tripleur de fréquence à haute efficacité et puissance de sortie.

Pour valider le modèle développé et les résultats des simulations, on a réalisé plusieurs tripleurs à 60 et à 93 GHz. Dans ce chapitre, on présente les prototypes qu'on a conçu et les résultats des mesures effectuées.

7.2 Réalisation et mesures du tripleur à 60 GHz

Ce tripleur est conçu selon les résultats des simulations et d'optimisations non-linéaires présentés au chapitre 6. Les conditions d'opération optimale pour ce tripleur sont résumées au tableau 7.1. Ces conditions correspondent au cas de puissance

maximale générée à la 3ème harmonique. Le niveau du signal injecté est limité par la tension de claquage de la diode comme on l'a déjà expliqué.

Tableau 7.1 : conditions d'opération optimale du tripleur à 60 GHz.

P_{inj}	P_{abs}	P_{3f0}	Z_{f0}	Z_{3f0}	Effi %
26 dBm	24 dBm	22 dBm	16.3+j24.8	31.5-j125	42 %

L'exercice de conception consiste à adapter ces deux impédances à l'impédance caractéristique du système choisi. Les circuits d'adaptation doivent également être mutuellement isolés aux fréquences d'opération. Pour maximiser l'efficacité et la puissance de sortie il faut empêcher les courants aux harmoniques supérieures de circuler dans le circuit. Ceci est possible en terminant la diode par des charges réflectives à ces fréquences. La réalisation de telles terminaisons aux fréquences millimétriques semble très difficile surtout pour des circuits planaires où les pertes résistives et diélectriques sont considérables.

Deux topologies différentes ont été réalisées. Dans la première, on a utilisé un circuit à double stub pour adapter la diode au système de transmission. Dans le deuxième circuit, on utilise des transformateurs d'impédance d'un quart de longueur d'onde pour accomplir cette tâche. L'isolation entre les circuits d'entrée et de sortie est réalisée à l'aide de filtres passe-bas à l'entrée et passe-bande à la sortie conjointement avec des lignes d'ajustement de phase. Les circuits sont réalisés en lignes micro-ruban sur un substrat en Alumine (εr = 9.9) de 5 mil d'épaisseur en utilisant le procédé de fabrication MHMIC du laboratoire Poly-Grames. Les deux circuits sont montrés aux figures 7.1 et 7.2.

La réponse périodique des filtres passe-bas réalisés en tronçons de lignes micro-ruban, implique une modification à la topologie du filtre pour assurer une bonne isolation à la 3ème harmonique. Pour accomplir cette tâche, on a remplacé les résonateurs rectangulaires

par des résonateurs radiaux. Les caractéristiques mesurés de ce filtre on été présentés au chapitre V à la figure 5.4.

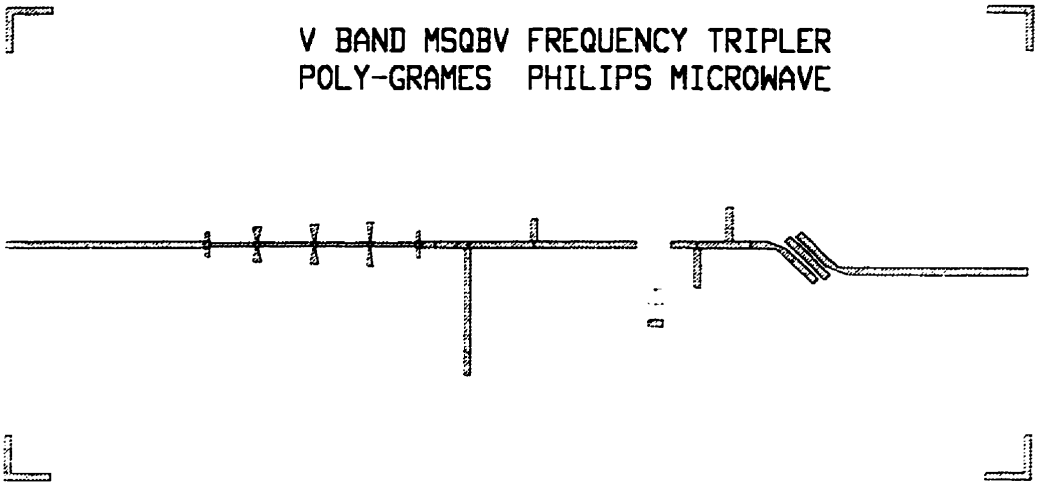


Figure 7.1 : Layout du circuit à double stub du tripleur planaire à 60 GHz.

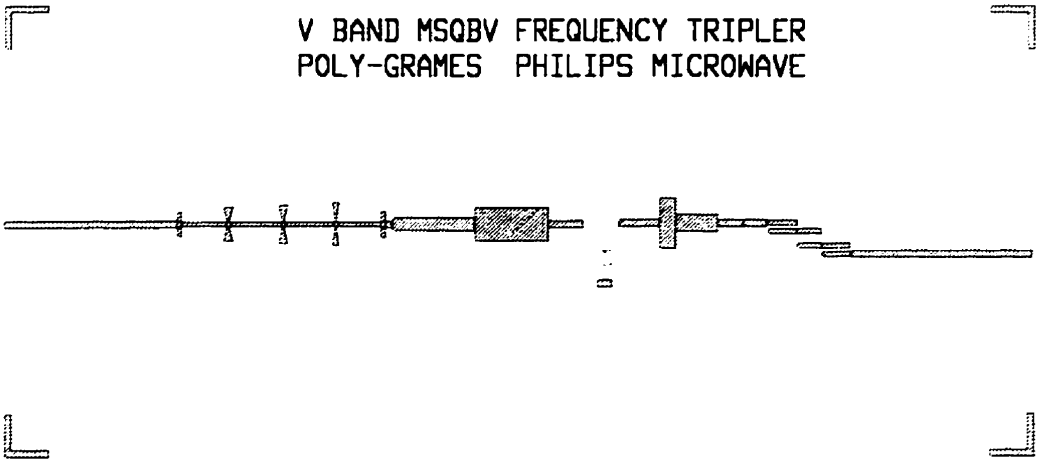


Figure 7.2 : Layout du circuit à transformateur d'impédance du tripleur à 60 GHz.

Une comparaison entre les caractéristiques simulées et mesurées du filtre passe-bande est montrée à la figure 7.3.

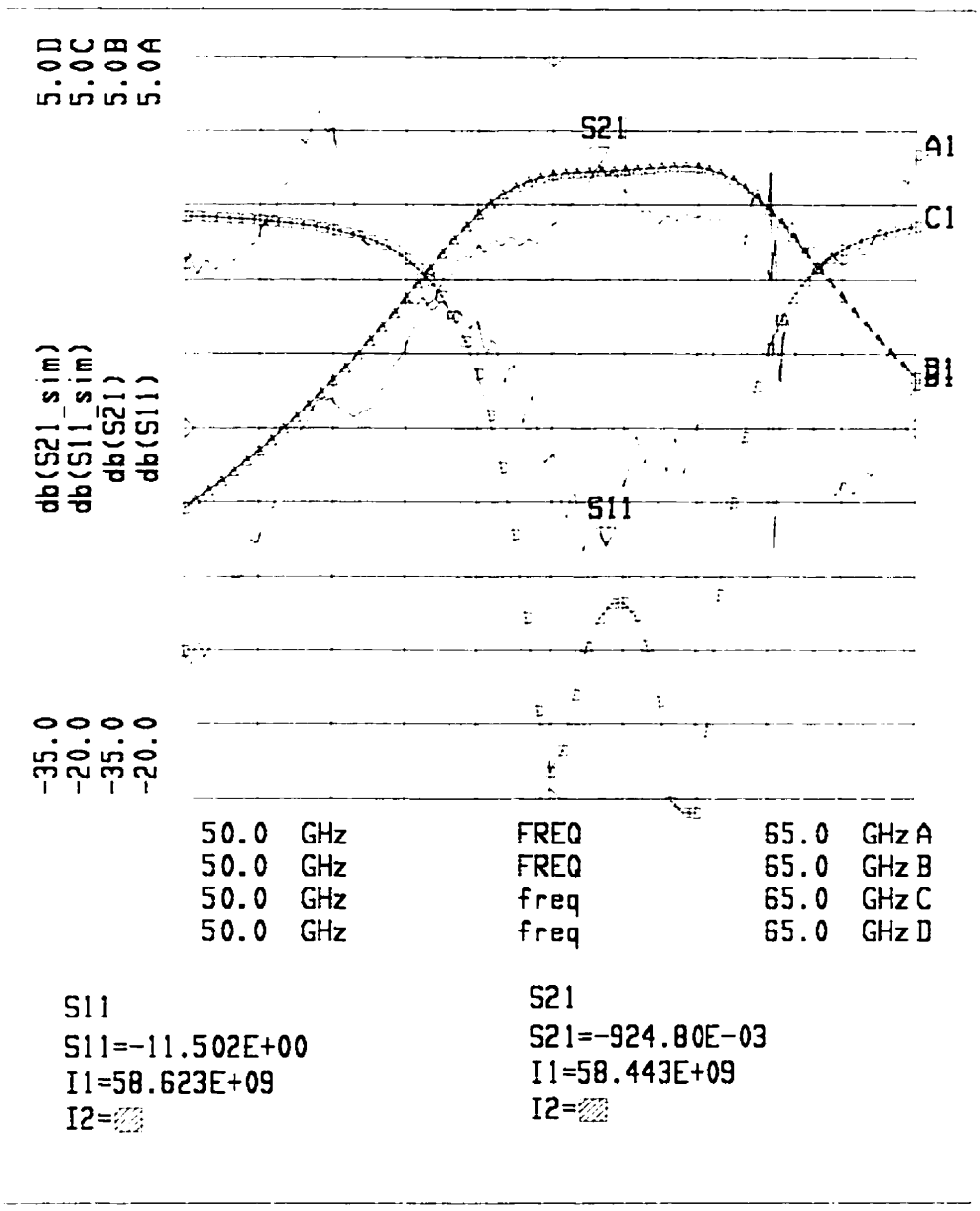


Figure 7.3 : Comparaison entre simulations et mesures du filtre passe-bande à 60 GHz.

Les circuits de la section d'entrée sont mesurés sur un analyseur de réseaux pour vérifier leurs performances. Les résultats de cette mesure sont montrés à la figure 7.4. Ces mesures sont en concordance avec les valeurs optimales de la figure 6.18. L'accès limité à l'analyseur de réseaux à 60 GHz ne nous a pas permis de mesurer les circuits de sortie. Cependant, les simulations électromagnétiques rigoureuses qu'on a faites nous permettent d'assumer un bon fonctionnement de ces circuits. Comme on l'a mentionné. deux prototypes du tripleur à 60 Ghz ont été réalisés. Le premier est assemblé dans un boîtier avec des accès coaxiaux à l'entrée et à la sortie. Les connecteurs utilisés sont de type K et de type V de la compagnie Wiltron. Le deuxième prototype est assemblé dans un boîtier à accès coaxial à l'entrée et à guide d'onde à rainure à la sortie. Le logiciel HFSS* est utilisé dans la conception et l'optimisation de la transition en guide d'onde. La topologie de la transition et les résultats des simulations sont montrés aux figures 7.5, 7.6 et 7.7. Le guide d'onde choisi est un guide WR-19. Les dimensions de la transition sont indiqués sur le schéma. Un prototype d'une transition équivalente opérant en bande K (26.5 - 40 GHz) est réalisé pour valider la conception. Ceci est constitué de deux transitions connectés en cascade avec une ligne micro-ruban d'une longueur de 500 mil. Cette transition et les résultats des simulations électromagnétiques sont montrés aux figures 7.8 et 7.9. Les paramètres [S] de ce prototype sont mesurés sur un analyseur de réseaux HP_8510. Les résultats sont montrés à la figure 7.10. Ces mesures révèlent une perte d'insertion de 1.1 dB par transition. Les pertes de réflexion sur toute la plage de fréquence sont inférieures à -8.5 dB. Ces résultats sont jugés satisfaisants et laissent croire à une performance semblable pour la transition à 60 GHz. Les dimensions du tripleur incluant les transitions sont respectivement de 1.0 x .5 pouces et 1.5 x .5 pouces pour les prototypes à connecteurs coaxiaux et à transition en guide à rainure.

---

* Marque de commerce de Hewlett-Packard

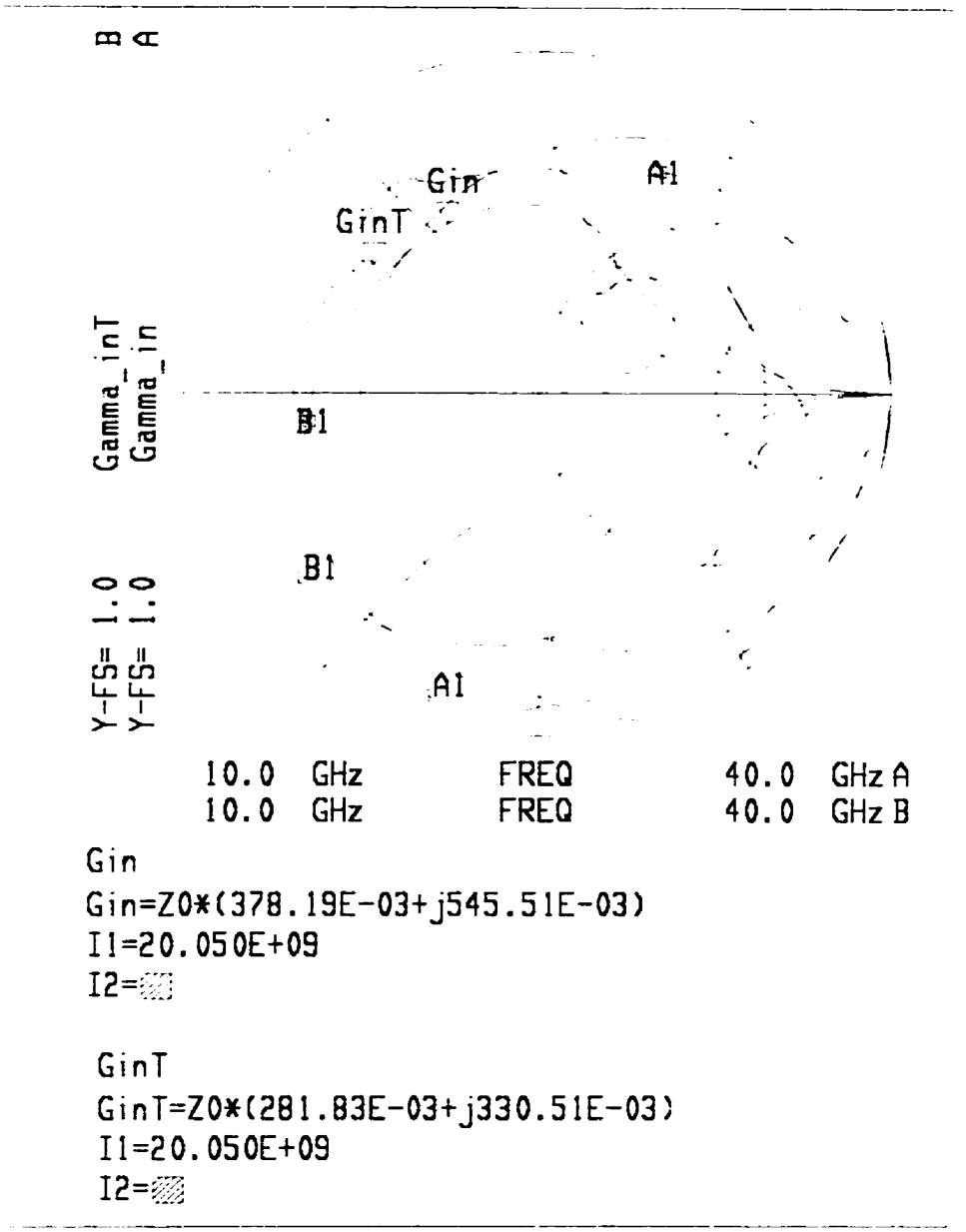


Figure 7.4 : L'impédance présentée au MSQBV par le circuit d'entrée.
(Gin ; circuit à double Stub. GinT ; circuit à transformateur d'impédance)

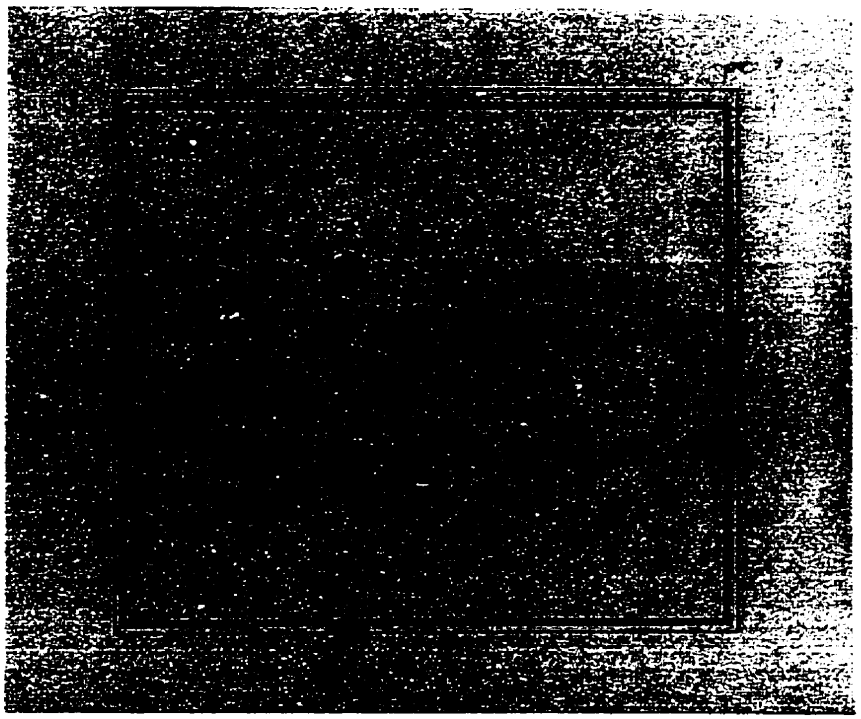


Figure 7.5 : Topologie de la transition en guide à rainure WR-19.

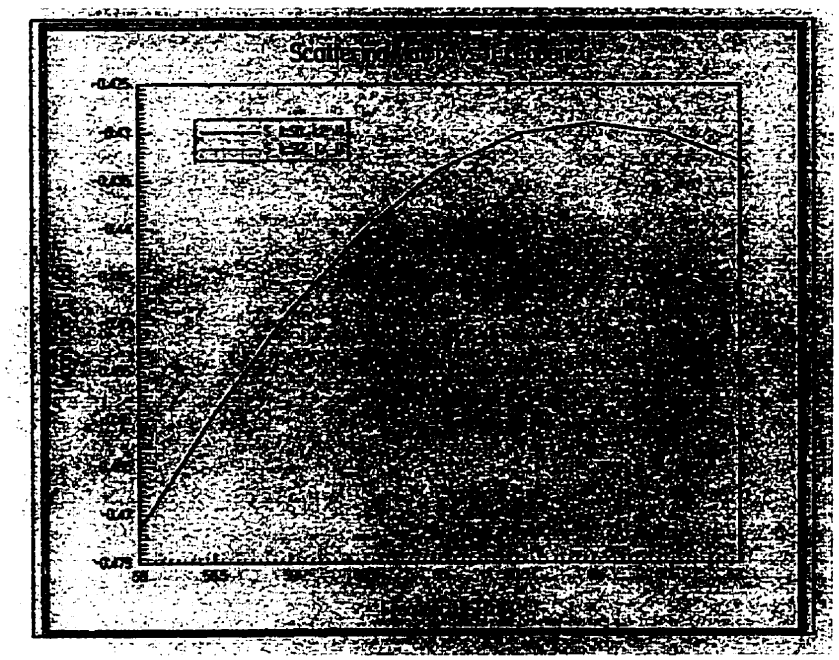


Figure 7.6 : Résultats des simulations par HFSS de la transition de la figure 7.5. Paramètres S12 et S21 du mode fondamentale

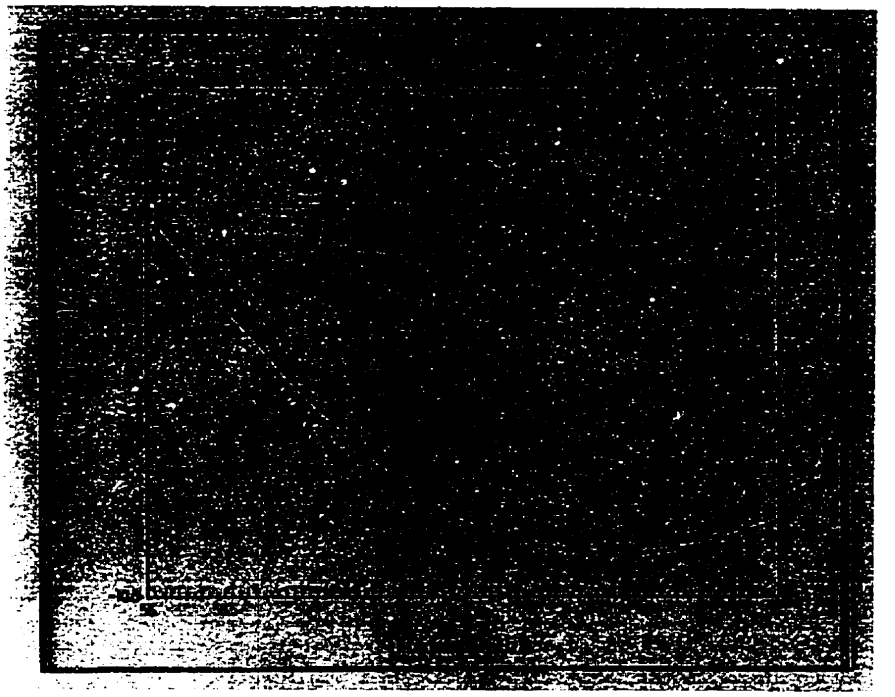


Figure 7.7 : Résultats des simulations par HFSS de la transition de la figure 7.5.

Paramètres S11 et S22 du mode fondamentale

Figure 7.8 : Topologie de la transition guide à rainure bande K.

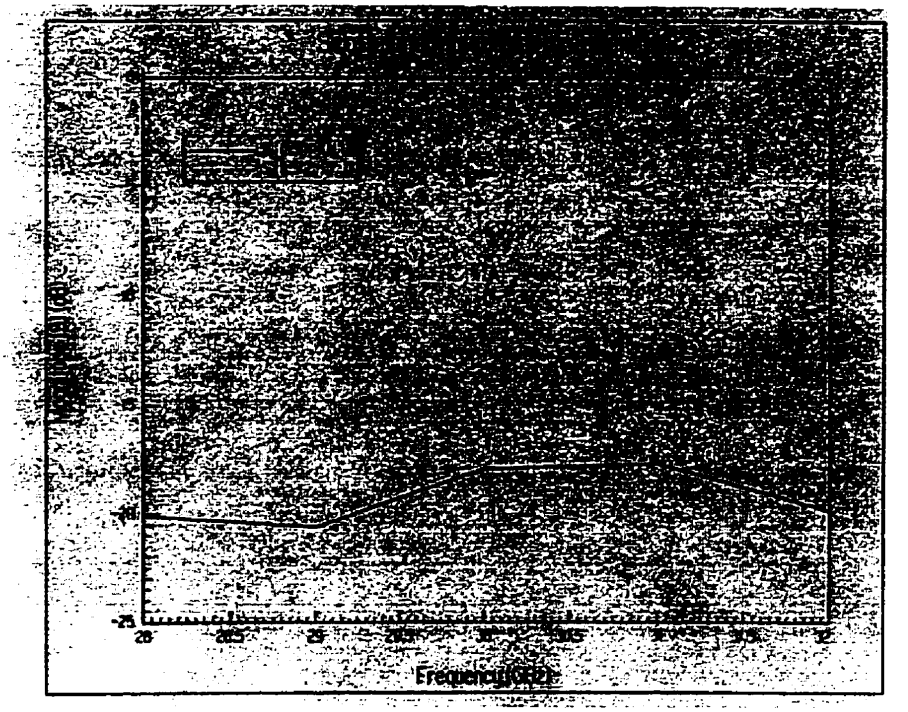


Figure 7.9 : Paramètre de dispersion de la transition bande K simulés par HFSS.

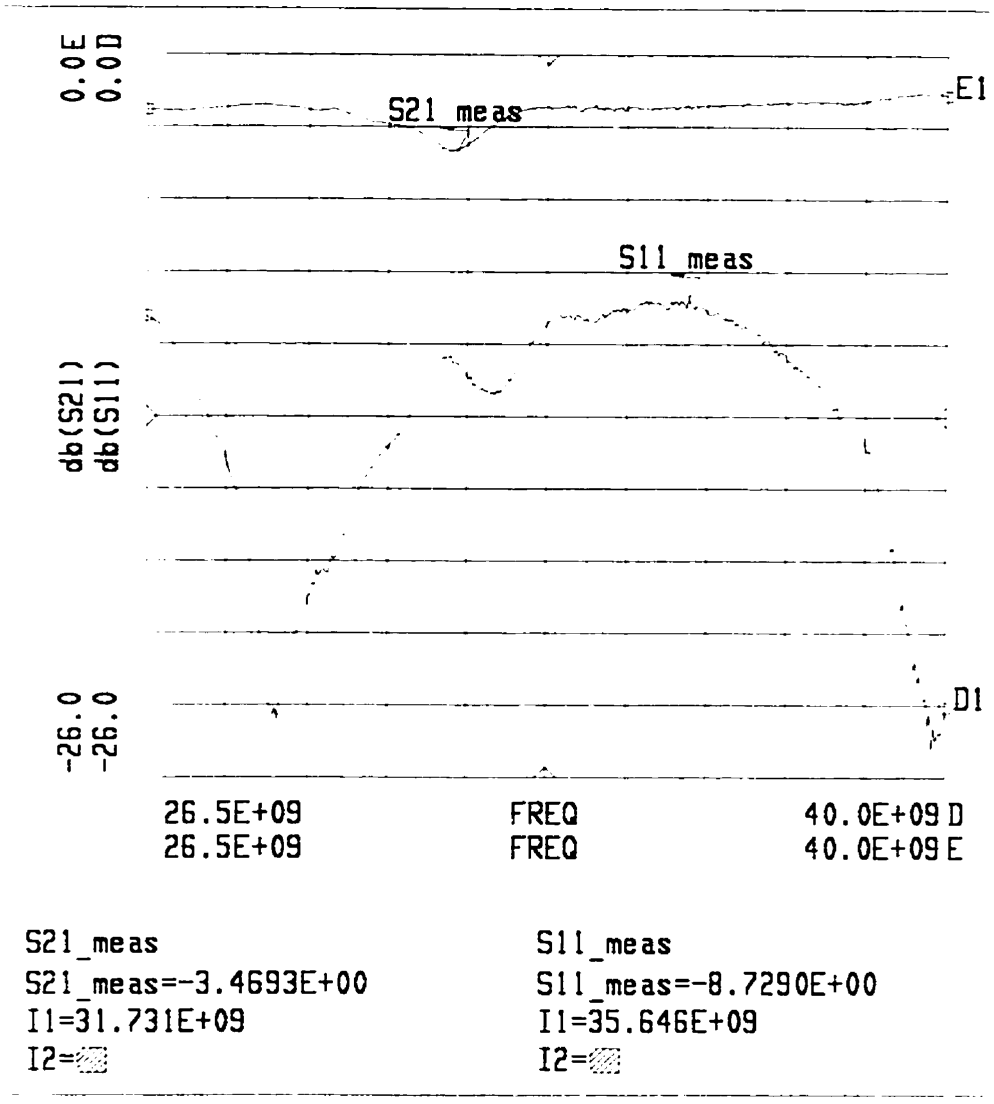


Figure 7.10 : Paramètres [S] mesurés de la transition Guide à rainure/micro-ruban.

Le montage de mesure des caractéristiques RF du tripleur est montré à la figure 7.11.

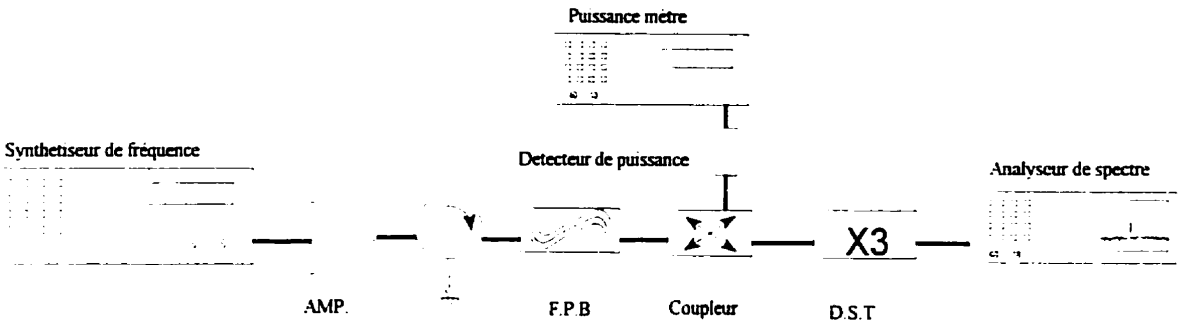


Figure 7.11 : montage de mesure du tripleur à 60 GHz.

Le signal à la fondamentale est amplifié et filtré avant d'être injecté à l'entrée du tripleur. Le signal à la sortie est observé sur un analyseur de spectre. Le spectre du signal mesuré est montré à la figure 7.12. Le signal injecté est de 20 dBm. Un maximum de -8.9 dBm est observé à 58.8 GHz, soit 1.2 GHz inférieur à la fréquence de conception. Cette différence entre les mesures et les simulations est attribuée aux effets parasites des *Wire Bond* qui peuvent être considérables à 60 GHz. Les imperfections du procédé de fabrication peuvent être très nuisibles au bon comportement du tripleur vue la grande sensibilité du maxima à la variation de la charge vu par le MSQBV. Les contacts entre les connecteurs coaxiaux et les lignes micro-ruban sont faits par simple contact mécanique. Ceci peut résulter en des pertes additionnelles.

Le résultat des mesures du prototype à transition en guide d'onde est montré à la figure 7.13. Ce prototype a montré une très faible puissance de sortie de l'ordre de -17 dBm. Le maximum observé est à 57 GHz soit à 3 GHz de moins que la fréquence de conception. Des investigations ultérieures ont montré un mauvais fonctionnement de la transition à la sortie, notamment un mauvais contact avec le circuit planaire. Bien que les résultats des simulations soient acceptables, la très mince épaisseur de l'ailette (10 mil) augmente le risque de la partition du champ électrique du mode dominant entre les deux parties du

guide. Il en résulte une incompatibilité entre la distribution du champ dans la transition et celle dans la ligne micro-ruban.

Ce problème ne se passe pas dans la transition en bande K du fait que l'ailette est relativement épaisse (50 mil). Ceci permet au champ de se concentrer sous l'ailette et résulte en une configuration de champ adaptée entre le guide et la ligne micro-ruban.

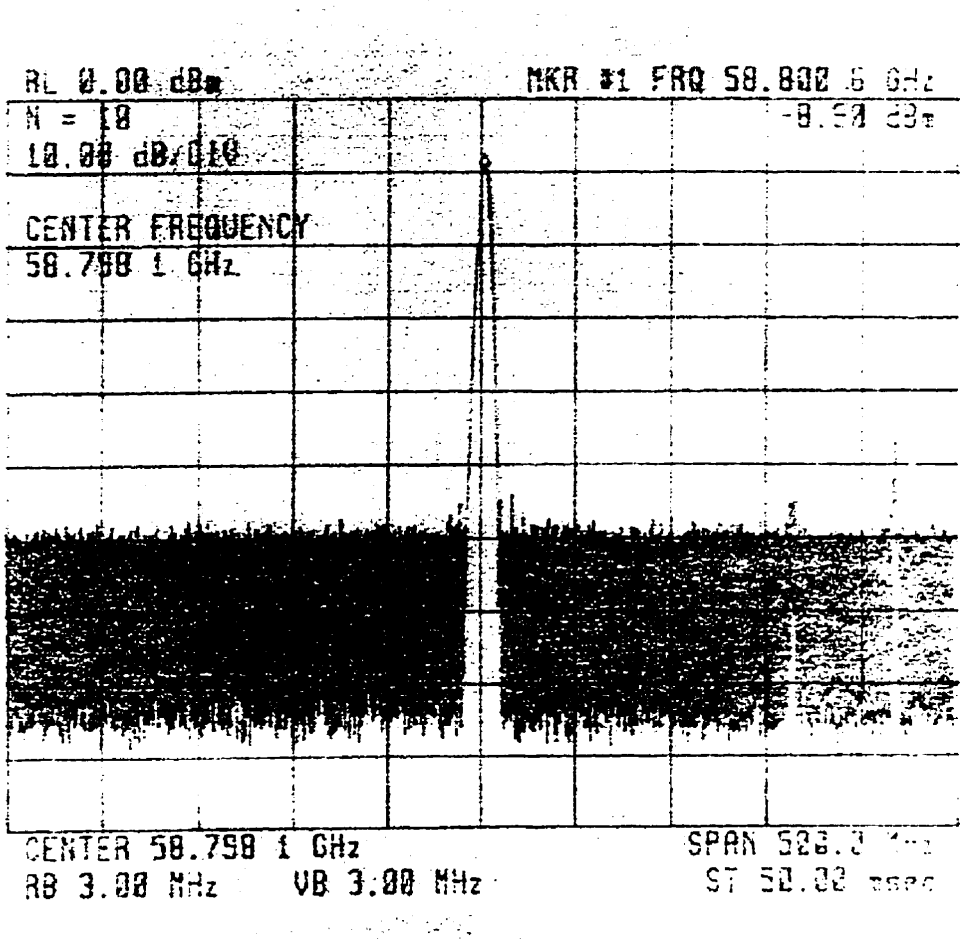


Figure 7.12 : Spectre du signal à la sortie du tripleur bande V (accès coaxial).

(Premier prototype)

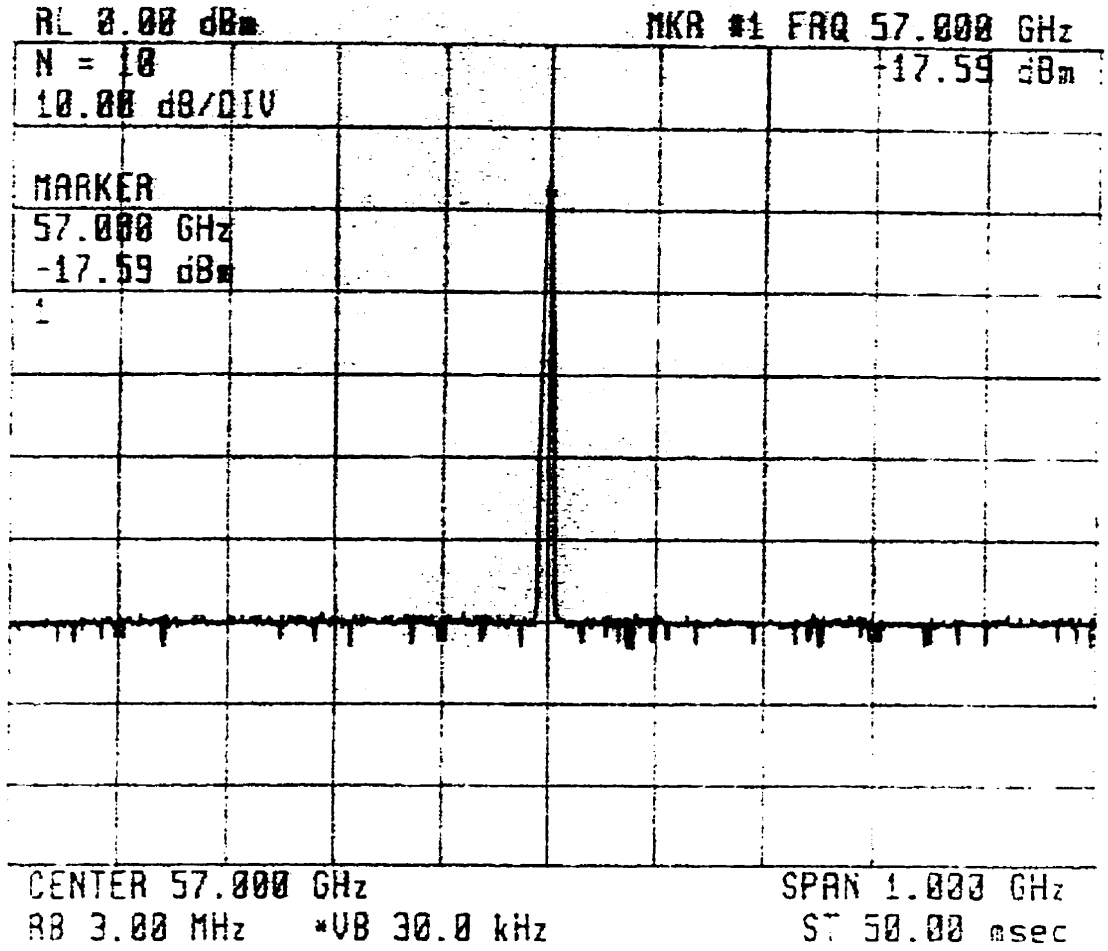


Figure 7.13 : Spectre du signal à la sortie du tripleur bande V (accès guide d'onde). (Deuxième Prototype)

7.3 Réalisation et mesures des tripleurs en bande W

En bande W, nous avons conçu et réalisé deux différents prototypes. Le premier est en guide d'onde. Le deuxième est réalisé en topologie planaire avec des accès en guide d'onde. La conception est faite d'après les résultats des simulations basées sur le modèle non-linéaire du MSQBV. Les conditions de charge résultant en une opération optimale

du tripleur à 93 GHz sont montrées à la figure 6.22. Le tripleur en guide d'onde est fabriqué chez Philips Microwave, U.K. selon une conception classique modifiée pour exclure les circuits d'Ilers à la deuxième harmonique. La diode est placée dans une section à hauteur réduite d'un guide d'onde WR-10. L'adaptation à la 3ème harmonique est faite moyennant un court circuit mobile placé en arrière de la diode et d'une vis de syntonisation dans la section à pleine hauteur du guide. L'adaptation à l'entrée consiste en un filtre passe-bas et un transformateur d'impédance réalisés en configuration coaxiale. La figure 7.14 montre une vue de coupe du tripleur.

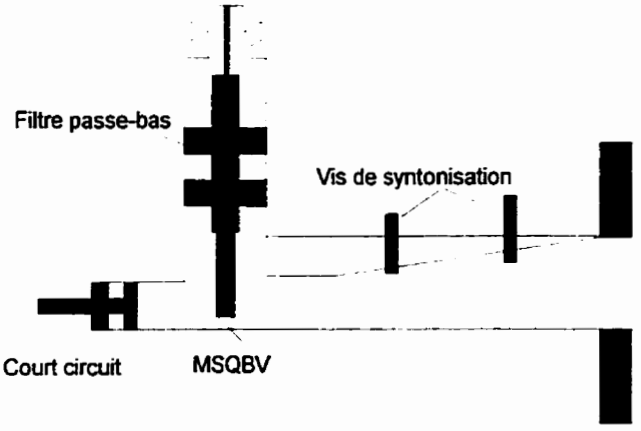


Figure 7.14 : Circuit du multiplicateur à 93 GHz en topologie guide d'onde.

Les performances du tripleur sont mesurées à l'aide d'un analyseur de spectre calibré pour les mesures de puissance. Le court circuit mobile et la vis de syntonisation ont permis l'ajustement du tripleur pour maximiser la puissance de sortie. Une comparaison entre les simulations et les mesures est montrée à la figure 7.15. Ces résultats révèlent une très bonne concordance avec les prédictions des simulations. Une puissance maximale de 19.6 dBm est mesurée à 93 GHz avec une efficacité de conversion de 10 %, de porte à porte. En tenant compte des pertes dans les circuits d'adaptation, on peut estimer une efficacité de conversion de l'ordre de 25 % au niveau de la diode. Ce résultat représente une amélioration considérable en comparaison aux multiplicateurs à diodes Schottky opérant à ces fréquences.

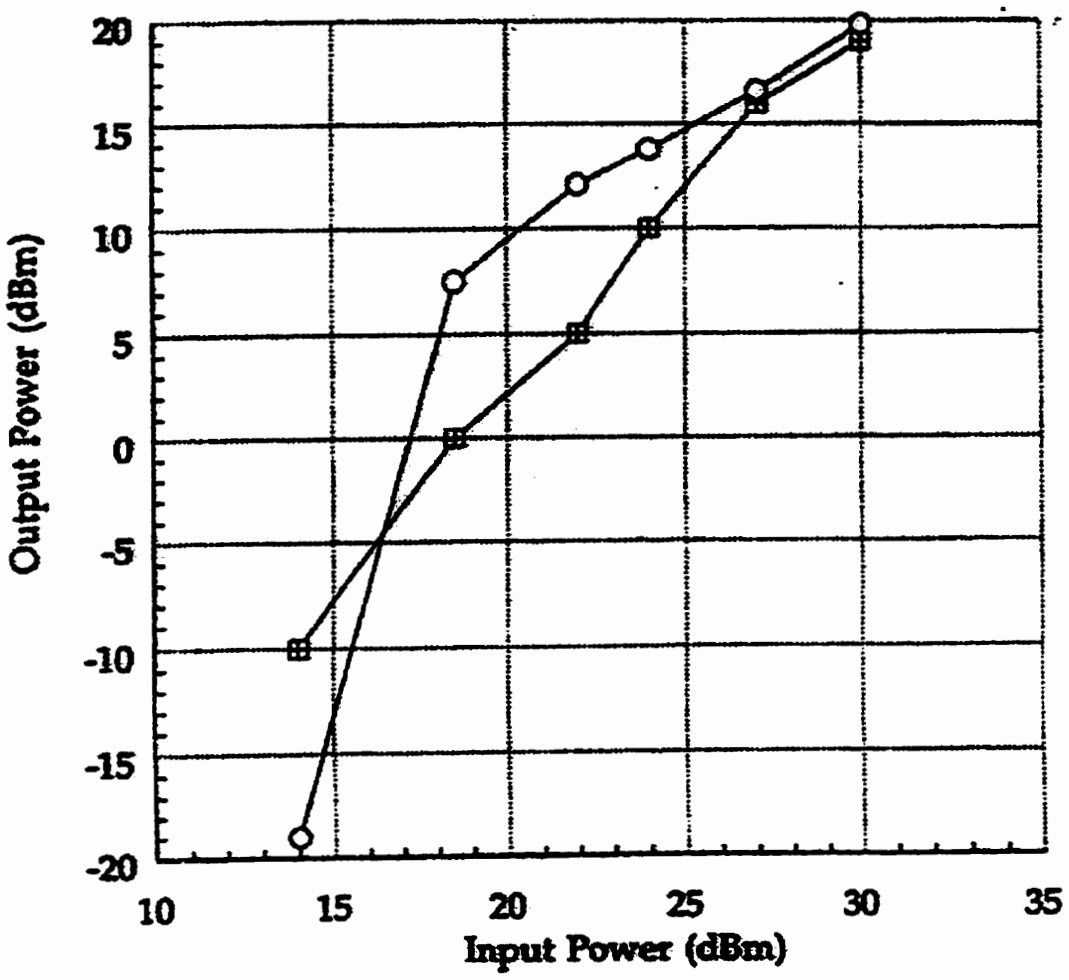


Figure 7.15 : Comparaison entre résultats de simulation et mesures du Tripleur guide d'onde à 93 GHz.

Le modèle non-linéaire prédit assez bien les limites d'opération de la diode du fait que celle-ci a claqué à une puissance de 32 dBm. Les simulations prédisaient un maximum à 30 dBm. La structure en guide d'onde offre l'avantage et la flexibilité de syntonisation après fabrication pour contrebalancer les tolérances de la fabrication. Ce qui nous a permit de maximiser la puissance de sortie du tripleur. Cependant, ceci n'est pas sans inconvénients. En effet les structures en guide d'onde nécessitent un machinage de

précision et sont vulnérables aux vibrations mécaniques du fait que le contact entre la diode et le circuit environnant se fait tout simplement par contact mécanique.

Les topologies planaires offrent la simplicité de fabrication comparativement aux structures en guides d'ondes, mais elles ne sont pas flexibles aux ajustements après fabrication. L'utilisation des topologies planaires est plutôt rare en bande W du fait que la plupart des modèles des librairies des simulateurs ne sont plus valides à ces fréquences. Actuellement, la disponibilité de simulateurs électromagnétiques rigoureux ouvre la porte à plus d'investigations et de réalisations de circuits millimétriques en topologies planaires. Notre effort dans la réalisation du deuxième prototype s'inscrit sous cette direction. Comme on l'a déjà mentionné, le deuxième prototype est en structure planaire micro-ruban. Le circuit est réalisé sur un substrat en quartz de 5 mil d'épaisseur. Ces circuits ont été réalisés chez Philips Microwave. L'approche de conception utilise des circuits à double stub pour l'adaptation de la diode. La condition de circuit ouvert aux harmoniques est réalisée moyennant des filtres conjointement avec des circuits d'ajustement de phase. Les filtres servent également à isoler les fréquences à la fondamentale et à la 3ème harmonique. Les résultats des simulations et des mesures du filtre passe-bas sont montrés à la figure 7.16.

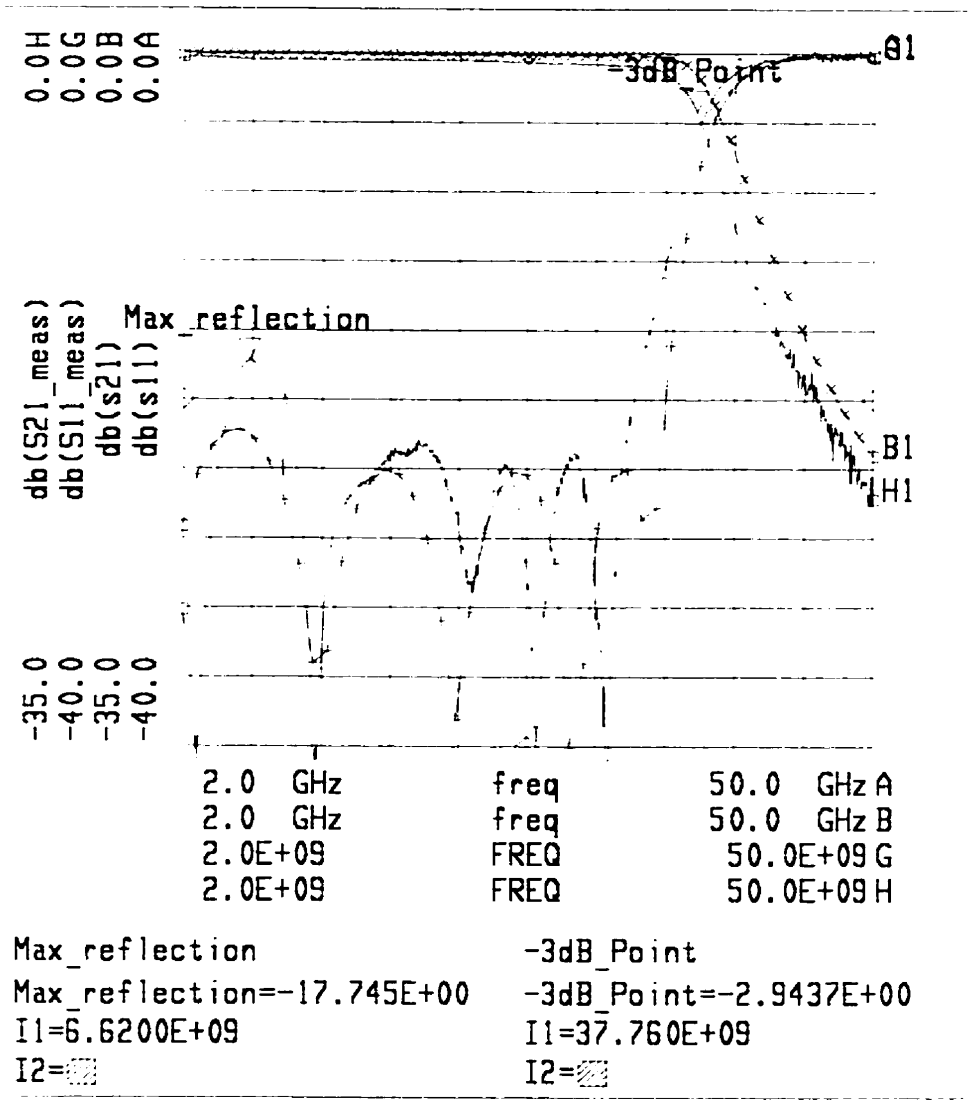


Figure 7.16 : Caractéristiques du filtre passe bas quasi elliptique.

Les pertes d'insertion du filtre sont de l'ordre de -1 dB à 31 GHz. Les pertes de réflexion sont meilleures de -20 dB. Ces résultats montrent un bon comportement du filtre et concordent bien avec les simulations.

Initialement, on prévoyait évaluer le tripleur dans un environnement planaire moyennant des mesures sous-pointes. La non disponibilité de sondes se dressait comme obstacle devant ces mesures. Pour contourner le problème on a dû ajouter deux transitions micro-ruban / ligne à ailettes au circuit. Le tripleur tel que réalisé est montré à la figure 7.17. Les dimensions globales du circuit sont de 2 ``x 1``.

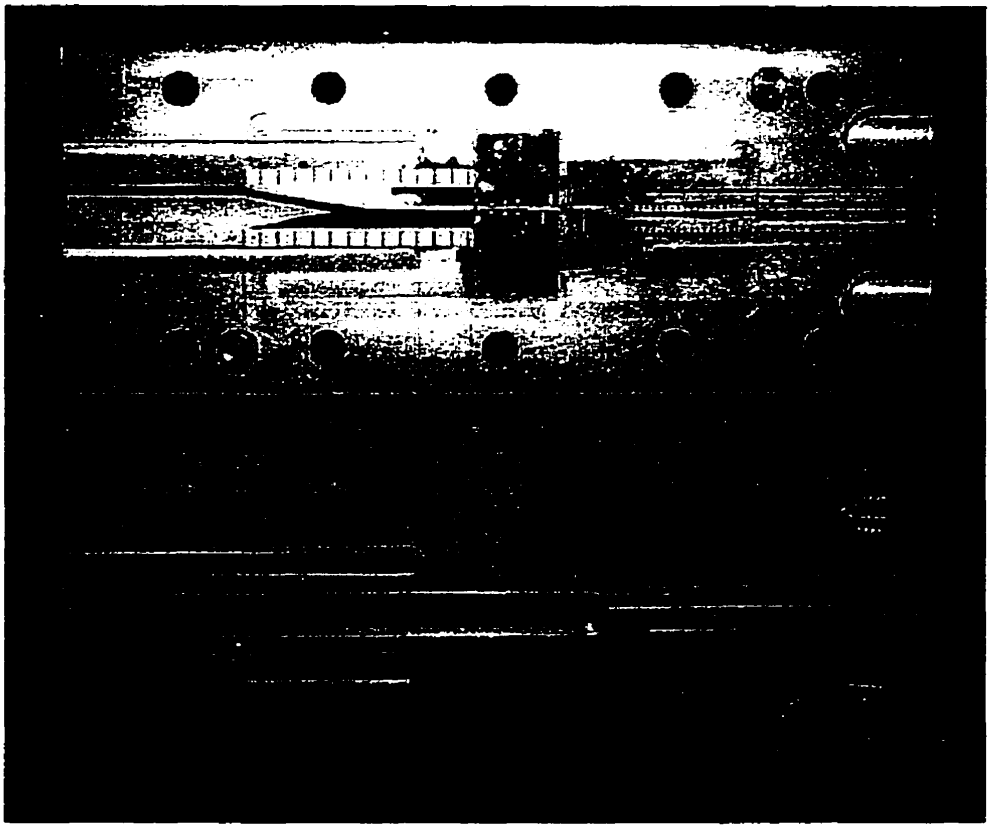


Figure 7.17 : Prototype du tripleur en topologie planaire à 93 GHz.

Les mesures sur ce prototype ont été faites chez Lookheed-Martin, Ottawa. Le montage de mesure est montré à la figure 7.18. Le résultat des mesures est montré à la figure 7.19. Ce prototype a montré une puissance maximale de +3 dBm à 90 GHz. La puissance injectée et de +30 dBm.

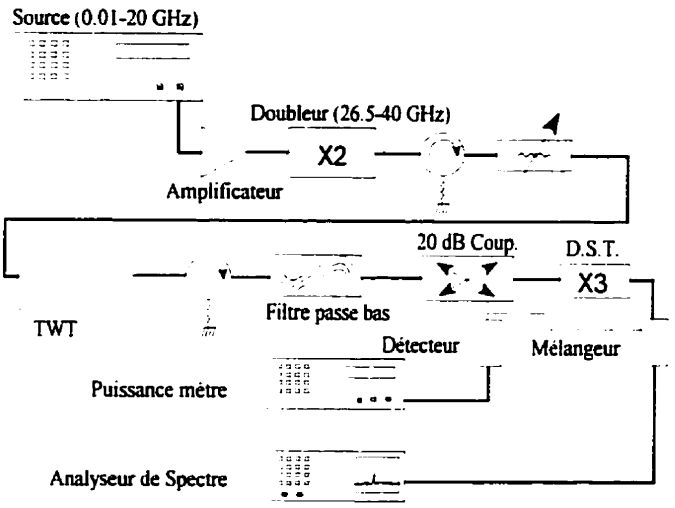


Figure 7.18 : Montage de mesure du tripleur en topologie planaire à 93 GHz.

Afin d'évaluer la largeur de bande opérationnelle du circuit on a varié la fréquence du signal incident entre 29 et 33 GHz. La largeur de bande mesurée aux point -3 dB est de 2 GHz ceci confirme les simulations qui estiment la largeur de bande à 2 GHz.

Ces mesures révèlent un décalage de 3 GHz dans la fréquence de sortie et une puissance nettement inférieure à celle prévue.

Cette dégradation des performances est liée aux pertes excessives dans le filtre et la transition de sortie. Les effets parasites des *Wire-bonds* viennent changer les conditions d'adaptation de leurs valeurs optimales ce qui risque de dégrader la performance du tripleur. Pour vérifier l'adaptation à l'entrée et confirmer par mesure la puissance maximale d'opération du tripleur on a continué à augmenter la puissance injectée jusqu'à la rupture de la diode. Ce test a montré que la puissance maximale supportée par la diode, pour ces condition de charge, est de +31 dBm ce qui est très proche de +30 dBm, valeur prédite par les simulations. Ceci confirme que l'adaptation à l'entrée est bonne et que c'est bien le circuit à la sortie qui cause ces anomalies. En effet, c'est la limite de

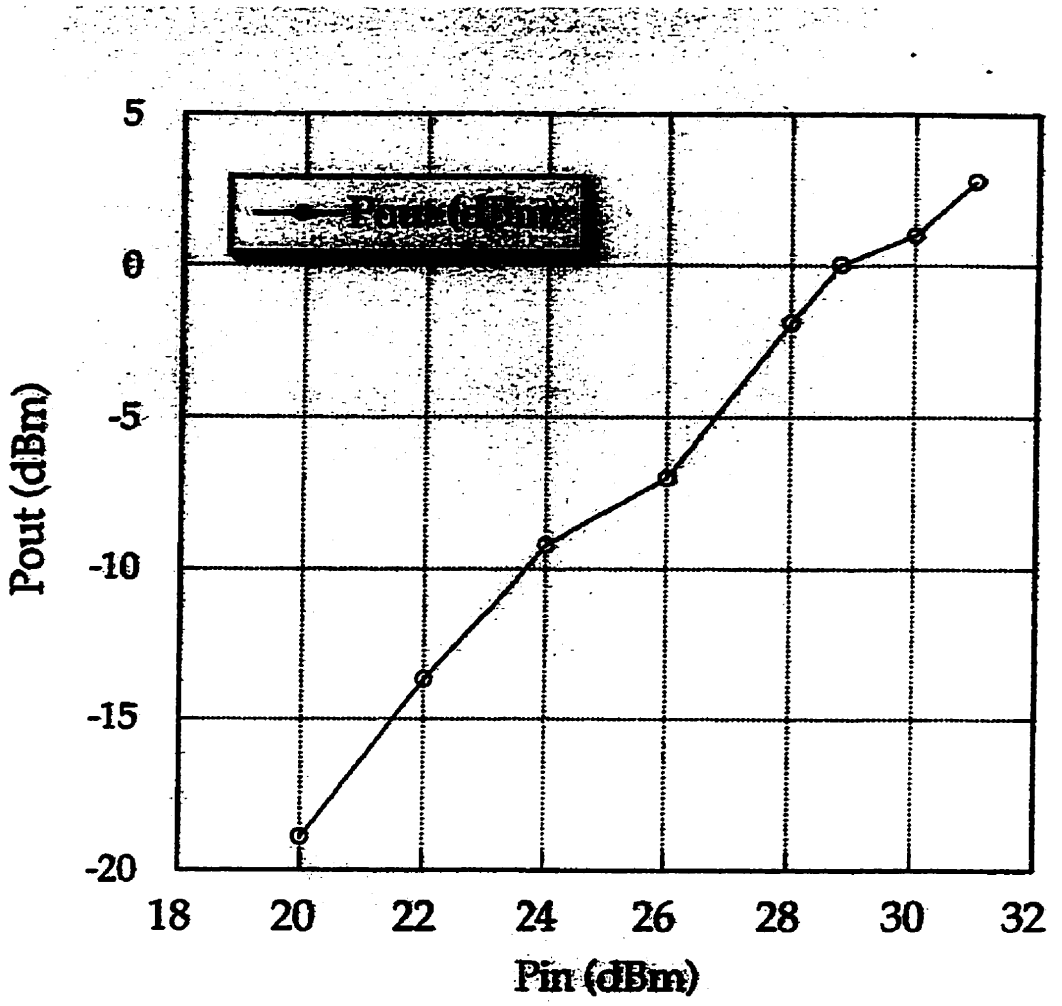


Figure 7.19 : Résultats de mesure du prototype planaire à 90 GHz.

précision de la technologie de fabrication MHMIC. Les dimensions du circuit à 93 GHz sont très petites et les tolérances de fabrication commencent à avoir un effet considérable sur la performance du circuit. Un procédé de fabrication plus précis aboutit sans doutes à des résultats meilleurs.

7.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les prototypes qu'on a réalisé pour valider les performances du MSQBV et la précision du modèle développé. Les prototypes en topologie planaire ont montré une performance inférieure à celle prévue par les simulations. Cette différence est attribuée aux limitations de la technologie de fabrication utilisé. Le prototype en guide d'onde a démontré une excellente performance avec une puissance générée de l'ordre de + 20 dBm à 93 GHz. La flexibilité de syntonisation de ce prototype nous a permis d'ajuster les conditions des charges pour maximiser la puissance de sortie du tripleur. Les résultats de ces mesures ainsi que ceux des simulations non-linéaires prouvent qu'a des conditions d'opération appropriées, la diode MSQBV montre une performance supérieure quant à son utilisation en tripleur de fréquence.

Chapitre VIII
Conclusion et Recommandations

8.1 Conclusion

Cette thèse visait l'étude expérimentale des caractéristiques non-linéaires des nouvelles diodes MSQBV. Différents aspects portant sur l'instrumentation micro-ondes, la caractérisation et la modélisation du MSQBV ainsi que la conception de circuit de tripleurs millimétriques ont été étudiés. La caractérisation multiharmonique et la modélisation du MSQBV constituent la contribution majeure de ce travail.

Jusqu'à présent, la conception de tripleur et plus généralement de circuit non-linéaire se faisait moyennant un modèle de l'élément actif utilisé en extrapolation ce qui explique les écarts rencontrés entre les simulations et les mesures. Ce travail propose un montage de mesures d'impédances non-linéaires des monoports à haut facteur de qualité tel que les MSQBV et les diodes Schottky. Ces mesures donnent les conditions optimales de fonctionnement d'un tripleur dans un environnement réel d'opération. Les résultats de caractérisations obtenus prouvent la supériorité des MSQBV dans des tripleurs de fréquence. En effet une perte de conversion minimale de -2 dB a été mesurée à 39 GHz pour un MSQBV à 10 barrières.

Le montage de mesures est construit autour de deux réflectomètres Six-Port, conçus pour couvrir la plage de fréquence entre 6 et 40 GHz. Bien que ce soit un montage dédié à une application et qui nécessite une procédure spéciale de calibration, son utilisation est relativement simple. En effet, après la calibration, une caractérisation complète prend autour de 30 minutes pour être faite. La précision des résultats est comparable à celle des mesures faites sur un analyseur de réseaux vectoriel. La précision des mesures de puissance est de l'ordre de 0.5 dB après la calibration. L'utilisation d'un vrai puissance mètre dans le Six-Port aboutit sans aucun doute à une précision meilleure. Malgré cela,

la précision actuelle est jugée bonne pour toute réalisation pratique. Les résultats de cette caractérisation sont directement utilisables par le concepteur ce qui peut épargner la phase de modélisation et des simulations.

Du coté modélisation, on a développé un modèle électrique quasi-statique du MSQBV. Deux versions de ce modèle ont été intégrées au logiciel MDS. Les comparaisons entre les simulations et les mesures ont confirmé la fidelité du modèle à prédire les caractéristiques DC, RF petit signal, ainsi que le comportement non-linéaire de la diode. De ces deux modèles, le modèle à table de donnés (DTM) se distingue par sa précision et sa simplicité. Ce modèle a prouvé une convergence rapide des simulations Harmonic Balance faites sur MDS.

Du côté du dispositif, la diode MSQBV à dix barrières est introduite pour la première fois. Cette diode est conçue dans le but de réaliser des tripleurs de fréquence à hautes puissances et efficacité de conversion. Ceci nécessite une diode possédant une haute tension de claquage. En effet la diode MSQBV à 10 barrières a démontré une tension de claquage de 22 V. C'est la valeur la plus haute rapportée d'après la connaissance de l'auteur. Sur les différents échantillons qu'on a mesuré, la majorité des diodes avait une tension de claquage supérieure à 15 V. Cependant, on a constaté un phénomène de dégradation prématurée dans la plupart des échantillons provenant du premier lot. En effet, ces diodes montraient des courants de fuite excessifs après un entreposage de 2 ans. Ce phénomène est directement lié à la dégradation de la qualité de la barrière due à la diffusion des dopants à travers les régions tampons. À noter que l'entreposage était sous des conditions de température et d'humidité ambiantes.

Sur le plan des réalisations, le prototype du tripleur en guide d'onde à 93 GHz a démontré une puissance de sortie de 100 mW avec des pertes de conversion de -10 dB. Ce niveau de puissance est le plus élevé à être réalisé à partir d'une seule composante. Les pertes de conversion elles, se comparent favorablement aux meilleures résultats rapportés avec des diodes Schottky. À noter que ce prototype ne comprend ni circuits de polarisation ni Idlers.

Les prototypes planaires réalisés ont montré des niveaux de puissances inférieures à ceux qu'on attendait. Cette différence est toutefois attribuée aux tolérances et aux limitations du procédé MHMIC qui étaient disponibles.

Finalement, on peut dire que les objectifs qu'on visait sont atteint. Un système de caractérisation non-linéaire multiharmoniques pour des diodes à haut facteur de qualité est construit et testé. Ce système opère à des fréquences allant jusqu'à 40 GHz avec une précision de .05 sur le module et de 2° sur la phase du coefficient de réflexion mesuré. La précision des mesures de puissances est meilleure que 0.5 dB.

8.2 Recommandations pour des travaux futures

Comme on l'a mentionné, les mesures et caractérisations sujet de cette thèse ont été faites jusqu'à une fréquence maximale de 40 GHz. Or, la plupart des applications émergentes demandent des sources au delà de 60 GHz. Au delà de 40 GHz, le modèle développé opère en extrapolation ce qui peut compromettre la précision des simulations. Une première recommandation sera donc d'effectuer des mesures, petit signal pour commencer, au delà de 40 GHz et de valider le modèle à ces fréquences.

La diode MSQBV est un générateur d'harmoniques impaires. Les simulations qu'on a effectuées ont démontré un niveau de signal utilisable à la 5ème et à la 7ème harmonique. La réalisation d'un quintupleur de fréquence à base de diodes MSQBV nécessite un seul Idler à la 3ème harmonique contre 3 Idler pour le même circuit à base de diode Schottky. L'investigation de quintupleur de fréquence à base de MSQBV est un domaine vierge à explorer. En effet, M. H. Chaoui de l'école polytechnique de Montréal continue une recherche sur les quintupleurs opérant en bande W.

Les MSQBV ont démontré une faible perte de conversion mais sur une bande de fréquence très étroite. L'investigation des multiplicateurs à structures distribuées à base de MSQBV semble prometteuse pour la réalisation de multiplicateurs à large bande et à

faibles pertes de conversion. Une topologie intéressante à étudier sera celle de la ligne de transmission non-linéaire déjà présentée au chapitre 1.

Les connections anti-parallèles de diodes Schottky sont bien connues dans la réalisation des mélangeurs sous-harmoniques aux fréquences millimétriques. Le bon fonctionnement d'un tel mélangeur repose sur la symétrie des caractéristiques de cette paire qui nécessite des diode parfaitement identiques. La diode QBV offre un remplacement pratique à ces dispositifs. Une étude plus approfondie de ce sujet peut révéler les vertus des QBV comme mélangeur. Cependant, il faut développer des diodes à un faible V_{br} étant donné que dans les applications millimétriques, on désire utiliser un minimum de puissance LO.

Durant cette recherche on a constaté la flexibilité des réalisations en guide d'onde qui offre une possibilité de syntonisation après fabrication difficile à réaliser avec les circuits planaires (MHMIC ou MMIC). Une structure qui profite des vertus des deux mondes sera une réalisation hybride d'un tripleur où une grille de diode, réalisée en technologie planaire, sera insérée dans une structure en guide d'onde où des syntonisations peuvent être faites une fois que le circuit est assemblé. Un tel circuit peut être facilement intégré à l'étape finale d'un transmetteur millimétrique utilisé dans des radars anticollision et dans des liaisons des réseaux LAN.

En réalité, les applications impliquant ce nouveau dispositif ne sont limitées que par l'imagination des ingénieurs. Ici, j'ai essayé de résumer quelques idées que j'ai trouvé intéressantes.

Références

[1] ERICKSON N.R., (1992). *A 500 GHz Transmitter/Receiver System for Phase/Magnitude Measurements*, IEEE MTT-S Digest, pp. 1149-1152.

[2] RYDBERG A., BRENDAN N.L. and LIDHOLM S.U., (1992). *On the Developpement of a High Efficiency 750 GHz Frequency Tripler for THz Heterodyne Systems*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-40, No. 5, pp. 827-830.

[3] BENSON F.A. (1969). *Millimeter and Submillimeter Waves*, ILIFE Books Limited, London,

[4] PANTELL R.H. (1958). *General Power Relationships for Positive and negative Nonlinear Resistive Elements*, Proceeding of IRE, Vol. 46, pp. 1910-1913.

[5] PAGE C.H., (1956). *Frequency Conversion with Positive Nonlinear Resistance*, Journal of National Bureau of Standard, Vol. 56, pp. 179-182.

[6] BENSON F.A. and WINDER F., (1967). *Nonlinear Resistance Harmonic Generators*, Electron letters, Vol. 3, pp.534-535.

[7] CLAY R., (1971). *Nonlinear Networks and Systems*, Wiley-Interscience, New York.

[8] TANG C.C., (1966) *An Exact Analysis of Varactor Frequency Multipliers* IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-14, No. 4, pp. 210-212.

[9] SARD E., (1979). *Closed Form Analysis of the Abrupt Junction Varactor Doubler*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-27, pp. 604-611.

[10] BURCKHARDT C.B., (1965). *Analysis of Varactor frequency Multipliers for Arbitrary Capacitance Variation and Drive Level*, Bell Syst. Tech. Journal, Vol. 44, pp. 675-692.

[11] MASS S.A., (1988). *Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House.

[12] CHOUDHURY D., FRERQUING M.A. and BATELMAN P.D. (1993). *A 200 GHz Tripler Using a Single Barrier Varactor*, IEEE MTT-41, No. 4, pp. 595-599.

[13] FRERQUING M.A. and EAST J.R. (1992). *Novel Heterojunction Varactors*, Procceding of the IEEE, Vol. 80, No. 11, pp. 1853-1860.

[14] RAHAL A., BOSISIO R.G., ROGERS C., OVEY J. and MISSOUS M. (1995). *A Multi-stack Quantum Barrier Varactor on InP for MM-wave Frequency Tripling*, 25th European Microwave Conference, EMC-95, Vol.2, pp. 981-984.

[15] RAHAL A., BOSISIO R.G., ROGERS C., OVEY J. and MISSOUS M. (1995). *A W-Band Medium Power Multi-Stack Quantum Barrier Varactor Frequency Tripler*, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 5, No. 11 , pp. 368-370.

[16] RAÏSAINAN A., TOLMUNEN T.J., NATZIC M., FRERKING M., BROWN E., GRÖNQVIST H. and NILSEN S., (1995) *A Single Barrier Varactor Quintupler at 170 GHz*, IEEE MTT-43, No. 3, pp. 685-688.

[17] FABER M., CHRAMIEC J. and ADAMSKI M. (1995). *Microwave and Millimeter-Wave Diode Frequency Multipliers*, Artech House.

[18] BENSON F.A. and LAST J.D. (1965). *Nonlinear Transmission Line Harmonic Generator*, Proc. IEE, Vol 112, No. 4, pp. 635-641.

[19] JÄGER D., (1985) *Characteristics of Travelling Waves Along the Non-Linear Transmission lines for Monolithic Integrated Circuits : a Review*, Int. J. Electronics, , Vol. 58, No. 4, pp. 649-669.

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

[21] HUI S., ZHANG M., DOMIER C.W., LUHMANN N.C., SJOGREN L.B. and LIU H., (1995). *Novel Concept for Improved Nonlinear Transmission Line Performance*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, No. 4, pp. 780-788.

[22] WEDDING B. and JÄGER D., (1980) *Phase-Matched Second Harmonic Generation and Parametric Mixing on Nonlinear Transmission Lines*, Electonic Letters, No. 17, 27 Nov., pp. 76-77.

[23] MASS S.A., (1994). *A Broadband Planar Monolithic Resistive Frequency Doubler*, IEEE MTT-S Digest, , pp. 443-446.

[24] FIKART J. and XUAN Y. (1993). *A New Circuit Structure for Microwave Frequency Doublers*, IEEE MTT-S Digest, pp. 407-410.

[25] LEIGHTON W. H., CHAFFIN R.J. and WEBB J.G., (1973) *RF Amplifier design with Large-Signal S-Parameters*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-21, No. 12, pp. 809-814.

[26] KOSUGI Y. and NAITO. Y., (1972). *Automatic Reike Diagram Drawing System*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-20, No. 12, pp. 852-855.

[27] CUSACK J.M., PERLOWS M. and PERLMAN B.S, (1974). *Automated Load Contour Mapping for Microwave Power Transistors*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-22, No.12, pp. 1146-1152.

[28] SECHI F., (1983). *A computer Controlled Microwave Tuner for Automated Load-Pull*, RCA Review, Vol. 44, pp. 566-583.

[29] TUCKER R. and BRADLEY P., (1984). *Computer Aided Error Correction of Large Signal Load-Pull Measurements*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-32, No. 3, pp.296-300.

[30] ***Automated tuner System***, (1987). technical data 4t-050, Maury Microwave Corp., Cucamonga Ca. May87.

[31] TAKAYAMA Y., (1976). *A New Load-Pull Characterization Method for Microwave Power transistors*, IEEE MTT-S Digest, pp. 218-220.

[32] KOTZEBUE K., TAN T. and Mcquate D., (1987). *An 18 to 26.5 GHz Waveguide Load-Pull System using Active-Load Tuning*, IEEE MTT-S Digest, , pp.453-456.

[33] STANCLIFF R. and POULIN D., (1979). *Harmonic Load-Pull*, IEEE MTT-S Digest, pp. 185-187.

[34] ACTIS R. et al. (1989). *Large-Signal Characterization of Millimeter-Wave Transistors using an Active Load-Pull Measurement System*, IEEE MTT-S Digest, pp. 835-838.

[35] GHANNOUCHI F.M. and BOSISIO R.G., (1992). *Source-Pull/Load-Pull Oscillator Measurements at Microwave/MM Wave Frequencies*, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurements, Vol. 41, No. 1, pp. 32-35.

[36] GHANNOUCHI F.M. and BOSISIO R.G., (1992). *An Automated Millimeter-Wave Active Load-Pull Measurement System Based on Six-Port Techniques*, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurements, Vol. 41, No. 6, pp. 957-962.

[37] COUPAT J.M., BOUYSSE PH., NEBUS J.M. and VILOTTE J., (1993). *An Enhaced Active Load-Pull System for Highly Mismatched Power Transistor measurements*, IEEE MTT-S Digest, pp. 245-248.

[38] DI-LUÂN LÊ (1995). *Caractérisation non-linéaire multi-fréquentielle des transistor micro-ondes et application à la conception optimale des mélangeurs de fréquence à MESFET*, Thèse de Doctorat, École Polytechnique de Montréal, Canada.

[39] JAMES D. and DORMER L., (1981). *A Study of High Power pulsed characteristics of Low-noise GaAs MESFET*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-29, pp. 1298-1310.

[40] DEMERS Y, BOSISIO R.G. and GHANNOUCHI F.M., (1990). *Repetitive and Single Shot Pulse Microwave Six-Port Reflectometer*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 39, No. 1, pp. 195-200.

[41] BARTON T.M et al., (1987). *Narrow Pulse Measurements of Drain Characteristics of GaAs MESFETs*, Electronics Letters, 18th June 1987, Vol. 23, No. 13, pp. 686-687.

[42] LOTT U., (1989). *Measurement of Magnitude and Phase of Harmonics Generated in Nonlinear Microwave Two-Ports*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-37, No. 10, pp. 1506-1511.

[43] VERSPECHT J., DEBIE P. BAREL A. and MARTENS L., (1995). *Accurate on Wafer Measurement of phase and Amplitude of the Spectral Components of Incident and Scattered Voltage Waves at the Signal Ports of a Nonlinear Microwave Device*, IEEE MTT-S, pp. 1029-1032.

[44] SECHI F., HUANG H. and PERLMAN B., (1978). *Waveform and saturation in GaAs Power MESFETs*, 8th European Microwave Conference, pp. 473-477.

[45] HAJJI R., (1996). *Modélisation grand signal des transistors bipolaires à hétérojonction aux ondes centimétriques et millimétriques*, Thése de Doctorat, École Polytechnique de Montréal, Canada.

[46] VERSPECHT J. (1995). *Calibration of a Measurement System for High Frequency Nonlinear Devices*, Thèse de Doctorat, Vrije Universitiet Brussel, Faculteit Toegepaste Wetenschappen, Belgie.

[47] HOER C.A., (1972). *The Six-Port coupler : A New Approach to Measuring Voltage, Current, Power, Impedance and Phase*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 21, No. 4, pp. 466-470.

[48] ENGEN G. F., (1977). *The Six-Port Reflectometer : An Alternative Network Analyzer*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-25, No. 12, pp. 1075-1079.

[49] ENGEN G.F., (1977). *An Improved Circuit for Implementing the Six_Port Technique of Microwave Measurements*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-25, No. 12, pp. 1080-1083.

[50] BELLANTONI J.V. and COMPTON R.C., (1990). *A Vector Network Analyzer Integrated into Coplanar-Waveguide Probes*, IEEE MTT-S Digest, , pp. 1025-1028.

[51] HUYART B., RICHARD H., BERGEAULT E., JALLET L., DELISLE Y. et BOSISIO R.G., (1993). *Dispositif de mesure intégré*, Journées Nationales Microondes, Brest, pp. 6D10-11.

[52] SOLOMON N., WEITZMAN S., MCCLAY P. and CRONSON H., (1992). *A Monolithic Six-Port Module*, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 2, pp. 334-336.

[53] ENGEN G.F., (1973). *Calibration of an Arbitrary Six-Port Junction for Measurement of Active and Passive Circuit Parameters*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 22, No. 6, pp. 295-299.

[54] WOODS C., (1979). *Analysis and calibration Theory of the General 6-Port Reflectometor employing four Amplitude Detectors*, IEE Proceedings, Vol. 126, No.2, pp. 221-228.

[55] GHANNOUCHI F.M. and BOSISIO R.G., (1988). *The Six-Port Reflectometer and its Complete Calibration By Four Standard Terminations*, IEE Proceedings, Vol. 135, No. 4, pp. 285-288.

[56] SHIHE L. and BOSISIO R.G., (1982). *Calibration of Multiport Reflectometers by Means of Four Open/Short Circuits*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-30, No. 7, pp. 1085-1090.

[57] SOMLO P.I. and HUNTER J.D., (1982). *A Six-Port Reflectometer and its Complete Characterization by Convenient Calibration Procedures*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-30, No. 2, pp. 186-191.

[58] QIAN C.Z. (1985). *An Improved Method for Six-Port Reflectometer Calibration*, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 34, No. 4, pp. 611-615.

[59] HODGETTS T.E. and GRIFFIN E.J., *A Unified Treatment of The Theory of Six-Port Reflectometer Calibration Using the Minimum of Standards*, Royal Signal and Radar Establishment, Malvern U.K., Report No. 83003.

[60] LI J., BOSISIO R.G. and WU K., (1996). *Dual-Tone Calibration of Six-Port Junction and Its Application to the Six-Port Direct Digital Millimetric Receiver*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-44, No. 1, pp. 93-99.

[61] ZHOWU C. and BINCHON X., (1987). *Linearization of Diode Detector Characteristics*, IEEE MTT-S Digest, pp. 265-267.

[62] KOLLBERG E., TOLMUNEN T.J., FRERKING M. and EAST J., (1992). *Current Saturation in Submillimeter wave Varactors*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 40, No. 5, pp. 831-838.

[63] VAKHSHOORI D. et al. (1987). *Resonant Tunelling diodes with AlAs barrier : Guides for improving room-temperature operation*, Journal of Applied Physics, Vol. 62, pp. 3474-3476.

[64] RYDBERG A., GRÖNQVIST H. and KOLLBERG E. (1990). *Millimeter and submillimeter-wave Multipliers Using Quantum Barrier Varactor (QBV) diodes*, IEEE Electron Device Letters, Vol. 11, No. 9, pp. 373-275.

[65] NILSEN S., GRÖNQVIST H., HJELMGREN H., RYDBERG A. and KOLLBERG E. (1993). *Single Barrier Varactors fro Submillimeter Wave Power Generation*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 41, No. 4, pp. 572-579.

[66] KRISHNAMURTHI K., HARRISON R.G., LIU H., BUCHANAN M., WASILEWSKI Z. and THOMPSON J.R. (1994). *Chair-Barrier Varactors on GaAs for Frequency Triplers*, IEEE MTT-S, Vol. 1, pp. 313-316.

[67] KRISHNAMURTHI K., HARRISON R. G., ROGERS C., OVEY J., NILSEN S. and MISSOUS M. (1994). *Stacked Heterostructure Barrier Varactors on InP for Millimeter Wave Triplers* European Microwave Conference, Sep. 94, Vol. 2, pp. 758-763.

[68] KRISHNAMURTHI K. and HARRISON R.G. (1993). *Analysis of Symmetric Varactor Frequency Triplers*, IEEE MTT-S, Vol. 2, pp. 649-652.

[69] JONES J.R., TAIT G.B., JONES S.H., and SCOTT KATZER D. (1995). *DC and Large-Signal Time-Dependent Electron Transport in Heterostructure Devices : An*

Investigation of Heterostructure Barrier Varactor, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 42, No. 8,

[70] ABOU-KHALIL M., RAHAL A., GOANO M., MACIEJKO R., WU K. and BOSISIO R.G. (1997) *Predicting Nonlinear Eelctrical Performance in Single and Multiple Quantum-Barrier Varactors by Monte Carlo Technique*. To appear in IEEE Transaction on Electron Devices.

[71] GUMMEL H.K. AND POON H.C. (1970). *An Integral Charge control Model of Bipolar Transistors*, Bell Syst. Tech. J., Vol. 49, pp. 827-852.

[72] EBERS J.J and MOLL J.L. (1954) *Large Signal Behavior of Junction Transistors*. Proceedings of the IRE, Vol. 42, pp. 1761-1772.

[73] CURTICE W.R. and CAMISA R.L. (1984). *Self-Consistent GaAs FET Model for Amplifier Design and Device Diagnostics*, IEEE MTT, Vol. MTT-32, pp. 1573-1578.

[74] FAZAL A. and GUPTA A. (1991)., *HEMTs and HBTs Devices, Fabrication and Circuits*, Artech House.

[75] LUCYSZYN S., GREEN G. and ROBERTSON I.D. (1992). *Accurate Millimeter-wave Large Signal Modeling of Planar Schottky Varactor Diodes*, IEEE MTT-S, Vol. 1, pp. 259-262.

[76] ROOT D.E., PIROLA M., FAN S. and COGNATA A. (1993). *Measurement-Based Large Signal Diode Model, Automated Data Acquisition System and Verification with On-Wafer Power and Harmonic Measurements*. IEEE MTT-S Digest, Vol. 1, pp. 261-264.

[77] HOULDING N. (1960). *Measurement of Varactor Quality*, Microwave Journal, Vol. 3, pp. 40-45.

[78] DeLOACH B.C. (1964). *A new Microwave Measurement Technique to Characterize diodes and an 800-Gc cutoff frequency Varactor at Zero volts Bias*. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-12, pp. 15-20.

[79] ROBERTS D.A. (1964). *Measurements of Varactor Diode Impeadance*. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-12, pp.471-475.

[80] HOULDING N. (1965). *Varactor Measurements and Equivalent Circuits*. IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-13, pp.872-873.

[81] VENDELIN G.D. and ROBINSON S.A. (1966). *A Power Reflection Technique for Characterization of High Quality Varactor Diodes*, IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-14, No. 12, pp. 603-608.

[82] IMAOKA T. (1990). *A New Evaluation Method For RF Characteristics of Varactor Diodes*. Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 3, No. 1, pp. 38-41.

[83] mcspadden J., Yoo T. and CHANG K. (1992). *Diode Characterization in a Microstrip Measurement System for high Power Microwave Power Transmission*. IEEE MTT-S Digest, pp. 1015-1018.

[84] WANG S. (1990). *A CAD/CAM Wideband Microwave Six-Port Junction*, Mémoire de Maîtrise Sciences Appliquées, École Polytechnique de Montréal, Canada.

[85] RAHAL A. (1993). *Caractérisation d'une diode Gunn et conception d'un oscillateur à résonateur diélectrique (DRO) en ondes millimétriques*. Mémoire de Maîtrise Sciences Appliquées, École Polytechnique de Montréal, Canada.

[86] SOBHY M. and JASTRZEBSKI A.K. (1985). *Direct Integration Methods of Non-Linear Microwave Circuits*, European Microwave Conference, Paris-85. pp. 1110-1118.

[87] SUSSMAN S.E. and HANTGAN J.C. (1988). *SPICE Implementation of Lossy Transmission Lines and Schottky Diode Models*, IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-36, No. 1, pp. 153-155.

[88] MASS S.A., (1988). *Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House.

[89] SIEGEL P.A., KERR A.R. and HUANG W. (1984). *Topics in the Optimization of Millimeterwave Mixers*, NASA Technical Paper No. 2287.

[90] NAKHLA M.S. and VALCH J. (1976). *A Piecewise Harmonic Balance Technique for Determination of Periodic Response of Non-Linear Systems* , IEEE Trans. On Circuits and Systems, Vol. CAS-23, No. 2, pp. 85-91.

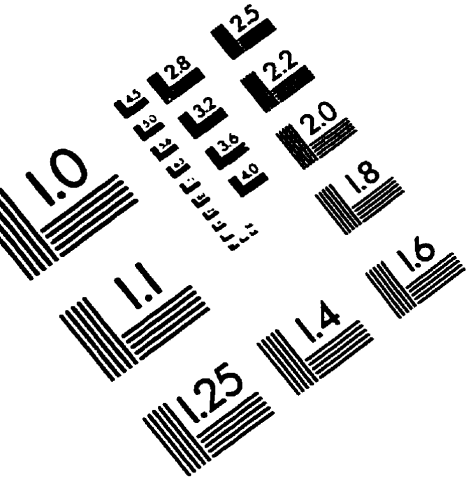
[91] GILMORE R.J. (1986). *Non-Linear Circuit Design using the Modified Harmonic Balance Method* IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-34, No. 12, pp. 1294-1306.

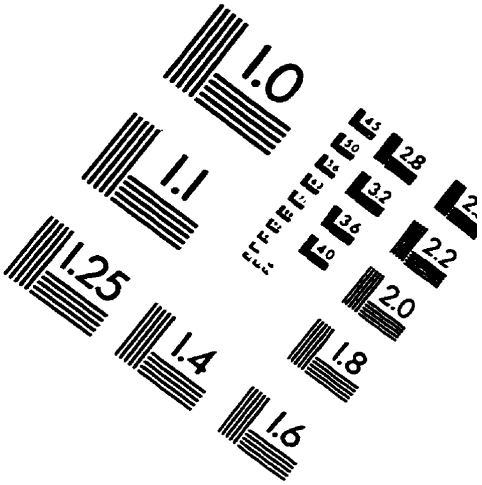
[92] KUNDERT K.S., SORKIN G.B. and VINCENTELLI A.S. (1988). *Appliying Harmonic Balance to Almost-Periodic Circuits*, IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-36, No. 2, pp. 366-378.

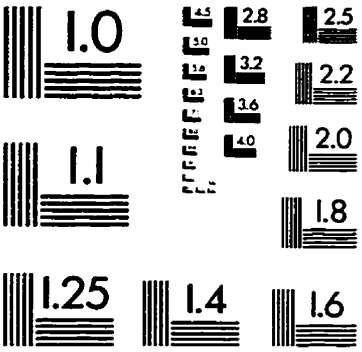
[93] HUI H., SJOGREN L. B., DOMIER C., LUHMANN N., SIVCO D.L. and CHO A., (1993). *Monolithic Quasi-Optical Frequency Tripler Array with % W output Power at 99 GHz*" IEEE Electron Device Letters, Vol. 14, No. 7, pp. 329-331.

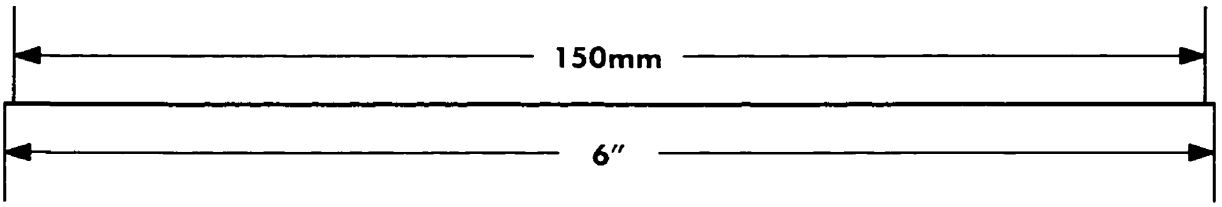
[94] Raïsänen A. V., (1994). *Recent Advances in the Studies of Frequency Multipliers at Millimeter and Submillimeter wavelegths*. European Microwave Conference Sep. 94, Vol. 1, pp. 132-143.

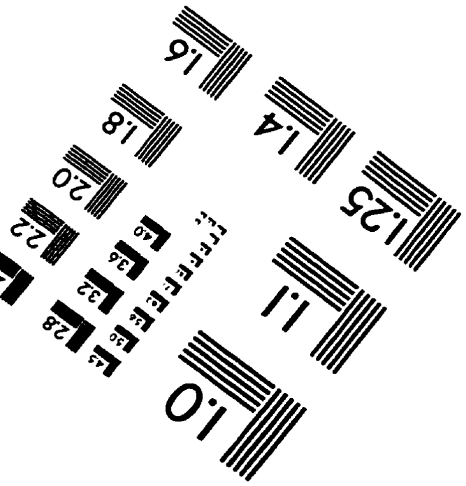
IMAGE EVALUATION TEST TARGET (QA-3)

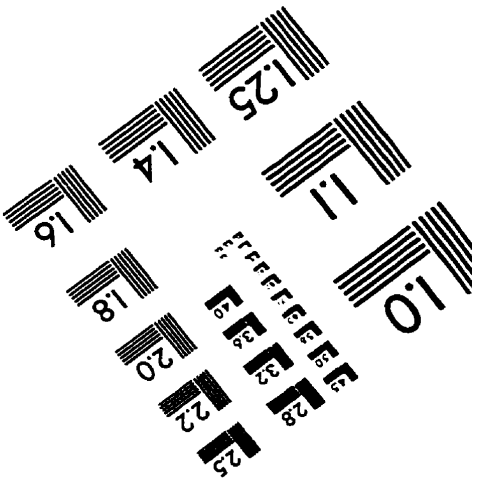










APPLIED IMAGE, Inc
1653 East Main Street
Rochester, NY 14609 USA
Phone: 716/482-0300
Fax: 716/288-5989

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