NOTE TO USERS

This reproduction is the best copy available

UMI

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION D'UN DOUBLEUR ET TRIPLEUR DE FRÉQUENCE À 28 GHz UTILISANT LA TECHNOLOGIE MICRORUBAN ET GUIDE NRD

ISMAIL CHRAIBI
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

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

©Ismail Chraibi, 1998

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.

0-612-38665-1

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

CONCEPTION D'UN DOUBLEUR ET TRIPLEUR DE FRÉQUENCE À 28 GHz UTILISANT LA TECHNOLOGIE MICRORUBAN ET GUIDE NRD

présenté par :CHRAIBI Ismail

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

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

M. BOSISIO Renato, M.Sc.A., président
M. WU Ke, Ph.D., membre et directeur de recherche
M. AKYEL Cevdet, Ph.D., membre

DÉDICACE

À ma mère et à mon père

REMERCIEMENTS

J'aimerais exprimer ma reconnaissance à mon directeur de recherche, Monsieur Ke Wu, qui m'a fourni tous les moyens pour mener à terme ce projet et qui a été d'un grand support tout au long de ma recherche.

J'aimerais aussi remercier Monsieur Abdallah Bacha qui m'a aidé à effectuer les différentes simulations et optimisations de la transition microruban-guide NRD.

Enfin, je voudrais remercier Monsieur Jules Gauthier pour les différentes fabrications et les conseils donnés.

RÉSUMÉ

Depuis le début des télécommunications, la génération du signal a été l'un des problèmes majeurs. Très tôt, la multiplication de fréquence a été utilisée pour la génération de signaux. Cette technique permet d'obtenir et d'utiliser les harmoniques d'un signal à une fréquence fondamentale. Un multiplicateur de fréquence est donc un circuit qui génère à sa sortie des multiples entiers du signal d'entrée. Par sa nature, le multiplicateur est un circuit actif.

De nos jours, le multiplicateur de fréquence est largement utilisé à des fréquences millimétriques. Les liens de communications point à point, les systèmes de communications satellites, les réseaux locaux de communication et les radars anti-collision ne sont que quelques exemples de systèmes fonctionnant à des fréquences millimétriques où le multiplicateur peut trouver place, essentiellement dans les sources de signaux. Cependant, le multiplicateur de fréquence demeure aussi utilisé dans des applications à plus basse fréquence telles que les synthétiseurs de fréquence et les radars.

D'autre part, il y a le guide diélectrique non rayonnant NRD. Ce dernier est une ligne de transmission qui présente de faibles pertes aux fréquences millimétriques et un coût raisonnable. Plusieurs composants passifs (filtres, coupleurs...) ont été conçus avec le guide NRD. Cependant, les circuits actifs utilisant le guide NRD n'ont pas encore vu le jour.

Dans le cadre de ce projet, l'intégration d'un multiplicateur de fréquence planaire au guide NRD est abordée pour la première fois. La conception d'un doubleur et tripleur à 28 GHz en technologie hybride microruban et guide NRD est proposée. Le choix de la fréquence à 28 GHz a été fait à cause de l'attribution de cette fréquence aux systèmes de communications locales multipoints 'LMCS' (Local Multipoint Communication Systems). La bande de fréquence LMCS est 25.35 GHz à 28.35 GHz.

La conception d'un tel dispositif a été faite en trois étapes. La première étape est la conception du doubleur et du tripleur en technologie planaire. La seconde étape est la conception d'une transition microruban-NRD à 28 GHz. La troisième étape est l'intégration du circuit planaire au guide NRD. Il est évident que des tests et mesures ont été faits à chaque étape de la conception pour corroborer l'étude théorique et valider les simulations.

Les résultats obtenus sont globalement satisfaisants et confirment la faisabilité de circuits hybrides utilisant la technologie microruban et le guide NRD.

ABSTRACT

Since the very beginning of telecommunications, signal generation has been a major problem. At a very early stage, frequency multiplication was used to generate signals. This technique enables us to obtain and to use the harmonics of a signal at a fundamental frequency. A frequency multiplier is therefore a circuit which generates at its output entire multiples of the entry signal. By its nature, the multiplier is an active circuit.

Nowadays, the frequency multiplier is widely used at millimeter-wave range. The point to point communication links, satellite communication systems, local communication networks and anti-collision radars are merely examples of systems functioning at millimeter wave frequencies where the multiplier can find its place, essentially in signal sources. Nevertheless, the frequency multiplier also remains useful in lower frequency applications such as frequency synthesizers and radars. Also, there is the non radiative dielectric (NRD) guide. This guide is a transmission line which presents low millimeter wave frequency loss and reasonable cost. Many passive components (filters, couplers, etc...) have been designed with the NRD guide. However, frequency multiplier involving the NRD guide technology have not been reported so far.

Throughout this project, the integration of a planar frequency multiplier with NRD guide is proposed for the first time. The design of a doubler and tripler at 28 Ghz in hybrid technology microstrip and NRD guide is made. The frequency band at 28 Ghz has been selected because of the allocation of this frequency to the system of local communications "LMCS" (Local Mobile Communication System).

The design of such a device has been done in three steps. The first step is the design of a doubler and tripler in planar technology. The second step is the design of a transition microstrip - NRD at 28 Ghz. The third step is integration of planar circuits with NRD guide components. It is obvious that tests and measures were done at every steps of the design in order to corroborate the theoretical studies and validate the simulations.

The obtained results are globally satisfactory and confirm the feasibility of hybrid circuits using the microstrip technology and the NRD guide.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE iv
REMERCIEMENTS v
RÉSUMÉ vi
ABSTRACT viii
TABLE DES MATIÈRES x
LISTE DES FIGURES xiv
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS xxii
LISTE DES ANNEXES xxiii
CHAPITRE 1 : Le multiplicateur de fréquence 1
1.1 Introduction 1
1.2 Classification des multiplicateurs de fréquence 2
1.3 Principe d'opération d'un multiplicateur de fréquence 3
1.4 Paramètres des multiplicateurs de fréquence 5
1.5 Topologies de base des multiplicateurs de fréquence à diode 8
1.5.1 Multiplicateurs de fréquence à une diode 8
1.5.2 multiplicateurs à structure balancée 11
1.6 Méthode d'équilibrage harmonique 14
1.7 Modèle équivalent des diodes 16
1.8 Limites théoriques des multiplicateurs de fréquence à diodes 18
1.8.1 Limites du multiplicateur de fréquence résistif 20
1.8.2 Limites du multiplicateur réactif 21
1.9 Conclusion 22
CHAPITRE 2 : Le doubleur 14-28 GHz 23
2.1 Introduction 23

2.2 Caractéristiques de la diode Schottky 23
2.3 Analyse approximative du doubleur résistif 26
2.4 Design théorique du doubleur à 28 GHz 32
2.5 Design sur MDS 35
2.5.1 Circuit général du doubleur et critères de conception 36
2.5.2 Critères d'optimisation 38
2.5.3 Impédances optimales 39
2.5.4 Rectification du circuit à l'aide de MOMENTUM 42
2.6 Performances du doubleur obtenues par MDS 48
2.7 Performances estimées du doubleur modifié 54
2.8 Mesures expérimentales du doubleur 14-28 GHz 56
2.9 Interprétation des résultats 61
2.10 Conclusion 63
CHAPITRE 3 : Le tripleur réactif 9.333-28 GHz 64
3.1 Introduction 64
3.2 Caractéristiques de la diode Varactor 64
3.3 Analyse du tripleur réactif 67
3.4 Design théorique du tripleur réactif 70
3. 5 Design du tripleur réactif 9.333-28 GHz sur MDS 77
3.5.1 Circuit général du tripleur réactif et critères de conception 77
3.5.2 Critères d'optimisation 80
3.5.3 Impédances optimales 81
3.5.4 Rectification du tripleur 9.333-28 GHz à l'aide de MOMENTUM 85
3.6 Performances obtenues avec MDS du tripleur réactif 9.333-28 GHz 91
3.7 Performances estimées du tripleur réactif 102
3.8 Interprétation des résultats et discussion 103
3.9 Conclusion 105
CHAPITRE 4 : Le tripleur résistif 9.333 - 28 GHz 106

4.1 Introduction 106
4.2 Caractéristiques de la diode 106
4.3 Analyse du tripleur résistif 106
4.4 Design sur MDS du tripleur résistif 9.333-28 GHz 108
4.4.1 Circuit général du tripleur résistif et critères de conception 108
4.4.2 Critères d'optimisation 110
4.4.3 Impédances optimales 111
4.4.4 Rectification du circuit à l'aide de MOMENTUM 114
4.5 Performances obtenues avec MDS du tripleur résistif 9.333-28 GHz 120
4.6 Performances estimées du tripleur résistif modifié 126
4.7 Mesures expérimentales du tripleur résistif 9.333-28 GHz 127
4.8 Interprétation des résultats 133
4.9 Conclusion 134
CHAPITRE 5 : La transition microruban - guide NRD à 28 GHz 135
5.1 Introduction 135
5.2 Description du guide NRD 135
5.3 Description de la transition 137
5.4 Principe de fonctionnement 138
5.5 Technique d'analyse 141
5.5.1 Influence des paramètres de la transition 142
5.6 Paramètres de la transition 146
5.7 Résultats simulés et expérimentaux 147
5.8 Interprétations des résultats 151
5.9 Conclusion 152
CHAPITRE 6 : Les filtres 153
6.1 Introduction 153
6.2 Filtre passe-bande à 28 GHz 153
6.2.1 Design du filtre passe-bande à 28 GHz 158

6.2.2 Performances du filtre passe-bande à 28 GHz 161
6.3 Filtre passe-bas à 14 GHz 163
6.3.1 Théorie des lignes de transmission 165
6.3.2 Conception du filtre passe-bas à 14 GHz 167
6.3.3 Performances du filtre passe-bas à 14 GHz 171
6.4 Conclusion 173
CHAPITRE 7 : Intégration du doubleur et du tripleur au guide NRD 174
7.1 Introduction 174
7.2 Doubleur hybride 14-28 GHz 174
7.2.1 Intégration du doubleur planaire 14-28 GHz au guide NRD 174
7.2.2 Performances du doubleur hybride 14-28 GHz 176
7.2.3 Interprétation des résultats 186
7.3 Tripleur hybride 9.333-28 GHz 188
7.3.1 Intégration du tripleur planaire 9.333-28 GHz au guide NRD 188
7.3.2 Performances du tripleur hybride 9.333-28 GHz 190
7.3.3 Interprétation des résultats 199
7.4 Conclusion 200
Conclusions et recommandations 202
BIBLIOGRAPHIE 205

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Principe de fonctionnement d'un multiplicateur de fréquence employant une résistance non-linéaire....3
Figure 1.2 : Principe de fonctionnement d'un multiplicateur de fréquence employant une capacité non-linéaire....4
Figure 1.3 : Circuit équivalent d'un multiplicateur de fréquence....5
Figure 1.4 : Largeur de bande d'un multiplicateur de fréquence....7
Figure 1.5 : Schémas d'un multiplicateur de fréquence d'ordre n....9
Figure 1.6 : Circuit équivalent de Thévenin d'un multiplicateur de fréquence....10
Figure 1.7 : Connexion antiparallèle des diodes....11
Figure 1.8 : Polarités de la diode....12
Figure 1.9 : Connexion antisérie des diodes....13
Figure 1.10 : Topologie générale d'un circuit actif avec élément non-linéaire....14
Figure 1.11 : Un circuit non-linéaire divisé en partie linéaire et non-linéaire....15
Figure 1.12 : Courbe I(V) d'une diode Schottky ou Varactor....16
Figure 1.13 : Modèle simplifié d'une diode Schottky (région I)....17
Figure 1.14 : Modèle simplifié d'une diode Varactor (région II)....18
Figure 1.15 : Circuit équivalent d'un multiplicateur de fréquence avec séparation des impédances et des filtres....19
Figure 2.1 : Circuit 'MDS ' utilisé pour simuler les paramètres S de la diode HP....24
Figure 2.2 : Paramètres S11 de la diode HP en fonction de la tension de polarisation....25
Figure 2.3 : Partie réelle de l'impédance de la diode en fonction de la tension de polarisation....26
Figure2.4 : une représentation simplifiée du doubleur résistif....27
Figure 2.5 : Tensions et courants dans le doubleur résistif....29

Figure 2.6 : Courant dans la diode Id 30
Figure 2.7 :Impédance de la diode à la fréquence d'entrée f1 33
Figure2.8 : Impédance de la diode à la fréquence 2.f1 34
Figure 2.9 : Circuit final du doubleur 35
Figure 2.10 : Layout du doubleur 14-28 GHz 36
Figure 2.11 : Paramètres S22 du circuit d'entrée pour 14 GHz et 28 GHz 40
Figure 2.12 : Paramètres S11 du circuit d'entrée pour 14 GHz et 28 GHz 41
Figure 2.13 : Circuit d'entrée du doubleur 43
Figure 2.14 : Circuit de sortie du doubleur 43
Figure 2.15 : Paramètres S22 du circuit d'entrée simulé avec MOMENTUM et MDS à 14GHz et 28GHz 44
Figure 2.16 : Paramètres S11 du circuit de sortie simulé avec MOMENTUM et MDS à 14GHz et 28GHz 45
Figure 2.17 : Paramètres S22 du réseau d'entrée modifié à 14 GHz et 28 GHz 46
Figure 2.18 : Paramètres S11 du réseau d'entrée modifié à 14 GHz et 28 GHz 47
Figure 2.19 : Courant et tension aux bornes de la diode 48
Figure 2.20 : Harmoniques du courant Id circulant dans la diode 49
Figure 2.21 : Tensions à l'entrée et à la sortie du doubleur 49
Figure 2.22 : Puissance à l'entrée du doubleur, Pin, et puissance au niveau de la diode Pd 50
Figure 2.23 : Puissance de sortie du doubleur 51
Figure 2.24 : Pertes de conversion en fonction de la puissance d'entrée 52
Figure 2.25 : Paramètres S11 en grand-signal du doubleur 53
Figure 2.26 : Pertes de conversion en fonction de la fréquence pour une puissance de 11dBm 54
Figure 2.27 : Pertes de conversion estimées du doubleur 55
Figure 2.28 : Banc de mesure du doubleur 14-28GHz 56

Figure 2.29 : Puissance d'entrée, puissance de sortie et pertes de conversion mesurées du doubleur 58
Figure 2.30 : Variation des pertes de conversion mesurées en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de 11.80 dBm 59
Figure 2.31 : Pertes de conversion simulées et mesurées du doubleur 14-28 GHz 60
Figure 2.32 : Pertes de conversion mesurées et simulées du doubleur 14-28 GHz en fonction de la fréquence 61
Figure 3.1 : Circuit 'MDS ' utilisé pour simuler les paramètres S de la diode METELICS 65
Figure 3.2 : Paramètres S11 de la diode METELICS en fonction de la tension de polarisation 65
Figure 3.3 : Partie imaginaire de l'impédance de la diode en fonction de la tension de polarisation 66
Figure 3.4 : Forme de la diode Varactor 67
Figure 3.5 : Structure générale d'un multiplicateur réactif 70
Figure 3.6 : Structure simplifiée du tripleur réactif 70
Figure 3.7 : Impédances de la diode à la fréquence d'entrée et de sortie 74
Figure 3.8 : Impédances de la diode aux fréquences d'entrée et de sortie 76
Figure 3.9 : Layout du tripleur réactif 9.333-28 GHz 78
Figure 3.10 : Paramètres S22 du réseau d'entrée aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz 82
Figure 3.11 : Paramètres S11 du réseau de sortie aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz 83
Figure 3.12 : Circuit d'entrée du tripleur réactif 85
Figure 3.13 : Circuit de sortie du tripleur réactif 86
Figure 3.14 : Paramètres S22 du réseau d'entrée aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz simulés avec MOMENTUM et MDS 87

Figure 3.15 : Paramètres S11 du réseau de sortie aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz simulés avec MDS et MOMENTUM 88
Figure 3.16 : Paramètres S22 du réseau d'entrée modifié aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz 89
Figure 3.17 : Paramètres S11 du réseau de sortie modifié aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz 90
Figure 3.18 : Tension et courant aux bornes de la diode 92
Figure 3.19 : Harmoniques du courant Id circulant dans la diode 93
Figure 3.20 : Tension à l'entrée et à la sortie du tripleur réactif 94
Figure 3.21 : Puissance à l'entrée du tripleur réactif , Pin, et puissance au niveau de la diode Pd 95
Figure 3.22 : Puissance de sortie du tripleur réactif 96
Figure 3.23 : Pertes de conversion du tripleur réactif en fonction de la puissance d'entrée 97
Figure 3.24 : Courant DC dans la diode en fonction de la puissance d'entrée 98
Figure 3.25 : Paramètres S11 en grand-signal du tripleur réactif 99
Figure 3.26 : Pertes de conversion du tripleur réactif en fonction de la longueur du Wire-bond pour une puissance de source de 23 dBm 100
Figure 3.27 : Paramètres S11 en grand-signal en fonction de la longueur du Wire-bond pour une puissance de source de 23 dBm 101
Figure 3.28 : Pertes de conversion du tripleur réactif en fonction de la fréquence pour une puissance de 23 dBm 102
Figure 4.1 : Représentation simplifiée du tripleur résistif 107
Figure 4.2 : Layout du tripleur résistif 9.333-28 GHz 109
Figure 4.3 : Paramètres S22 du réseau d'entrée du tripleur résistif pour les fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz 112
Figure 4.4 : Paramètres S11 du réseau de sortie du tripleur résistif pour les fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz 113

Figure 4.5 : Réseau d'entrée du tripleur résistif....114
Figure 4.6 : Réseau de sortie du tripleur résistif....115
Figure 4.7 : Paramètres S22 du réseau d'entrée du tripleur résistif simulés avec MDS et MOMENTUM aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz....116
Figure 4.8 : Paramètres S11 du réseau de sortie du tripleur résistif simulés avec MOMENTUM aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz....117
Figure 4.9 : Paramètres S22 du réseau d'entrée modifié du tripleur résistif simulés avec MOMENTUM aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz par rapport aux paramètres optimaux....118
Figure 4.10 : Paramètres S11 du réseau de sortie modifié du tripleur résistif simulés avec MDS et MOMENTUM aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz par rapport aux paramètres S11 optimaux....119
Figure 4.11 : Courant et tension aux bornes de la diode pour le tripleur résistif....120
Figure 4.12 : Harmoniques du courant Id circulant dans la diode du tripleur résistif....121
Figure 4.13 : Tensions à l'entrée et à la sortie du tripleur résistif....121
Figure 4.14 : Puissance à l'entrée du tripleur résistif, Pin, et puissance au niveau de la diode Pd....122
Figure 4.15 : Puissance de sortie du tripleur résistif....123
Figure 4.16 : Pertes de conversion du tripleur résistif en fonction de la puissance d'entrée....124
Figure 4.17 : Paramètres S11 en grand-signal du tripleur résistif....125
Figure 4.18 : Pertes de conversion du tripleur résistif en fonction de la fréquence pour une puissance de 11dBm....126
Figure 4.19 :Banc de mesure du tripleur 9.333-28 GHz....128
Figure 4.20 : Puissance d'entrée, puissance de sortie et pertes de conversion mesurées du tripleur résistif....129
Figure 4.21 : Variation des pertes de conversion mesurées en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de 12.12 dBm....130

Figure 4.22 : Pertes de conversion simulées et mesurées du tripleur résistif 9.333-28 GHz 131
Figure 4.23 : Pertes de conversion mesurées et simulées du tripleur résistif 9.333-28 GHz en fonction de la fréquence 132
Figure 5.1 : Exemple d'un circuit NRD 136
Figure 5.2 : Coupe transversale du guide NRD 136
Figure 5.3 : Schéma d'une transition microruban - NRD 137
Figure 5.4 : Diagramme des lignes de champs du mode dominant LSM10 dans le Guide NRD 138
Figure 5.5 : Lignes de champs dans un guide NRD pour le mode LSE_{10} 139
Figure 5.6 : Lignes de champs dans un guide NRD pour le mode LSM_{10} 139
Figure 5.7 : Lignes du champ électrique et du champ magnétique dans une ligne microruban, mode quasi-TEM 140
Figure 5.8 : Schéma du prototype avec 2 transitions microruban - NRD 141
Figure 5.9 : Coefficient de transmission S21 de la transition microruban -NRD pour différentes largeurs du diélectrique 143
Figure 5.10 : Coefficient de transmission S21 de la transition microruban -NRD pour différentes longueurs du circuit ouvert dans le guide NRD 144
Figure 5.11 : Coefficient de transmission S21 de la transition microruban -NRD pour différentes largeurs de la fente. 145
Figure 5.12 : Coefficient de transmission simulé S21 de la transition microruban - guide NRD avec les paramètres optimaux 147
Figure 5.13 : Layout de la transition microruban - Guide NRD 148
Figure 5.14 : Kit de calibration TRL 149
Figure 5.15 : Coefficient de transmission mesuré S21 de la transition optimale 150
Figure 5.16: Coefficient de transmission S21 de la transition mesuré et simulé 151
Figure 6.1 : Gabarit du filtre passe-bande à 28 GHz 154
Figure 6.2 : Topologie du filtre passe-bande avec les lignes couplées 155

Figure 6.3 : Prototype d'un filtre passe-bas avec éléments localisés 155
Figure 6.4 : Représentation d'un filtre avec lignes couplées 156
Figure 6.5: Propriété de l'inverteur 156
Figure 6.6 : Layout du filtre passe-bande à lignes couplées (f_r=28 GHz) 161
Figure 6.7 : Coefficient de transmission simulé et mesuré du filtre passe-bande à 28 GHz 162
Figure 6.8 : Gabarit du filtre passe-bas 163
Figure 6.9 : Filtre passe-bas à saut d'impédance 164
Figure 6.10 : Filtre passe-bas de type tchebyscheff 164
Figure 6.11 : Filtre passe-bande d'ordre 5 en éléments localisés 168
Figure 6.12 : Layout du filtre passe-bas à 14 GHz 170
Figure 6.13 : Coefficient de transmission S12 simulé avec MDS du filtre passe-bas 171
Figure 6.14 : Coefficient de transmission S12 mesuré et simulé du filtre passe-bas 172
Figure 7.1 : Doubleur hybride 14-28 GHz 175
Figure 7.2 : Puissance à l'entrée du doubleur hybride, Pin, et puissance au niveau de la diode Pd 177
Figure 7.3 : Puissance de sortie du doubleur 178
Figure 7.4 : Pertes de conversion du doubleur hybride en fonction de la puissance d'entrée 179
Figure 7.5 : Pertes de conversion en fonction de la fréquence pour une puissance de 11dBm 180
Figure 7.6 : Puissance d'entrée, puissance de sortie et pertes de conversion mesurées du doubleur hybride 182
Figure 7.7 : Variation des pertes de conversion mesurées du doubleur hybride en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de 11.81 dBm 183
Figure 7.8 : Pertes de conversion simulées et mesurées du doubleur hybride 14-28 GHz 184

Figure 7.9 : Pertes de conversion mesurées et simulées du doubleur hybride en fonction de la fréquence 185
Figure 7.10 : Layout de 2 courbes à 90° 187
Figure 7.11 : Coefficient de transmission S12 simulé des 2 courbes à 90° de la figure 7.10 187
Figure 7.12 : Tripleur hybride 9.333-28 GHz 189
Figure 7.13 : Puissance à l'entrée du tripleur hybride, Pin, et puissance au niveau de la diode Pd 191
Figure 7.14 : Puissance de sortie du tripleur hybride 192
Figure 7.15 : Pertes de conversion du tripleur hybride en fonction de la puissance d'entrée 193
Figure 7.16 : Pertes de conversion du tripleur hybride en fonction de la fréquence pour une puissance de 11dBm 194
Figure 7.17 : Puissance d'entrée, puissance de sortie et pertes de conversion mesurées du tripleur hybride 196
Figure 7.18 : Variation des pertes de conversion mesurées du tripleur hybride en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de 12.23 dBm 197
Figure 7.19 : Pertes de conversion simulées et mesurées du tripleur hybride 9.333-28 GHz 198
Figure 7.20 : Pertes de conversion mesurées et simulées du tripleur hybride en fonction de la fréquence 199

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

NRD : Non radiative Dielectric

TRL : Thru Reflect Line

MDS : Microwave Design System, logiciel de conception de circuits micro-ondes de Hewlett Packard

MOMENTUM : Simulateur numérique des champs électromagnétiques

LINCALC : Option de MDS permettant le calcul des caractéristiques d'une grande variété de lignes de transmission

TLM : Transmission Line Matrix method, méthode numérique pour le calcul des champs électromagnétiques

TMM : Substrat diélectrique fabriqué par ROGERS

LSM : Longitudinal Section Magnetic mode

LSE : Longitudinal Section Electric mode

TEM : Transverse ElectroMagnetic mode

MIC : Microwave Integrated Circuits

MHMIC : Miniature Hybrid Microwave Integrated Circuits

MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuits

LMCS : Local multipoint communication systems

LISTE DES ANNEXES

Annexe A.....206
Annexe B.....214
Annexe C.....219

CHAPITRE 1 : Le multiplicateur de fréquence

1.1 Introduction

Durant la deuxième guerre mondiale, les premiers multiplicateurs de fréquence ont vu le jour. À cette époque, leur conception était basée sur des diodes en Germanium ou sur des diodes Point-Contact en Silicon. Ce n'est qu'à l'arrivée des diodes P-N que le multiplicateur connût son vrai envol.

Autour des années 60, Burckhard [1] a établi des règles générales de conception de multiplicateurs réactifs. Sa méthode analytique se base sur des tables normalisées pour concevoir des multiplicateurs utilisant des diodes Varactor.

La méthode de Burckhard comporte plusieurs simplifications et avoue ses limites aux fréquences millimétriques principalement par son manque de précision.

Le déploiement de l'informatique et la mise au point de logiciels de CAO adaptés aux circuits micro-ondes permettent une conception rigoureuse de circuits non-linéaires et entre autres des multiplicateurs de fréquence. La méthode d'équilibrage harmonique 'HB' implantée dans le logiciel de CAO 'MDS' est une méthode efficace pour concevoir de tels circuits.

Dans ce chapitre, un aperçu général des multiplicateurs de fréquence est présenté. Le modèle équivalent des diodes et la description de la méthode d'équilibrage harmonique sont aussi inclus dans ce chapitre.

1.2 Classification des multiplicateurs de fréquence

Pour concevoir un multiplicateur de fréquence, l'utilisation d'un composant non-linéaire est nécessaire. Le composant utilisé dans la multiplication de fréquence doit avoir une forte non-linéarité et des propriétés électriques répétables et stables en plus d'avoir une fréquence de coupure supérieure à la fréquence de sortie. Les diodes Schottky, Varactor et Step-Recovery (SRD) sont fréquemment utilisées dans les générateurs d'harmoniques aux fréquences micro-ondes.

Il y a deux classes de multiplicateurs à diode, les multiplicateurs réactifs et les multiplicateurs résistifs.

Le multiplicateur résistif utilise la non-linéarité résistive du composant non-linéaire. Dans cette catégorie, on retrouve les multiplicateurs à diode Schottky. Ces multiplicateurs ont la réputation de pouvoir opérer sur une large bande et d'être facile à adapter. De plus ils sont moins sensibles aux variations de charge donc plus stables que leurs homologues réactifs. Néanmoins, ils présentent plus de pertes de conversion et génèrent plus de bruit.

Le multiplicateur réactif utilise la capacité non-linéaire de la diode. Les diodes Varactors sont utilisées dans ce genre de multiplicateur pour générer des harmoniques d'ordre 4 au maximum. Pour des harmoniques d'ordre supérieur à 4, on utilise les diodes SRD. Il est vrai que les multiplicateurs réactifs présentent moins de pertes de conversion et moins de bruit que les multiplicateurs résistifs mais ils opèrent sur une bande très étroite et souffrent d'une grande sensibilité aux conditions d'opérations et parfois même de problèmes de stabilité.

En pratique, les diodes destinées à la multiplication de fréquence possèdent une non-linéarité résistive et capacitive. Ainsi, la classification du multiplicateur dépend plus de la non-linéarité dominante dans le processus de multiplication.

En plus des diodes, les transistors (FET) sont parfois utilisés dans la conception des multiplicateurs de fréquences. Cependant, leur utilisation demeure très limitée. Ce genre

de multiplicateur ont l'avantage d'opérer sur une large bande en plus d'offrir un gain de conversion supérieur à 1. Le fait que les fonctions d'amplification et de génération de signal sont habituellement séparées limite l'utilisation des transistors dans les multiplicateurs de fréquence. Ainsi, le signal RF est généré, à l'aide d'une diode, à faible puissance et amplifié ensuite par un transistor. En séparant ces deux fonctions, on éloigne les composants qui génèrent de la chaleur de ceux qui en sont sensibles en plus de limiter la puissance des signaux indésirés à la sortie.

1.3 Principe d'opération d'un multiplicateur de fréquence

Les figures 1.1 et 1.2 montrent comment une résistance et une capacité non-linéaires peuvent convertir un signal à une seule harmonique en un signal contenant des multiples de l'harmonique du signal d'entrée.

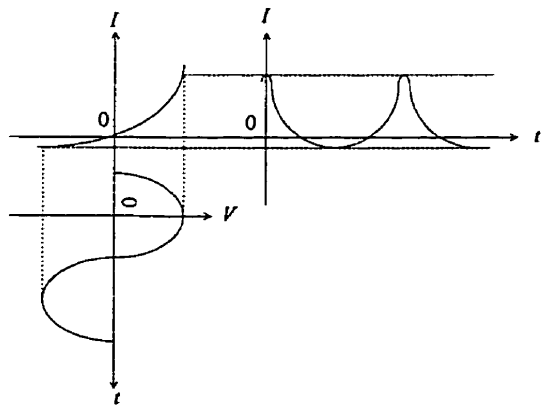


Figure 1.1 : Principe de fonctionnement d'un multiplicateur de fréquence employant une résistance non-linéaire

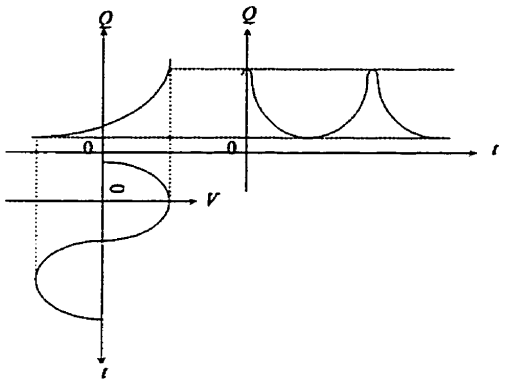


Figure 1.2 : Principe de fonctionnement d'un multiplicateur de fréquence employant une capacité non-linéaire

Mathématiquement, la relation courant-tension dans le cas d'une résistance non-linéaire et la relation charge-tension dans le cas d'une capacité peuvent s'écrire sous la forme d'une série de puissance autour du point d'opération DC.

Ainsi :

$$I(Vdc + \Delta V) = a0 + a1.\Delta V + a2.\Delta V^2 + a3.\Delta V^3.... \quad (1.1)$$

$$Q(Vdc + \Delta V) = b0 + b1.\Delta V + b2.\Delta V^2 + b3.\Delta V^3.... \quad (1.2)$$

La tension 'petit signal' appliquée à l'entrée de la diode est de la forme :

$$\Delta V = Vd.\cos(w_0.t) \quad (1.3)$$

En insérant l'équation 1.3 dans 1.1 et 1.2, on obtient une relation qui est de la forme :

$$I(t) = I0 + I1.\cos(w_0.t) + I2.\cos(2.w_0.t) + I3.\cos(3.w_0.t) + \ldots \quad (1.4)$$

$$Q(t) = Q0 + Q1.\cos(w_0.t) + Q2.\cos(2.w_0.t) + Q3.\cos(3.w_0.t) + \ldots \quad (1.5)$$

Le multiplicateur de fréquence doit donc comporter l'élément non-linéaire (diode) et des filtres qui permettent de sélectionner l'harmonique désirée.

On remarque que l'ordre de multiplication est limité par le degré des équations 1.1 et 1.2. Ceci est vrai si on ne tient pas compte de la caractéristique d'un mélangeur que joue un élément non-linéaire. Il est ainsi possible de générer des harmoniques supérieures à l'ordre du polynôme en permettant le mélange fréquentiel de sous composantes appropriées.

Supposons qu'on a une non-linéarité d'ordre carré. On peut construire un tripleur de fréquence en permettant le mélange de la fondamentale et de la deuxième harmonique. Cette opération est possible à l'aide d'un circuit résonnant à la deuxième harmonique qu'on appelle 'Idler'.

1.4 Paramètres des multiplicateurs de fréquence

Le circuit équivalent global d'un multiplicateur de fréquence est présenté à la figure 1.3.

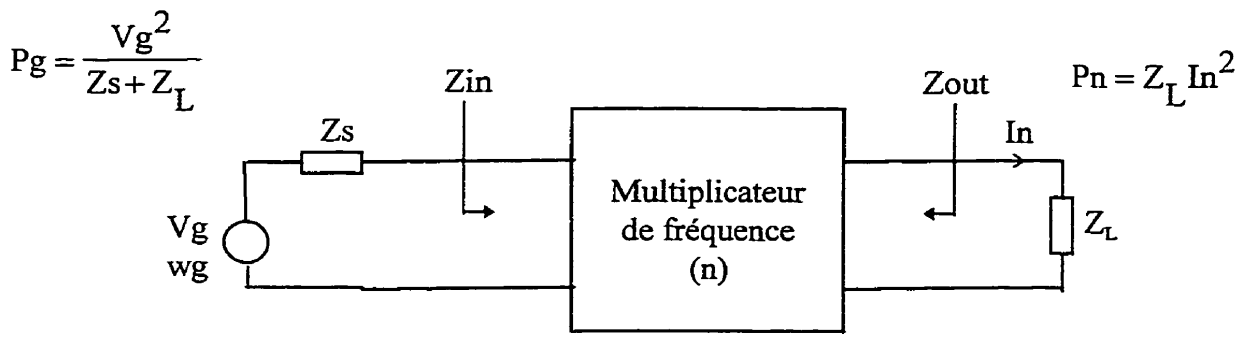


Figure 1.3 : Circuit équivalent d'un multiplicateur de fréquence

Ce circuit convertit un signal sinusoïdal Vg de fréquence angulaire wg en un signal de fréquence angulaire n.wg où n est l'ordre de multiplication.

Les paramètres suivants sont habituellement utilisés pour décrire et comparer les propriétés des multiplicateurs de fréquence.

- Pertes de conversion et puissance d'entrée maximale

Les multiplicateurs de fréquence utilisent des diodes semi-conductrices qui présentent des pertes. De ce fait, la puissance de sortie d'un multiplicateur est inférieure à la puissance injectée. La perte de conversion utilisée pour caractériser les multiplicateurs de fréquence est définie comme étant la puissance de source disponible Pg sur la puissance de la $n^{ième}$ harmonique Pn délivrée à la charge.

La perte de conversion est exprimée en dB. En se référant à la définition des pertes de conversion,

$$L_n(dB) = 10.\log(\frac{Pg}{Pn}) \qquad (1.6)$$

On peut aussi parler d'efficacité de conversion εc exprimée en pourcentage.

εc est le rapport de la puissance de sortie Pn sur la puissance de source disponible.

$$\varepsilon c = \frac{Pn}{Pg}.100\% \qquad (1.7)$$

Dans le design d'un multiplicateur de fréquence, on cherche à minimiser les pertes de conversion. Celles-ci dépendent grandement de la puissance injectée. De ce fait, la courbe des pertes de conversion en fonction de la puissance d'entrée est toujours jointe aux caractéristiques d'un multiplicateur. D'autre part, la puissance d'entrée maximale est limitée par la diode et doit donc être mentionnée dans les spécifications du multiplicateur.

- Largeur de bande

La largeur de bande est définie comme étant la bande de fréquence à l'entrée ou à la sortie dans laquelle le multiplicateur préserve des performances jugées acceptables. La

largeur de bande est établie en allouant une certaine augmentation dans les pertes de conversion ΔLn .

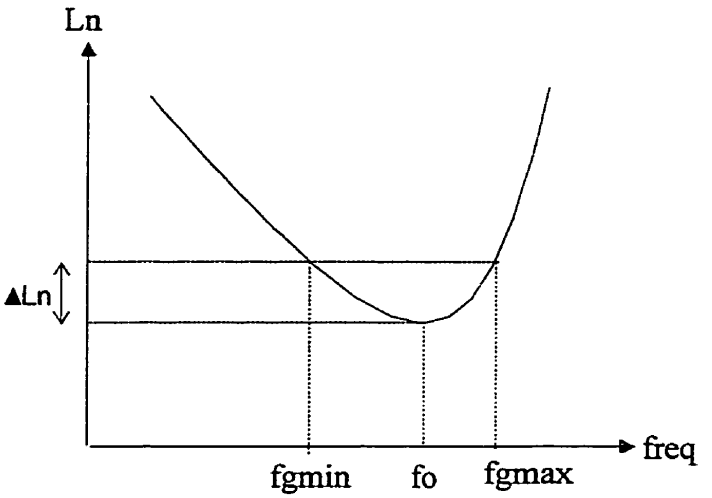


Figure 1.4 : Largeur de bande d'un multiplicateur de fréquence

Si on a des pertes de conversion telles que décrites à la figure 1.4, la largeur de bande est alors égale à :

$$B=fgmax-fgmin \qquad (1.8)$$

- Propriétés de conversion du bruit

Le signal d'excitation du multiplicateur contient dans les situations pratiques du bruit. Ce dernier est lui aussi sujet à la conversion de fréquence. De plus, le composant non-linéaire génère du bruit. Il est donc important de prédire le bruit à la sortie du dispositif.

- Spectre du signal de sortie du multiplicateur

L'élément non-linéaire génère un spectre d'harmoniques. Dans un bon multiplicateur, l'harmonique désirée est bien filtrée. Toutefois, d'autres harmoniques non désirées se retrouvent à la sortie du multiplicateur. Ces dernières peuvent affecter le bon fonctionnement des systèmes où le multiplicateur est utilisé. Il est donc nécessaire de

spécifier le niveau de puissance relative de toutes les harmoniques non désirées par rapport à l'harmonique désirée.

1.5 Topologies de base des multiplicateurs de fréquence à diode

Un multiplicateur de fréquence comporte en plus des composants non-linéaires des filtres et des circuits d'adaptation à l'entrée comme à la sortie. Les filtres d'entrée et de sortie laissent passer les signaux d'entrée et de sortie respectivement et rejettent les harmoniques non désirées.

Plusieurs topologies de multiplicateurs à diode existent. Les plus fréquemment rencontrées sont les multiplicateurs simples à une diode ou les multiplicateurs à structure balancée à plusieurs diodes.

1.5.1 Multiplicateurs de fréquence à une diode

Comme son nom l'indique, ce multiplicateur utilise une seule diode. Cette dernière peut être montée soit en série soit en parallèle (shunt). Les schémas de ses multiplicateurs se trouvent à la figure 1.5

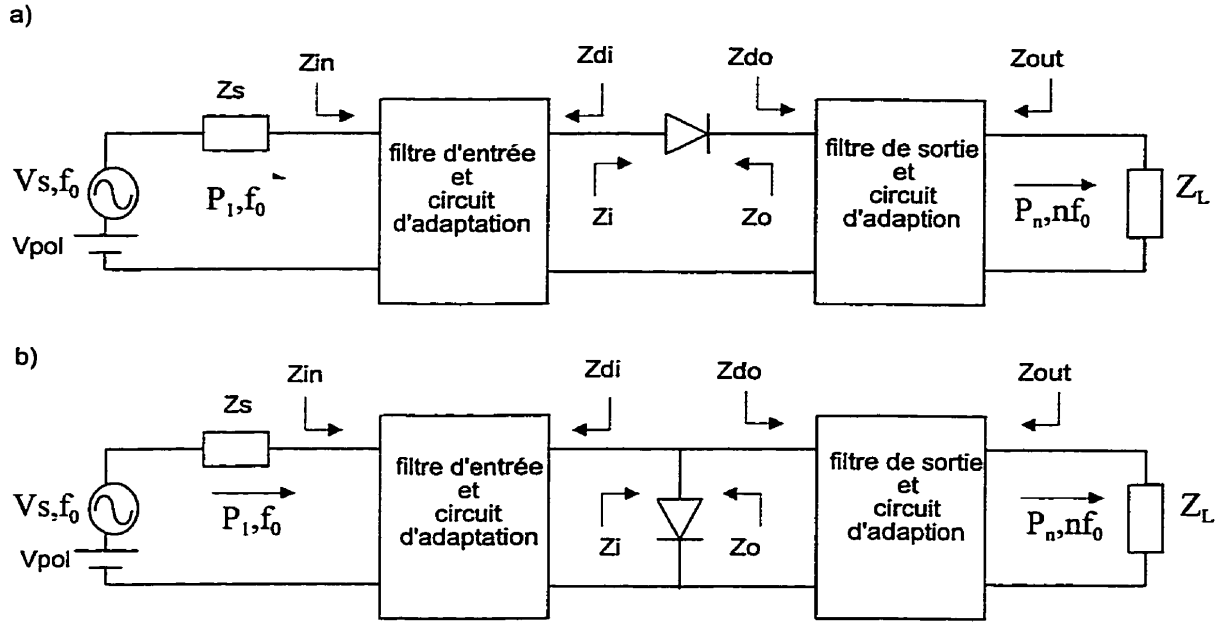


Figure 1.5 : Schémas d'un multiplicateur de fréquence d'ordre n
(a) diode en série, (b) diode en parallèle

Les impédances importantes du circuit sont aussi mises en évidence .

Zs : impédance de source.

Z_L : impédance de charge.

Zdi : impédance vue par la diode du côté de la source.

Zdo : impédance vue par la diode du côté de la charge.

Zi : impédance d'entrée de la diode à grand signal.

Zo : impédance de sortie de la diode à grand signal.

Zin : impédance d'entrée du multiplicateur.

Zout : impédance de sortie du multiplicateur.

Pour minimiser les pertes de conversion dans le circuit 'a' de la figure 1.5 (diode en série), il faut d'une part éviter les pertes de signal d'entrée dans le circuit de sortie représenté par Zdo et d'autre part éviter les pertes de signal de sortie dans le circuit d'entrée représenté par Zdi. Dans le cas idéal, ceci équivaut à :

$Zdo(f_0)=0$ et $Zdi(n.f_0)=0$

L'impédance vue alors par la diode du côté de la charge à la fréquence d'entrée équivaut à un court-circuit, et l'impédance vue par la diode du côté de la source à la fréquence de sortie $n.f_0$ équivaut à un court-circuit.

Le même raisonnement peut être appliqué au circuit 'b' de la figure 1.5 (diode en shunt). Dans ce cas, on a :

$Ydo(f_0)=\omega$ et $Ydi(n.f_0)=\omega$

La diode voit du côté de la charge un circuit ouvert à f_0 et voit du côté de la source un circuit ouvert à $n.f_0$.

Supposons que le signal d'entrée Vg est un signal sinusoïdal.

$Vg(t)= |Vg|e^{jwt}$

Vg est l'amplitude complexe de la source.

Le circuit équivalent Thévenin d'un multiplicateur est présenté à la figure 1.6.

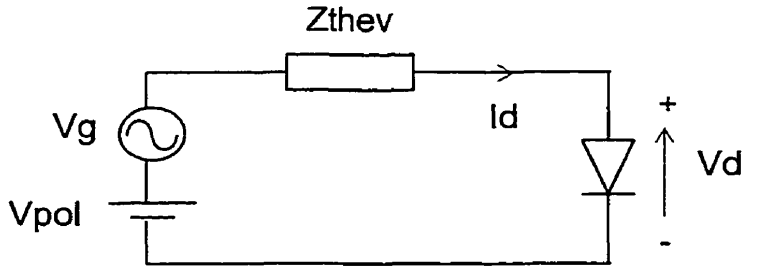


Figure 1.6 : Circuit équivalent de Thévenin d'un multiplicateur de fréquence

Le courant et la tension aux bornes de la diode peuvent être exprimés en termes de série de Fourier.

$Id(t)=|\Sigma I(n).e^{jnwt}|$

$Vd(t)= |\Sigma V(n).e^{jnwt}|$

La connaissance du courant qui traverse la diode et de la tension aux bornes de la diode nous permettra de déterminer les propriétés du multiplicateur. L'équilibrage harmonique est justement une analyse non-linéaire qui permet de trouver Id et Vd.

1.5.2 multiplicateurs à structure balancée

L'idée de combiner plusieurs diodes soit en série soit en parallèle permet de monter en puissance. En effet, en connectant m diodes identiques en série, on obtient un dispositif dont la tension de claquage est m fois plus grande que la tension de claquage d'une seule diode. Aussi en connectant m diodes en parallèle, on peut avoir un courant m fois supérieur diminuant par le fait même de m fois l'impédance vue par la source.
Les multiplicateurs à structure balancée à plusieurs diodes permettent donc d'augmenter la puissance de sortie mais aussi d'éliminer certaines harmoniques non désirées. Cette dernière caractéristique rend leur utilisation plus fréquente.
On retrouve deux sortes de multiplicateurs à structure balancée, ceux où les diodes sont sous forme antiparallèle et ceux où elles sont connectées en antisérie.

- Le multiplicateur à structure balancée avec diodes antiparallèles

La connexion antiparallèle est montrée à la figure 1.7.

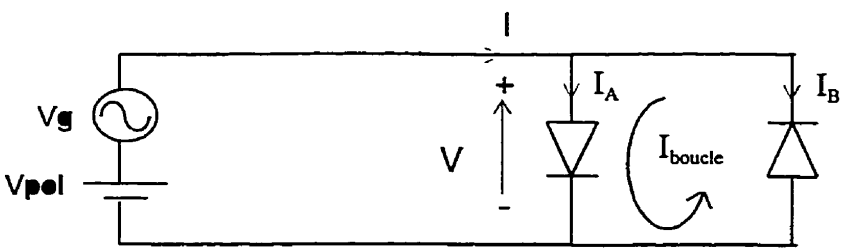


Figure 1.7 : Connexion antiparallèle des diodes

Selon la polarité de la diode (figure 1.8), nous définissons la relation tension-courant dans chaque cas.

La relation de tension-courant d'une diode peut s'écrire :

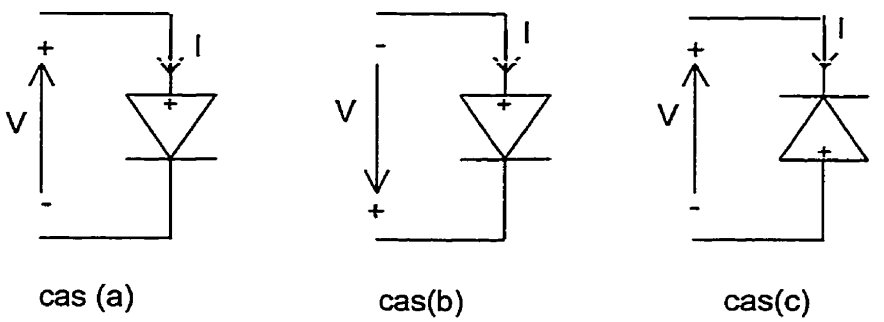
Cas (a) $I = f(V) = a.V + b.V^2 + c.V^3 + d.V^4 + ...$

La courbe caractéristique I/V d'une diode est en général asymétrique. En inversant la polarité, on obtient :

Cas (b) $I = f(-V) = -a.V + b.V^2 - c.V^3 + d.V^4 - ....$

En inversant la diode tout en gardant les mêmes conventions sur le courant et la tension, on peut écrire :

Cas (c) $I = -f(-V) = a.V - b.V^2 + c.V^3 - d.V^4 + ...$



cas (a) cas(b) cas(c)

Figure 1.8 : Polarités de la diode

Dans une connexion antiparallèle,

$I=I_A+I_B$

$I_A= a.V + b.V^2 + c.V^3 + d.V^4 + ...$

$I_B= a.V - b.V^2 + c.V^3 - d.V^4 + ...$

donc $I= 2a.V + 2c.V^3 + ...$

On remarque que le courant ne contient que des composantes impaires.

À l'intérieur de la boucle, on a :

$I_{boucle} = I_A = -I_B$

Ainsi, les composantes du courant d'ordre impair n'existent pas car il est impossible d'avoir $a.V=-a.V$ et $c.V^3=-c.V^3$ à moins que $V=0$.

La boucle ne contient donc que les composantes d'ordre paires.

Un multiplicateur de fréquence à structure balancée avec diodes antiparallèles rejette donc les harmoniques paires et ne permet qu'un ordre de multiplication impair.

On peut utiliser la configuration antiparallèle pour faire soit un multiplicateur résistif ou réactif. Cependant, le fait de ne pas pouvoir obtenir une structure parfaitement balancée à cause des diodes qui ne sont pas identiques sur le plan réel, limite l'utilisation d'une telle configuration dans les multiplicateurs réactifs.

- Multiplicateur à structure balancée avec diodes antiséries

La connexion antisérie de deux diodes identiques est montrée à la figure 1.9.

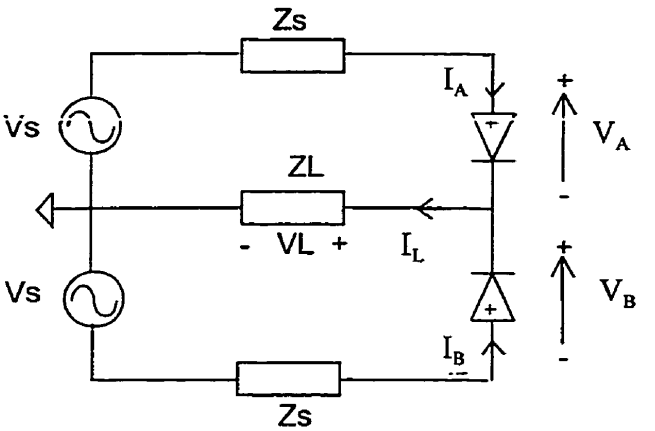


Figure 1.9 : Connexion antisérie des diodes

À cause de la symétrie du circuit, $V_A=V_B=V$

De plus, $I_L=I_A+I_B$

D'après la figure 1.7 :

$I_A = a.V + b.V^2 + c.V^3 + d.V^4 + ...$

$I_B = -a.V + b.V^2 - c.V^3 + d.V^4 + ...$

Donc,

$I_L = 2b.V^2 + 2d.V^4 + ...$

On ne retrouve donc à la sortie que les composantes de courant d'ordre pair.

Un multiplicateur de fréquence à structure balancée avec diodes antiséries rejette les harmoniques impaires et ne permet qu'un ordre de multiplication pair.

Vue que nous ne recherchons pas une puissance élevée à la sortie, et vue l'ordre de multiplication (2 et 3), nous utiliserons une configuration simple à une seule diode.

1.6 Méthode d'équilibrage harmonique

Pour faire l'analyse de nos multiplicateurs de fréquence, nous avons utilisé la méthode d'équilibrage harmonique implantée dans le logiciel de CAO pour circuits micro-ondes MDS.

En effet, 'Harmonic Balance' HB est l'outil par excellence pour l 'analyse de circuits non-linéaires. HB est applicable à une large variété de circuits micro-ondes non-linéaires tels que les amplificateurs, les oscillateurs et les multiplicateurs de fréquence.

HB consiste à séparer la partie linéaire du circuit de sa partie non-linéaire. L'analyse de la partie linéaire se fait dans le domaine fréquentiel tandis que l'analyse de la partie non-linéaire se fait dans le domaine temporel.

On a le circuit non-linéaire de la figure 1.10 :

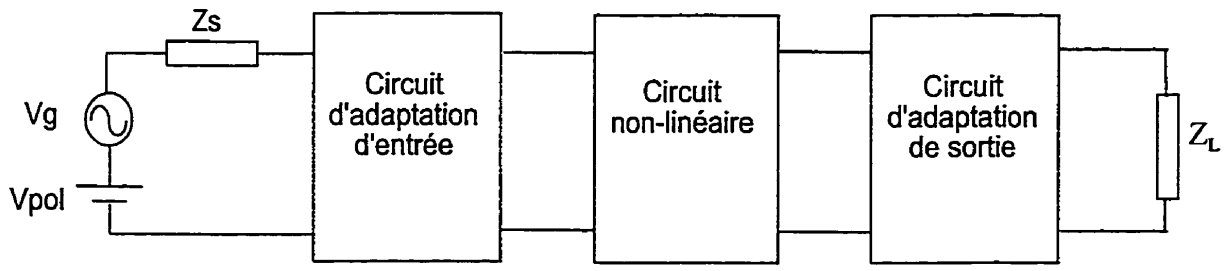


Figure 1.10 : Topologie générale d'un circuit actif avec élément non-linéaire

On peut faire la partition montrée à la figure 1.11.

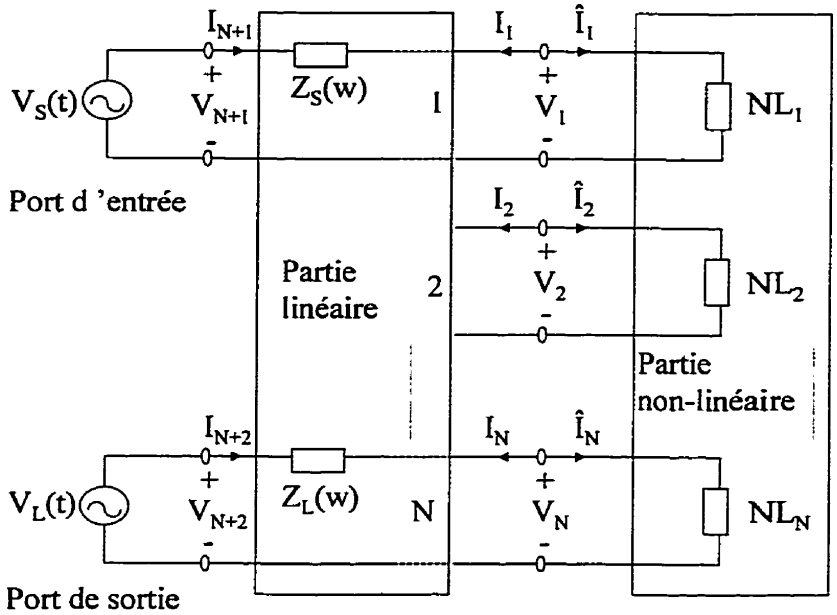


Figure 1.11 : Un circuit non-linéaire divisé en partie linéaire et non-linéaire

Ainsi, le circuit non-linéaire est divisé en partie linéaire et non-linéaire. Les impédances de source et de charge sont absorbées dans la partie linéaire.

Le circuit de la figure 1.11 est adéquatement analysé quand le courant et la tension à chaque port sont connus dans le domaine temporel.

Une autre alternative est de connaître le spectre fréquentiel de V et de I puisque une transformée de Fourrier permet de passer du domaine fréquentiel au domaine temporel.

Par exemple, en connaissant le spectre fréquentiel des tensions à tous les ports, on peut utiliser la matrice d'admittance Y de la partie linéaire pour trouver le courant I. Par une transformée de Fourrier inverse du courant , on obtient le courant dans le domaine temporel.

D'autre part, à partir de V, on peut trouver le courant $\hat{I}$ dans la partie non-linéaire par la relation caractéristique du composant non-linéaire $\hat{I}=f_{n.l}(V)$.

La méthode de solution consiste à trouver un vecteur solution V qui génère les mêmes courants dans les deux parties, linéaire et non-linéaire, du circuit . Autrement dit, il faut trouver le vecteur V qui permet d'avoir $I+\hat{I}=0$.

Pour résoudre ce genre de problème, HB utilise la méthode de Newton. Cette méthode nécessite que la fonction $I_{n.l}(V)$ soit continue et ait une valeur unique. C'est le cas pour une diode Schottky ou Varactor.

1.7 Modèle équivalent des diodes

Nous avons utilisé deux sortes de diodes pour concevoir nos multiplicateurs. Pour le doubleur et le tripleur résistifs, on a utilisé des diodes Schottky de marque HP. Pour le tripleur réactif, on a utilisé une diode Varactor à jonction P^+N de marque METELLICS.

Les caractéristiques I-V de chaque diode ont la même forme générales. Par contre, la diode Varactor présente une variation de capacité plus importante que celle de la diode Schottky combinée à une résistance plus faible.

La courbe I-V d'une diode Schottky ou Varactor est montrée à la figure 1.12.

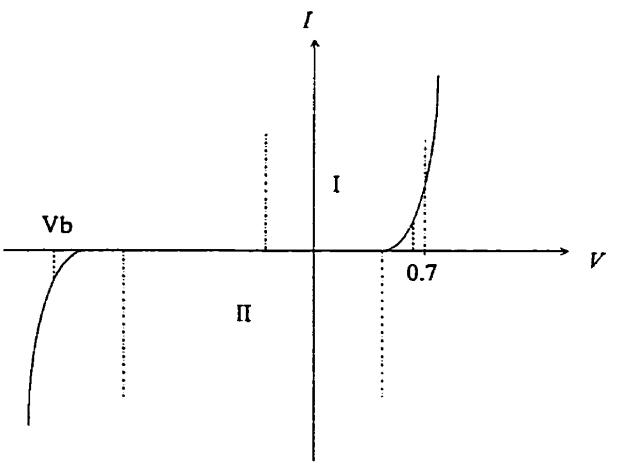


Figure 1.12 : Courbe I(V) d'une diode Schottky ou Varactor

Le doubleur et le tripleur résistifs utilisent la diode Schottky dans la région I.
Le tripleur réactif utilise la diode Varactor dans la région II.
La diode dans le doubleur et le tripleur résistifs passe en conduction contrairement à la diode Varactor dans le tripleur réactif.

Le modèle équivalent simplifié de la diode Schottky dans la région I est présenté à la figure 1.13.

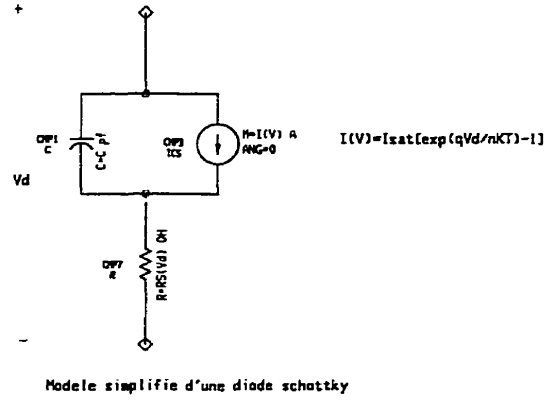


Figure 1.13 : Modèle simplifié d'une diode Schottky (région I)

Le courant circulant dans la diode s'exprime par l'équation suivante :

$$I(V) = I_{sat} \cdot \left[\exp\left(\frac{qV}{\eta KT} \right) - 1 \right] \tag{1.9}$$

Le fait que la diode passe en conduction fait en sorte que Rs passe de R à r avec R>>r. Cette variation de résistance est bien plus importante que celle de la capacité de jonction Cj. Cette dernière demeure pratiquement constante dans la région I.

Le modèle équivalent simplifié de la diode Varactor dans la région II est présenté à la figure 1.14.

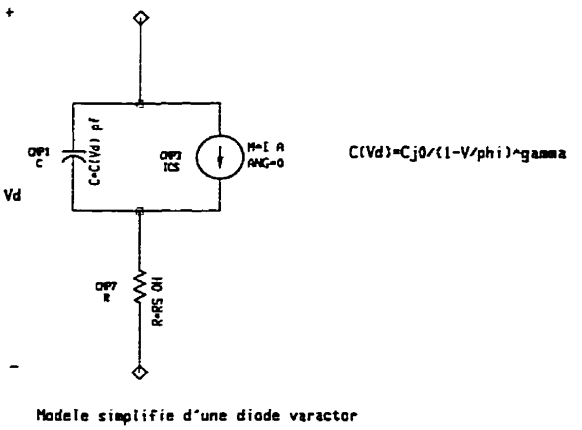


Figure 1.14 : Modèle simplifié d'une diode Varactor (région II)

La capacité de jonction de la diode Varactor suit la relation suivante :

$$C(V) = \frac{Cj_0}{\left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^{\gamma}} \qquad (1.10)$$

où Φ=0.6v et γ=0.45 pour la diode choisie.

Dans la région II, la diode ne conduit pas. Rs reste donc constante. Cependant, une variation dans la capacité de jonction Cj est présente.

1.8 Limites théoriques des multiplicateurs de fréquence à diodes

Supposons qu'on excite notre multiplicateur par deux signaux :

$Vg(t)=Re(Vg.e^{jwgt})$ et $Vo(t)=Re(Vo.e^{jwot})$

Vg représente le signal d'intérêt et Vo peut représenter le bruit.

Lorsque ces deux signaux sont appliqués à l'entrée du multiplicateur, les fréquences résultantes sont :

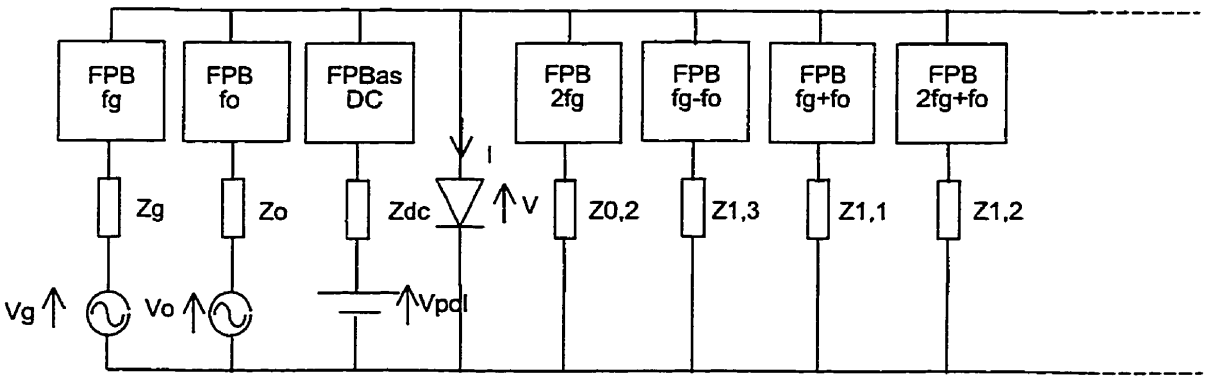
$$f_{m,n} = m.fo + n.fg \qquad (1.11)$$

où $fo = f_{1,0}$

$fg = f_{0,1}$

$fo+fg = f_{1,1}$

Le circuit équivalent du multiplicateur peut être présenté de la manière suivante :



FPBas : Filtre passe-bas
FPB : Filtre passe-bande

Figure 1.15 : Circuit équivalent d'un multiplicateur de fréquence avec séparation des impédances et des filtres

La diode est connectée en parallèle, du côté gauche, avec les sources de signal Vg et Vo ainsi qu'une source DC avec leur impédance respective $Zg=Z_{0,1}$, $Zo=Z_{1,0}$ et $Z_{DC}=Z_{0,0}$. Du côté droit, on retrouve les impédances présentées à la diode à chaque fréquence produite par le processus de multiplication.

Le courant et la tension aux bornes de la diode peuvent être exprimés par :

$$I = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_{m,n} \exp(jw_{m,n}t) \tag{1.12}$$

$$V = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_{m,n} \exp(jw_{m,n}t) \tag{1.13}$$

La puissance réelle et la puissance réactive parcourant la diode à la fréquence $f_{m,n}$ sont :

$$P_{m,n} = 2\,\mathrm{Re}(V_{m,n}I^*_{m,n}) = V_{m,n}I^*_{m,n} + V^*_{m,n}I_{m,n} \tag{1.14}$$

$$X_{m,n} = 2\,\mathrm{Im}(V_{m,n}I^*_{m,n}) = -j(V_{m,n}I^*_{m,n} - V^*_{m,n}I_{m,n}) \qquad (1.15)$$

Adoptons la convention suivante :

- Une puissance fournie à la diode est une puissance positive.
- Une puissance délivrée par la diode est une puissance négative.

1.8.1 Limites du multiplicateur de fréquence résistif

D'après [2], les relations de puissance pour une résistance non-linéaire positive vérifient les conditions suivantes:

$$\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty} m^2 P_{m,n} \geq 0 \qquad (1.16)$$

$$\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty} n^2 P_{m,n} \geq 0 \qquad (1.17)$$

La somme totale des puissances n'est jamais négative ce qui assure la stabilité du multiplicateur. La diode ne produit donc pas plus de puissance qu'elle n'en reçoit.

Prenons le cas d'un multiplicateur de fréquence résistif d'ordre n. Supposons que celui-ci ne génère que la fréquence n.fg. On ne retrouve donc que la puissance d'entrée $P_{0,1}$ et la puissance n.fg.

On a donc m=0.

D'après l'équation 1.17, $\quad P_{0,1} + n^2 P_{0,n} \geq 0 \qquad (1.18)$

On suppose qu'il n'y a aucune perte par réflexion à l'entrée du dispositif et à la sortie de la diode.

Ainsi, $P_{0,1} = Pg$ et $P_{0,n} = -P_L$ ($P_{0,n} < 0$ car c'est une puissance délivrée par la diode)

Donc,

L'équation 1.17 devient :

$$Pg \geq n^2 P_L \qquad (1.19)$$

$$\text{et } \frac{Pg}{P_L} = Ln \geq n^2 \qquad (1.20)$$

d'où $\quad Ln(dB) \geq 10\log(n^2)$ (1.21)

L'équation 1.20 démontre que les pertes de conversion dans un multiplicateur de fréquence résistif sont toujours supérieures à $10\log(n^2)$.

Pour un doubleur résistif, $L_2 \geq 6$ dB

Pour un tripleur résistif, $L_3 \geq 9.5$ dB

1.8.2 Limites du multiplicateur réactif

Dans le cas d'un multiplicateur réactif, la diode de la figure 1.15 peut être représentée par une capacité non-linéaire. Dans le cas idéal, la diode Varactor ne présente pas de pertes (Rs=0).

D'après [3], pour une capacité, on a la relation de puissance suivante :

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_{m,n} = 0 \qquad (1.22)$$

Supposons que le multiplicateur réactif d'ordre n ne génère que la fréquence n.fg.

On ne retrouve donc que la puissance d'entrée $P_{0,1}$ et la puissance $P_{0,n}$ à la fréquence n.fg.

donc, $\quad P_{0,1} + P_{0,n} = 0$ (1.23)

On suppose qu'il n'y a aucune perte par réflexion à l'entrée du dispositif et à la sortie de la diode.

Ainsi, $P_{0,1} = Pg$ et $P_{0,n} = -P_L$ ($P_{0,n} < 0$ car c'est une puissance délivrée par la diode)

Donc,

L'équation 1.23 devient :

$$Pg - P_L = 0 \qquad (1.24)$$

Ainsi, $$\frac{Pg}{P_L} = 1 \qquad (1.25)$$

D'après l'équation 1.25, le multiplicateur réactif ne présente aucune perte de conversion dans le cas idéal.

En pratique, la diode et les circuits d'adaptation présentent des pertes. Les pertes de conversion dans un multiplicateur réactif sont alors supérieures à 0 dB.

Le multiplicateur réactif présente alors moins de pertes de conversion que son homologue résistif. Néanmoins, pour obtenir le minimum de pertes de conversion dans un multiplicateur réactif, il faut s'assurer d'avoir une adaptation parfaite à l'entrée et à la sortie de la diode. La diode présente une impédance pratiquement capacitive ce qui rend son adaptation très difficile. Il en résulte un multiplicateur à très faible largeur de bande.

Dans le cas d'un multiplicateur réactif, on utilise la diode dans la région d'opération II (figure 1.12). Son modèle peut être représenté par une capacité Cj en série avec une résistance Rs (figure 1.14).

Ainsi, le facteur de qualité d'une diode Varactor s'écrit comme tel :

$$Q = \frac{1}{Cjo_{max} 2.\pi.f.Rs} \qquad (1.26)$$

Habituellement, Rs est très petite ($Rs \approx 2\Omega$).

Dans le cas idéal, Rs=0 donc Q tend vers l'infini.

Ainsi les circuits d'adaptation à l'entrée et à la sortie devraient aussi avoir un facteur de qualité élevé ce qui limiterait sévèrement la largeur de bande.

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a donné un aperçu général sur les multiplicateurs de fréquences, leur fonctionnement. Nous avons aussi abordé le modèle équivalent des diodes et la description de la méthode d'équilibrage harmonique utilisée pour simuler les circuits non-linéaires.

CHAPITRE 2 : Le doubleur 14-28 GHz

2.1 Introduction

Pour concevoir le doubleur de fréquence, nous avons opté pour un multiplicateur résistif. Nous utiliserons donc la diode comme résistance non-linéaire. Un multiplicateur résistif présente certes plus de pertes de conversion que le multiplicateur réactif mais sa stabilité et sa largeur de bande sont meilleures que celles du multiplicateur réactif. Ces deux propriétés faciliteront sa conception mais aussi son intégration au guide NRD.

Pour le design du doubleur, on s'est basé sur la méthode analytique présentée dans [4]. Cette méthode demeure approximative mais donne un circuit de départ facilement optimisable sur MDS.

Dans ce chapitre, l'analyse approximative et les étapes de conception du doubleur résistif en technologie planaire sont présentées.

2.2 Caractéristiques de la diode Schottky

Pour concevoir le doubleur résistif, nous avons utilisé une diode Schottky de marque HP(HP-HSCH5318) en configuration Beam lead. Les caractéristiques de cette diode sont données à l'annexe A.

Pour mettre en évidence la variation de la résistance de la diode utilisée, nous avons tracé sur un abaque de Smith le paramètre S11 de la diode simulé à différentes tensions de polarisation. Cette simulation a été possible grâce au modèle exact de la diode fourni par le fabricant sous forme de paramètres Spice. Le logiciel MDS extrait le modèle exact de la diode à partir de ces paramètres (Voir l'annexe C).

Le circuit qui nous permet d'obtenir les paramètres S de la diode est montré à la figure 2.1. Pour chaque valeur de Vc, on calcule S11.

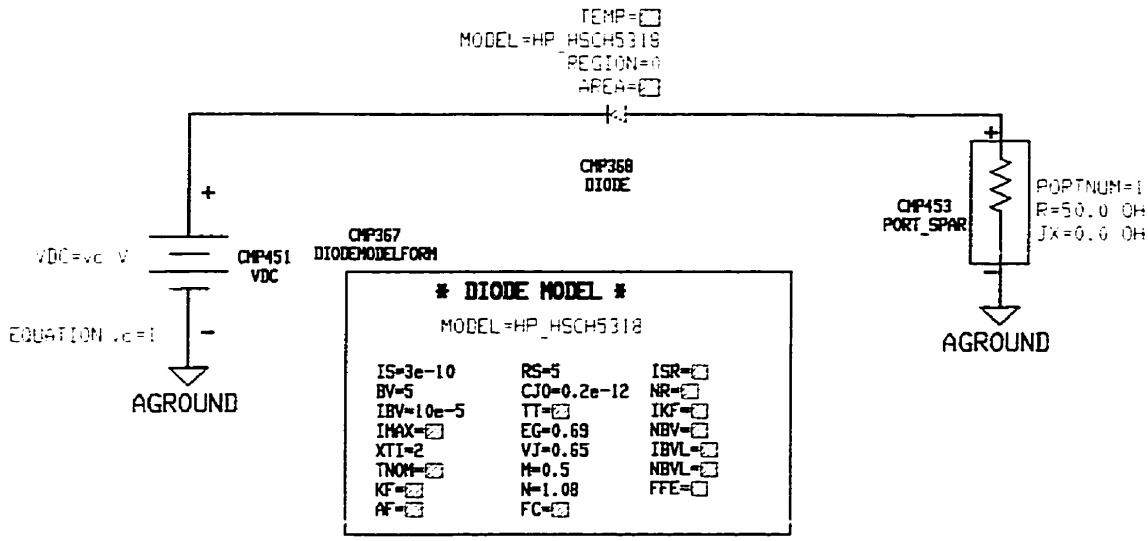


Figure 2.1 : Circuit 'MDS' utilisé pour simuler les paramètres S de la diode HP

Les définitions des paramètres Spice utilisés (figure 2.1) sont données dans l'annexe C. Les paramètres S11 de la diode sont tracés sur l'abaque de Smith de la figure 2.2.

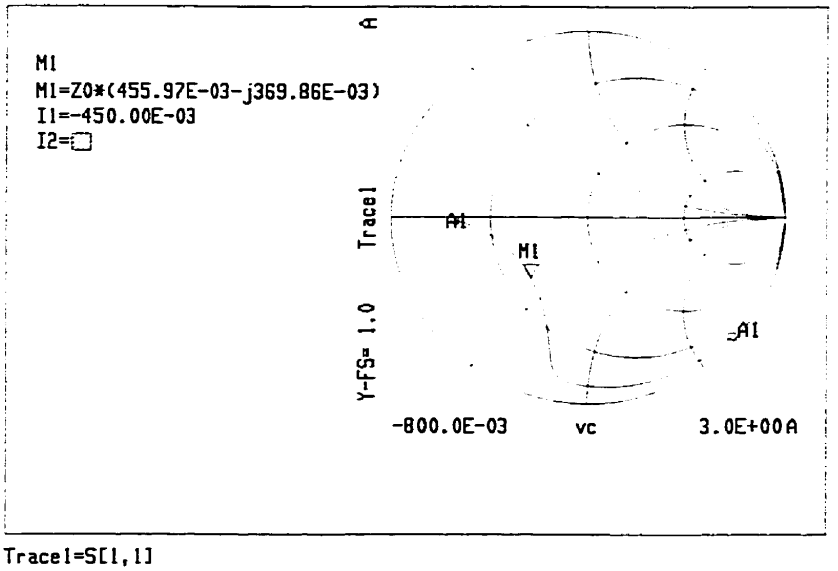


Figure 2.2 : Paramètres S11 de la diode HP en fonction de la tension de polarisation

On remarque que lorsque la tension de polarisation de la diode est entre 0.8 et 0.225, le paramètre S11 se promène sur plusieurs cercles de résistance constante, ce qui laisse présager une variation de Rs.

Pour illustrer la variation de Rs, nous avons tracé dans la figure 2.3 la partie réelle de l'impédance d 'entrée de la diode en fonction de sa tension de polarisation.

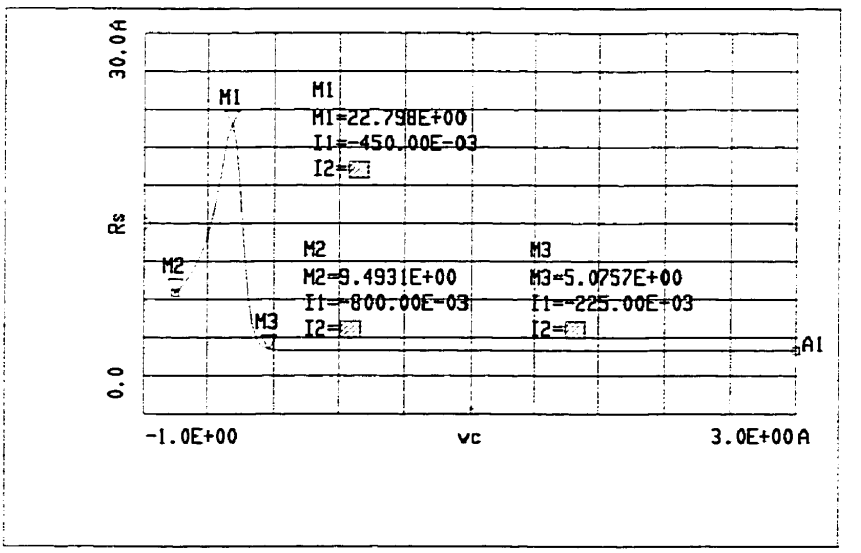


Figure 2.3 : Partie réelle de l'impédance de la diode en fonction de la tension de polarisation

À Vc=0.8 V , Rs= 9.5 Ω

À Vc=0.45 V , Rs= 22.8 Ω

À Vc≤ 0.25 V , Rs= 5 Ω

En effet, pour une tension de polarisation située entre 0.225 V et 0.8 V, la résistance de la diode est très non-linéaire.

2.3 Analyse approximative du doubleur résistif

Le schéma bloc d'un multiplicateur résistif est montré à la figure 1.5.a.

Le bon fonctionnement du doubleur dépend grandement des filtres et des circuits d'adaptation à l'entrée et à la sortie de la diode.

Le bloc d'entrée doit adapter la source à la diode à la fréquence fondamentale pour éviter les pertes par réflexion. De plus, il doit court-circuiter la diode à la fréquence de sortie pour éviter de perdre une partie du signal de sortie dans le réseau d'entrée.

Le bloc de sortie doit adapter la charge à la diode. De plus, il doit court-circuiter la diode à la fréquence fondamentale pour éviter toute perte du signal d'entrée dans le réseau de sortie.

En pratique, ces conditions ne peuvent pas être rencontrées toutes à la fois et une augmentation des pertes de conversion est prévisible par le fait même.

Il faut donc trouver les impédances Zdi et Zdo qu'on doit présenter à l'entrée et à la sortie de la diode.

L'analyse qui suit est une analyse approximative sur un doubleur de fréquence résistif tirée de [4]. Cette analyse nous permettra de déterminer des valeurs de départ pour les impédances vues par la diode du côté de la source et de la charge (Zdi et Zdo).

La figure 2.4 est une représentation simplifiée du doubleur résistif.

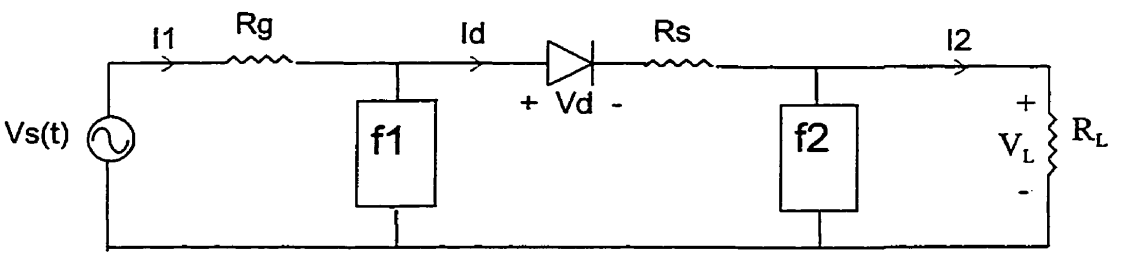


Figure2.4 : une représentation simplifiée du doubleur résistif

La diode présentée est une diode idéale sans capacité de jonction. La résistance Rs est séparée de la diode. Rg est l'impédance de source à la fréquence f1 et RL est l'impédance de charge à 2f1. Les blocs marqués par f1 et 2f1 sont des résonateurs idéaux à la fréquence f1 et 2f1. Ils présentent une impédance infinie à f1 et 2f1 respectivement et un court-circuit à toutes les autres fréquences. Ces résonateurs ne permettent d'avoir que la fondamentale dans la boucle d'entrée et que la deuxième harmonique dans la boucle de sortie.

V_1 est l'amplitude de la fondamentale de la tension aux bornes de la diode Vd(t).

V_2 est l'amplitude de la deuxième harmonique de la tension V_L aux bornes de la résistance R_L.

I_1 et I_2 sont les amplitudes de la première et deuxième harmonique du courant Id qui traverse la diode.

Le signal d'entrée Vs(t) est un signal sinusoïdal à la fréquence f1 d'amplitude Vs.

Pour comprendre le fonctionnement de ce doubleur, supposons que la diode est court-circuitée à toutes les fréquences excepté à la fréquence fondamentale. Cette condition est vérifiée en posant RL=0 et en forçant la diode à conduire un courant élevé. Le courant Id est alors une série d'impulsions en phase avec l'excursion positive de Vs(t). La forme de Id(t) est montrée à la figure 2.5.

Le courant Id peut être approximé par une fonction demi-cosinus. L'analyse de Fourrier permet de trouver l'amplitude du courant à la fondamentale et à la deuxième harmonique.

D'après [4], $I_1 = 0.5\, I_{max}$ (2.1)

Et $$I_2 = \frac{2}{3\pi} I_{max} \approx 0.2 I_{max} \quad (2.2)$$

La composante DC de Id s'écrit :

$$I_{DC} = \frac{1}{\pi} I_{max} \quad (2.3)$$

I_{max} est l'amplitude maximale du courant qui traverse la diode Id(t).

La tension aux bornes de la diode est montrée à la figure 2.5. Vd(t) s'apparente à une sinusoïde tronquée et l'amplitude de la fondamentale peut être approximée par :

V_1=0.5(Vs+Vf) (2.4)

Vf est la tension aux bornes de la diode lorsqu'elle conduit (Vf ≈ 0.7 V).

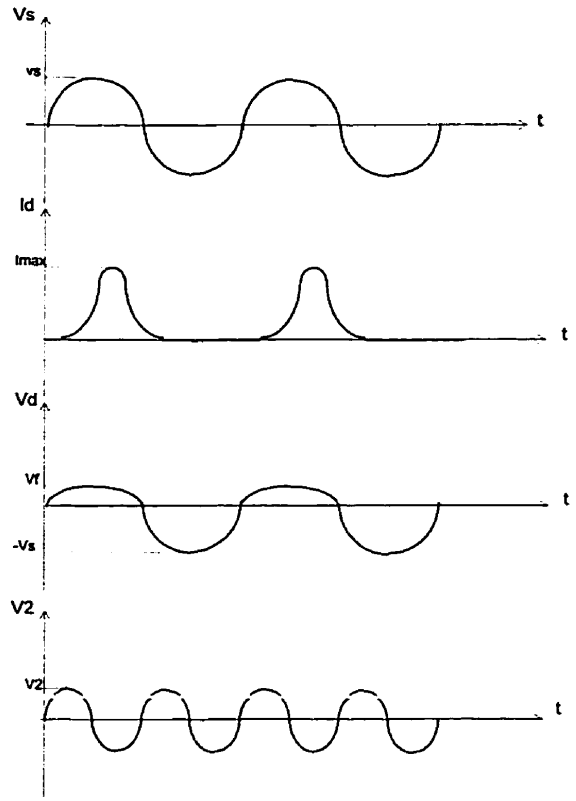


Figure 2.5 : Tensions et courants dans le doubleur résistif

Si on augmente RL légèrement, on voit apparaître un courant I2 circulant dans RL et une tension V2 de fréquence 2fl aux bornes de la résistance RL. Si RL demeure petite, I2 reste constant et V2 augmente.

Lorsqu'on dépasse RL_{opt}, la phase de V2 est telle qu'elle diminue l'amplitude de Vj et du fait même de Id. Il s'en suit donc une diminution de I2 aussi. Cette diminution devient de plus en plus notable lorsqu'on continue d'augmenter RL .

La forme du courant qui circule dans la diode en fonction de RL est montrée à la figure 2.6.

RL atteint sa valeur optimale lorsqu'on voit apparaître le creux dans Id(t).

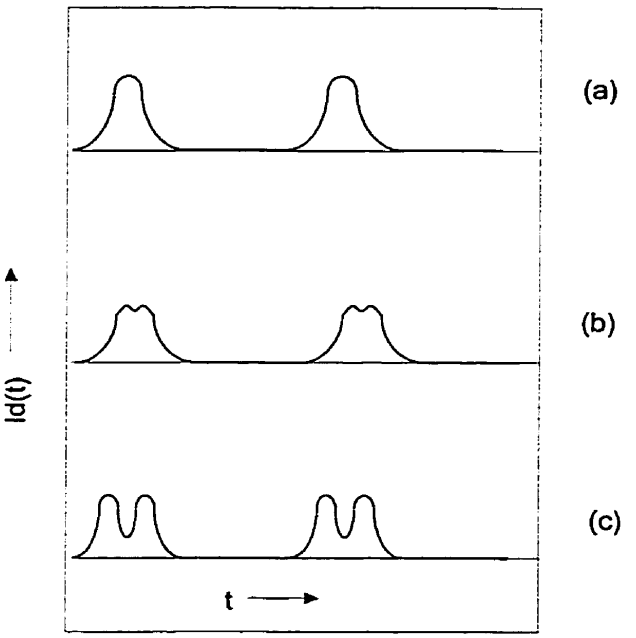


Figure 2.6 : Courant dans la diode Id
(a) RL=0; (b) $RL=RL_{opt}$; (c) $RL>RL_{opt}$

* À l'entrée du doubleur :

Pour faire le design du doubleur, il faut déterminer l'impédance d'entrée R_{in} à la fréquence d'entrée f1 et la résistance de charge optimale à la fréquence 2f1.

La résistance de source est égale à :

$$Rg = \frac{V1}{I1} = \frac{Vs}{I_{max}} \tag{2.5}$$

L'impédance d'entrée est alors égale à :

$$Rin=Rs+Rg \tag{2.6}$$

La puissance dissipée dans la diode s'écrit :

$$Pin = \frac{1}{2}V1.I1 + \frac{1}{2}I1^2.Rs \tag{2.7}$$

ou

$$Pin = \frac{1}{2}I_{max}^2(Rg + Rs) \tag{2.8}$$

Les pertes de conversion dans une diode utilisée comme résistance non-linéaire sont élevées. La puissance injectée est alors pratiquement égale à la puissance dissipée dans la diode. On a donc :

$$P_{AV} = Pin = \frac{1}{8} I_{max}^2 (Rg + Rs) \tag{2.9}$$

À la sortie du doubleur :

Lorsque la diode conduit et que le courant Id est à son maximum, la tension aux bornes de la diode est égale à Vf (0.7V). On suppose que les seules composantes fréquentielles dans le circuit sont la fondamentale et la deuxième harmonique.

On a alors :

$$Vf = V1 - V2 - I_{max} Rs \tag{2.10}$$

Vf peut être considéré négligeable, donc :

$$V2 = V1 - I_{max} Rs \tag{2.11}$$

avec les équations 2.1 et 2.5, on obtient :

$$V2 = 0.5 I_{max} (Rg - 2Rs) \tag{2.12}$$

D'après [4], la valeur de V2 qui correspond à Rl_{opt} s'écrit :

$$V2 \approx 0.167 . I_{max} (Rj - 2Rs)$$

D'après l'équation 2.2,

$$R_L = \frac{V2}{I2} = 0.833(Rg - 2Rs) \tag{2.13}$$

La puissance de sortie PL équivaut à :

$$P_L = \frac{1}{2} I2^2 R_L = 0.0167 I_{max}^2 (Rg - 2Rs) \tag{2.14}$$

Les pertes de conversion sont alors égales à :

$$L_2 = \frac{P_{AV}}{P_L} = \frac{0.125 I_{max}^2 (Rg + Rs)}{0.0167 I_{max}^2 (Rg - 2Rs)} \tag{2.15}$$

$$L_2 = 7.48 \frac{Rg + Rs}{Rg - 2Rs} \tag{2.16}$$

L'équation 2.16 démontre que les pertes de conversion minimales dans un doubleur résistif s'élèvent à 8.8 dB indépendamment de la fréquence de travail et ce, lorsque la diode est idéale (Rs=0).

L'analyse ci-dessus comporte plusieurs approximations. De plus la capacité de jonction n'a pas été prise en compte. Ainsi, les résultats obtenus ne sont qu'approximatifs.

2.4 Design théorique du doubleur à 28 GHz

Dans cette partie, nous allons faire le design théorique du doubleur de fréquence 14-28 GHz. Notre démarche est basée sur l'analyse décrite précédemment. Cette méthode demeure approximative mais donne un circuit de départ facilement optimisable sur MDS. La diode utilisée est la diode Schottky HP-HSCH 5318. Cette diode a les caractéristiques suivantes :

Rs=5 Ω et Cjo=0.2 pF.

L'efficacité de conversion d'une diode résistive est assez faible. Donc presque toute la puissance d'entrée est dissipée dans la diode. Généralement, une diode Schottky de 4 microns a une résistance thermale de 2000°C par watt. Dans notre cas, nous préférons limiter la température à 50 °C ce qui implique que la puissance dissipée ne devra pas excéder 0.025 watt soit 14 dBm. Nous avons préféré limiter la puissance disponible à 11 dBm.

On a donc P_{AV}=11 dBm

Une autre limitation de la diode Schottky de 4 microns est le courant de jonction DC. Celui-ci ne doit pas dépasser 15 mA

On prend I_{dc}=10 mA.

D'après l'équation 2.3,

$$I_{DC} = \frac{1}{\pi} I_{max}$$

Donc I_{max}=31.41 mA

D'après les équations 2.9 et 2.6,

$$P_{AV} = Pin = \frac{1}{8} I_{max}^2 (Rg + Rs)$$

et Rin=Rg+Rs

on trouve Rin=102 Ω

On a Rs=5 Ω donc Rg=97 Ω

Les pertes de conversion sont données par l'équation 2.16.

$$L_2 = \frac{P_{AV}}{P_L} = 7.48 \frac{Rg + Rs}{Rg - 2Rs}$$

Dans le cas de notre diode, on obtient :

L_2= 8.76 ≡ 9.43 dB

Donc pour une puissance d'entrée de 11 dBm, on doit s'attendre à une puissance à la charge de 1.57 dBm.

Aussi d'après l'équation 2.13,

$$R_L = \frac{V2}{I2} = 0.833(Rg - 2Rs) = 72.5\Omega$$

Pour tenir compte de l'effet de la capacité de jonction de la diode, on suppose que la diode peut être représentée par une capacité Cjo mise en parallèle avec une résistance.

La diode présente une impédance d'entrée à la fréquence d'entrée f1 équivalente à (figure 2.7) :

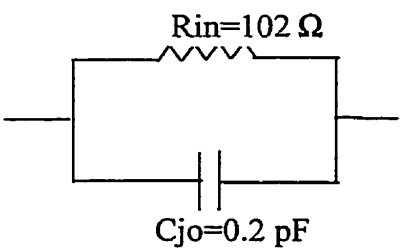


Figure 2.7 :Impédance de la diode à la fréquence d'entrée f1

La diode présente une impédance de sortie à la fréquence de sortie 2f1 équivalente à (figure 2.8) :

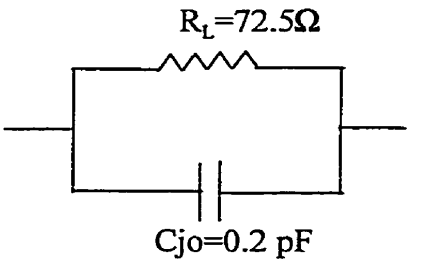


Figure2.8 : Impédance de la diode à la fréquence 2.f1

Le circuit d'adaptation à l'entrée doit adapter la source (R=50Ω) à une impédance Zd(f1).

Le circuit d'adaptation à la sortie doit adapter la charge (R=50Ω) à une impédance Zd(2f1).

D'après la figure 1.5.a du chapitre I,

$Zdi(f1)=Zd^*(f1)=Zi^*(f1)$

$Zdi(2f1)=0$

et

$Zdo(f1)=0$

$Zdo(2f1)=Zd^*(2f1)=Zo^*(2f1)$

Le circuit final du doubleur est présenté à la figure 2.9.

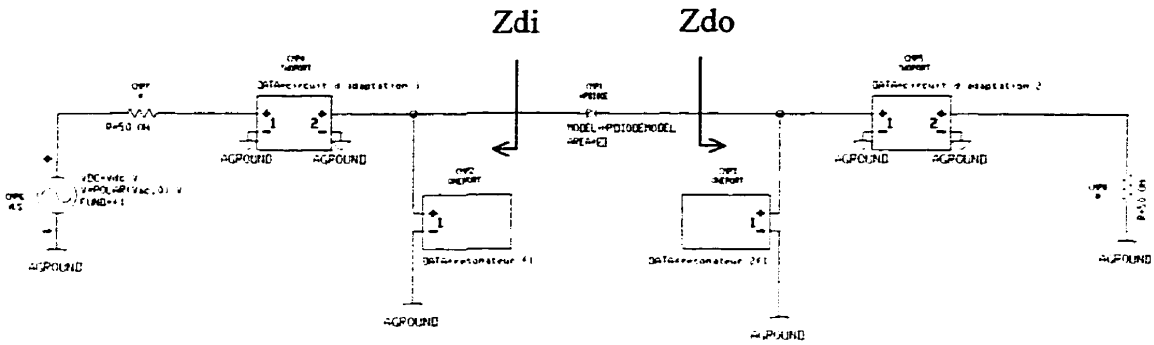


Figure 2.9 : Circuit final du doubleur

2.5 Design sur MDS

Nous avons utilisé MDS pour concevoir le circuit final du doubleur 14-28 GHz. La méthode d'équilibrage harmonique disponible sur MDS permet une simulation efficace des circuits non-linéaires et n'est limitée que par la précision du modèle de l'élément non-linéaire.

Pour simuler la diode, nous avons utilisé ses paramètres Spice . MDS modélise la diode à partir de ces paramètres. Ainsi, la capacité de jonction Cjo et tous les autres éléments parasites de la diode ne sont pas négligés. Les paramètres Spice nous ont été fournis par le fabricant.

Les modèles implantés dans MDS sont des modèles quasi-statiques. Ces modèles manquent de précision à haute fréquence. Ainsi, à nos fréquences d'intérêt, MDS donne des résultats imprécis. Pour surmonter ce problème, nous avons utilisé le simulateur électromagnétique de circuit planaire MOMENTUM.

Dans cette partie, nous présenterons toutes les étapes de conception du doubleur sur MDS.

2.5.1 Circuit général du doubleur et critères de conception

Pour nos circuits, nous avons utilisé un substrat de permittivité relative ε_r=3.27 et d'épaisseur h=15 mil (TMM3 de Rogers).

Nous avons utilisé la technologie MIC (Microwave Integrated Circuit) pour faciliter l'intégration du circuit planaire au guide NRD.

La diode utilisée est la diode Schottky de marque HP (HSCH-5318).

Le layout du doubleur 14-28 GHz réalisé est présenté à la figure 2.10.

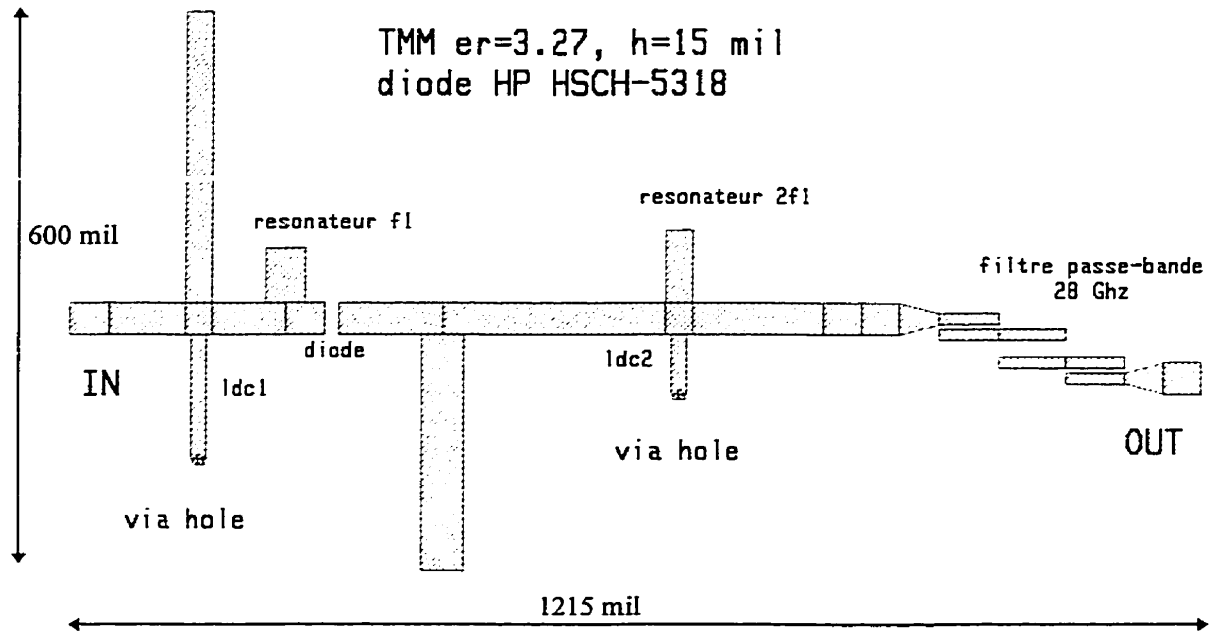


Figure 2.10 : Layout du doubleur 14-28 GHz

Le résonateur f1 court-circuite la diode à la deuxième harmonique et présente un circuit ouvert à la fondamentale.

Le résonateur 2f1 court-circuite la diode à la fondamentale et présente un circuit ouvert à la deuxième harmonique.

La région d'opération de la diode devra se situer dans la région I de la figure 1.12. La diode devra donc passer en conduction et saturer autour de Vd=0.75 V. De ce fait, il y a création de courant continu. Dans le but de protéger les appareils de mesures et la source, nous avons prévu une boucle reliée à la masse où le courant continu pourra circuler. Pour éviter toutes pertes, il faut empêcher le courant à la fondamentale et à la deuxième harmonique de circuler dans cette boucle. Idéalement, les lignes ldc1 et ldc2 devront présenter des circuits ouverts à toutes les harmoniques. En pratique, ceci n'est pas possible.

Le fait que nous ne retrouvons que la fondamentale avant le résonateur f1 (la 2ième harmonique est court-circuitée) nous permet de concevoir la ligne ldc1 de telle sorte à ce qu'elle présente une impédance infinie à la fondamentale.

De même, on ne retrouve que la 2ième harmonique après le résonateur 2f1 (la fondamentale est court-circuitée) et ainsi la ligne ldc2 présente une impédance infinie à la 2ième harmonique.

Les lignes ldc1 et ldc2 sont des lignes à plus fortes impédances (Z=90Ω).

Puisqu'on ne dispose pas encore au laboratoire POLY-GRAMES d'un analyseur de spectre couvrant la bande Ka (28 GHz), on a mesuré notre circuit à l'aide d'un puissance-mètre.

Pour mesurer que la puissance de la 2ième harmonique (28 GHz), on a placé un filtre passe-bande à 28 GHz à la sortie du doubleur. Ce dernier présente 0.4 dB de perte à 28 GHz.

Finalement, pour avoir une bonne efficacité de conversion, il faut éviter toute perte par réflexion.

2.5.2 Critères d'optimisation

- À l'entrée :

1. Pour ne pas avoir de pertes par réflexion à l'entrée du doubleur, la puissance disponible par la source devrait être égale à la puissance qui entre dans le doubleur,
   P_{AV} = Pin =11dBm ou Zin=Zs=50Ω.
2. Le réseau d'adaptation à l'entrée ne doit pas présenter de pertes. Ainsi, la puissance qui entre dans le circuit est totalement transmise à la diode,
   Pin = Pd ou Zdi=Zd*(f1).
3. Aucun retour de puissance à l'entrée. La puissance à la fondamentale est totalement transmise et la puissance à la 2ième harmonique ne se retrouve pas à l'entrée du doubleur, Pref(f1)=Pref(2f1)=0.

- À la sortie :

1. On ne doit pas avoir de pertes de réflexion à la 2ième harmonique à l'entrée du réseau d'adaptation de sortie,
   Pdiode(2f1)=Pout(2f1) ou Zdo=Zd*(2f1)
2. La puissance à la sortie de la deuxième harmonique doit être maximale,
   Pout(2f1) est maximale
3. Le résonateur 2f1 court-circuite la fondamentale.

À côté de tous ces critères d'optimisation, nous devons nous assurer que les critères de conception mentionnés dans la partie précédente sont vérifiés.
Nous devons donc concevoir des réseaux d'entrée et de sortie qui d'une part adaptent la diode aux fréquences d'entrée et de sortie, et d'autre part qui lui procurent des impédances optimales aux fréquences intermédiaires.

Dans les circuits micro-ondes réels, il est impossible de contrôler autant de paramètres d'autant plus que dans les circuits non-linéaires, l'adaptation à l'entrée dépend de celle de la sortie et vice versa. MDS nous a permis de trouver le juste milieu.

2.5.3 Impédances optimales

Après plusieurs optimisations, on a trouvé les impédances qui remplissaient à peu près tous les critères de conception et d'optimisation. Ce ne sont certes pas les impédances idéales mais ce sont celles qui donnent le meilleur résultat.
Il faut noter que toutes les simulations ont été effectuées avec un signal d'entrée de 11 dBm et des harmoniques allant jusqu'à la 16ième harmonique. Les paramètres d'un multiplicateur dépendent grandement du niveau de puissance du signal d'entrée.

- *Impédance à l'entrée de la diode Zdi*

Nous avons simulé le circuit d'entrée du doubleur en paramètres S. Les paramètres S22 nous ont permis de déterminer Zdi. Les paramètres S22 correspondant aux fréquences 14GHz et 28GHz sont tracés sur l'abaque de Smith de la figure 2.11.

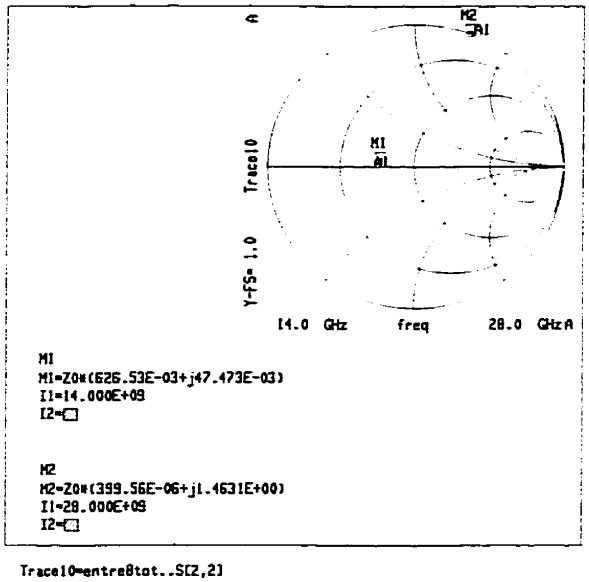


Figure 2.11 : Paramètres S22 du circuit d'entrée pour 14 GHz et 28 GHz

À partir de S22, on peut déterminer l'impédance à l'entrée de la diode Zdi.

$$Zdi(f) = Z_0 \frac{1+S22(f)}{1-S22(f)} \tag{2.17}$$

On trouve $Zdi_{initial}(f1=14GHz)=31.32+j2.37$ (2.18.a)

et $Zdi_{initial}(2f1=28GHz)=0.02+j73.15$ (2.18.b)

On voit que le résonateur f1 joue son rôle et court-circuite la diode à 2f1. Le fait d'avoir Re(Zdi(2f1))=0 confirme cela.

Zdi(2f1) présente une réactance positive à la diode pour annuler l'effet de la capacité de jonction de la diode.

Le résonateur f1 mis conjointement avec la diode fera en sorte d'avoir une résonance à 2f1 et court-circuiter la diode à 2f1.

- *Impédance à la sortie de la diode Zdo*

Nous avons simulé le circuit de sortie du doubleur en paramètres S. Les paramètres S11 nous ont permis de déterminer Zdo. Les paramètres S11 correspondant aux fréquences 14 GHz et 28 GHz sont tracés sur l'abaque de Smith de la figure 2.12.

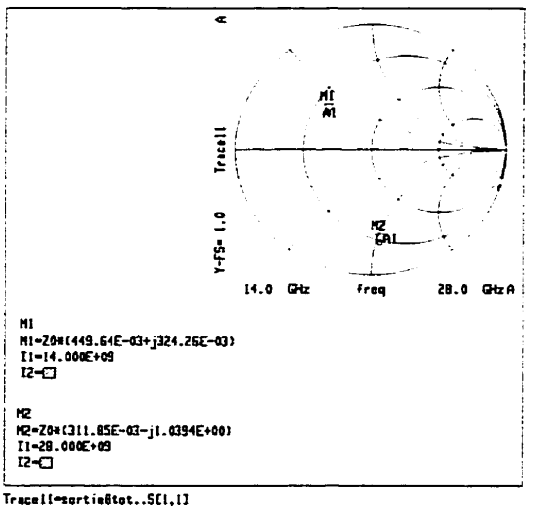


Figure 2.12 : Paramètres S11 du circuit d'entrée pour 14 GHz et 28 GHz

À partir de S11, on peut déterminer l'impédance à la sortie de la diode Zdo.

$$Zdo(f) = Z_0 \frac{1+S11(f)}{1-S11(f)} \tag{2.19}$$

On trouve $Zdo_{initial}(f1=14GHz)=22.48+j16.21$ (2.20.a)

et $Zdo_{iniatial}(f1=28GHz)=15.59-j51.95$ (2.20.b)

On remarque que Zdo ne présente pas un court-circuit à f1.

Ces valeurs sont loin des valeurs théoriques.

2.5.4 Rectification du circuit à l'aide de MOMENTUM

Les modèles des lignes et autres composants utilisés par MDS sont des modèles quasi-statiques. Ces modèles ne tiennent pas compte des pertes dans le substrat et les pertes par rayonnement. À basse fréquence, ces pertes sont négligeables mais à haute fréquence, elles peuvent être considérables. À nos fréquences d'intérêt, il est impératif de considérer ses pertes.

Le simulateur électromagnétique MOMENTUM utilise la méthode des moments, qui est une méthode de calcul numérique, pour simuler les circuits planaires passifs. MOMENTUM considère les pertes dans le substrat et les pertes par rayonnement. Ainsi, les résultats obtenus par MOMENTUM reflètent le comportement réel d'un circuit planaire passif à haute fréquence ce qui n'est pas le cas avec MDS.

Vue que MOMENTUM n'est valable que pour les circuits passifs, nous n'avons simulé que les réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie de notre doubleur.

Pour montrer la différence entre MDS et MOMENTUM, nous avons simulé les circuits d'adaptation d'entrée et de sortie avec les deux logiciels.

Pour pouvoir effectuer cette comparaison, nous n'avons pas simulé la partie du circuit comportant des Via-holes (Boucle DC). Le modèle du Via-hole implanté dans MDS ne correspond pas au Via-hole tel que fabriqué au laboratoire POLY-GRAMES. De plus, MOMENTUM ne fait pas une discrétisation en 3D pour simuler correctement le Via-hole.

Puisque le signal RF est pratiquement découplé du signal DC à l'intérieur de la boucle DC, on a jugé bon de ne pas considérer cette partie du circuit.

Les circuits ainsi simulés sont montrés à la figure 2.13 et 2.14.

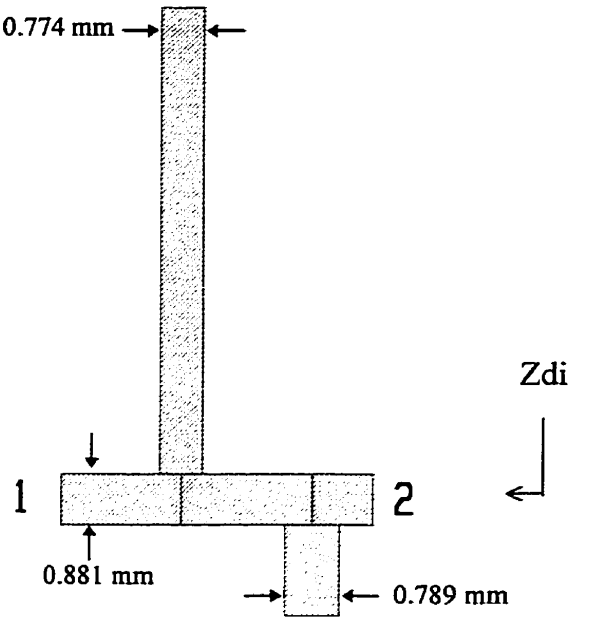


Figure 2.13 : Circuit d'entrée du doubleur

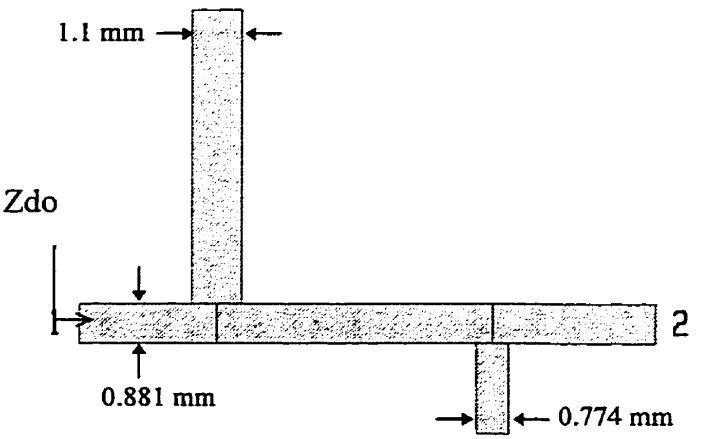


Figure 2.14 : Circuit de sortie du doubleur

Ce qui nous intéresse dans le réseau d'entrée est l'impédance vue au port 2 (Zdi).

Dans le réseau de sortie, nous sommes intéressés à l'impédance vue au port 1 (Zdo).

En premier lieu, nous avons simulé les circuits d'adaptation donnés par l'optimisation HB du doubleur avec MDS et MOMENTUM aux fréquences 14 GHz et 28 GHz. Les impédances Zdi et Zdo obtenues de chaque simulation sont présentées dans l'abaque de Smith de la figure 2.15 et 2.16.

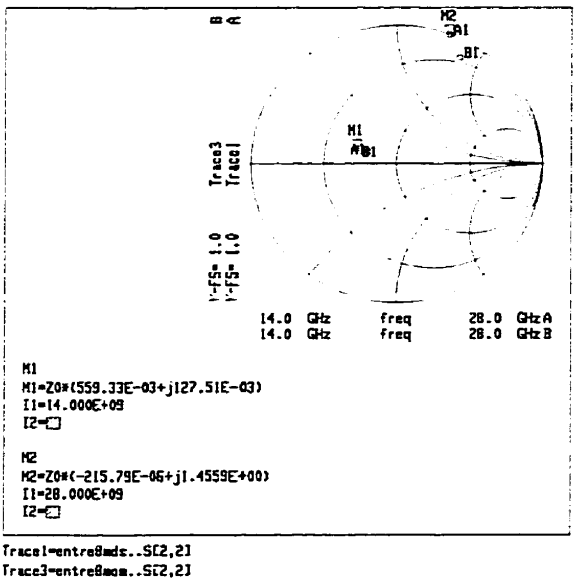


Figure 2.15 : Paramètres S22 du circuit d'entrée simulé avec MOMENTUM et MDS à 14GHz et 28GHz

À partir de l'équation 2.17, on trouve :

$Zdi_{mom}(f1=14GHz)=27.95+j6.35$ (2.21.a)

et $Zdi_{mom}(2f1=28GHz)=72.8j$ (2.21.b)

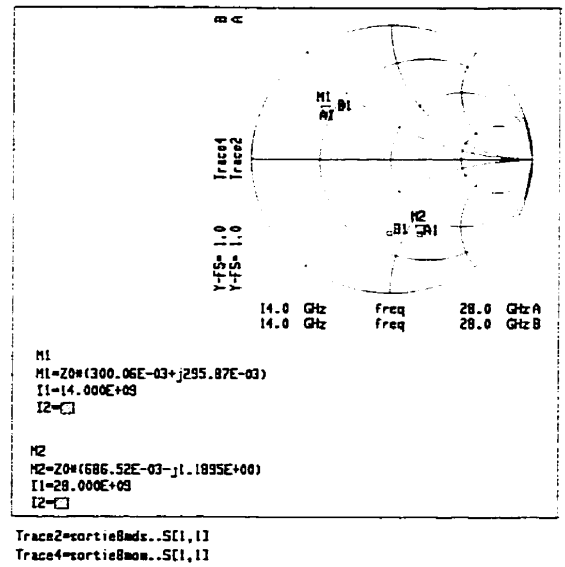


Figure 2.16 : Paramètres S11 du circuit de sortie simulé avec MOMENTUM et MDS à 14GHz et 28GHz

À partir de l'équation 2.19, on trouve :

$Zdo_{mom}(f1=14GHz)=15+j14.75$ (2.22.a)

et $Zdi_{mom}(2f1=28GHz)=34.3-59.45j$ (2.22.b)

On voit que MDS et MOMENTUM ne donnent pas les mêmes impédances. À 28 GHz, la différence entre les deux résultats s'accentue. Les impédances Zdi et Zdo obtenues à l'aide de MDS représentent les impédances optimales qu'on doit présenter à la diode dans le cas d'un doubleur.

Le circuit donné par MDS ne donne pas en réalité ces impédances mais plutôt celles données par MOMENTUM. Il faut donc trouver un circuit qui une fois simulé sur MOMENTUM donne les mêmes impédances optimales obtenues avec MDS.

MOMENTUM ne comporte pas de logiciel d'optimisation. On doit donc procéder par essai erreur pour rectifier le circuit initial. Cette étape de conception requiert beaucoup de temps et de patience d'autant plus que parfois les impédances données par l'optimisation

du doubleur sont irréalisables pratiquement. Par exemple, les stubs radiaux rayonnent très facilement à haute fréquence. Les pertes sont donc plus grandes et une impédance à partie résistive très faible est irréalisable. Ceci nous enlève un degré de liberté dans le design car les stubs radiaux permettent de réaliser des adaptations simultanées à plusieurs fréquences. Nous n'avons donc utilisé que des lignes ouvertes simples pour concevoir nos stubs.

Après plusieurs essais, nous avons apporté des modifications aux circuits initiaux d'entrée et de sortie pour pouvoir obtenir des impédances les plus proches des impédances optimales.

La figure 2.17 montre l'impédance vue au port 2 (Zdi) du réseau d'entrée modifié par rapport à sa valeur optimale (MDS).

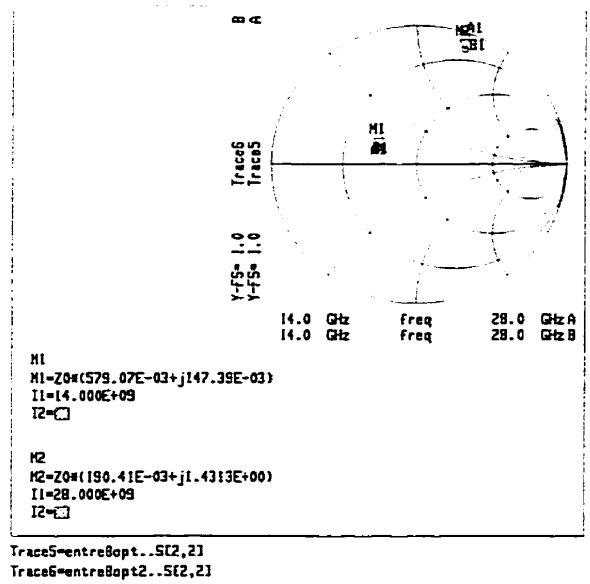


Figure 2.17 : Paramètres S22 du réseau d'entrée modifié à 14 GHz et 28 GHz

À partir de l'équation 2.17, on trouve :

$Zdi_{mod}(f1=14GHz)=28.95+j7.35$ (2.23.a)

et $Zdi_{mod}(2f1=28GHz)=9.52+j71.55$ (2.23.b)

En comparant les équations 2.23 et 2.18 (Zdi_{mod} et $Zdi_{initial}$), on remarque :

- À 14 GHz, le circuit modifié et le circuit initial présentent la même impédance.
- À 28 GHz, le circuit modifié a une impédance qui a la même réactance que celle du circuit initial (≈72j). Cependant, la partie réelle est non nulle. Ceci est dû au fait que le circuit comporte des pertes qui sont inévitables à 28 GHz.

La figure 2.18 montre l'impédance vue au port 1 (Zdo) du réseau de sortie modifié par rapport à sa valeur optimale (MDS).

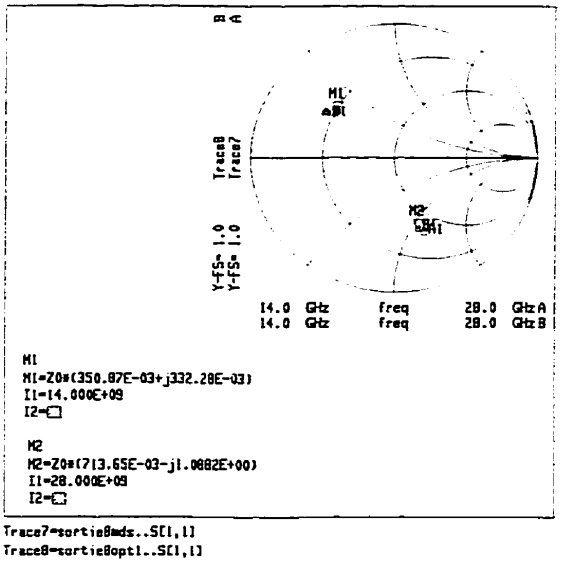


Figure 2.18 : Paramètres S11 du réseau d'entrée modifié à 14 GHz et 28 GHz

À partir de l'équation 2.19, on trouve :

$Zdo_{mod}(f1=14GHz)=17.54+j16.61$ (2.24.a)

et $Zdo_{mod}(2f1=28GHz)=35.68-j54,41$ (2.24.b)

En comparant les équations 2.24 et 2.20 (Zdo_{mod} et $Zdo_{initial}$), on remarque qu'elles sont pratiquement semblables sans s'égaler.

Suite à cette étape, nous avons remplacé le réseau d'entrée et de sortie du circuit optimisé sur MDS par les réseaux d'entrée et de sorties modifiés sur MOMENTUM.
Il faut noter que les modifications apportées sont parfois de l'ordre de 1 mil.

2.6 Performances du doubleur obtenues par MDS

Dans cette partie, les performances et les paramètres du doubleur 14-28GHz optimisé sur MDS sont présentés. Ces résultats correspondent aux impédances d'entrée et de sortie optimales.
La tension et le courant aux bornes de la diode sont présentés à la figure 2.19.

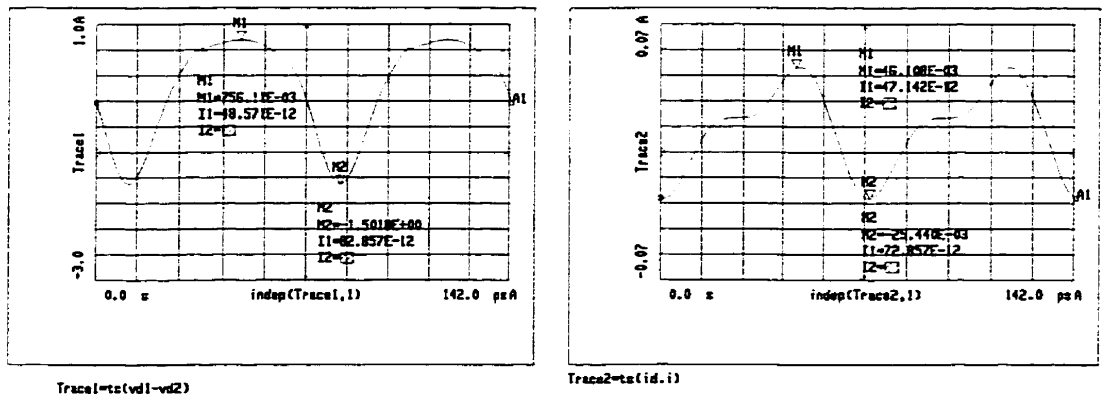


Figure 2.19 : Courant et tension aux bornes de la diode

On remarque que la diode opère bien dans la région I de la figure 1.12, $-1.5 \leq Vd \leq 0.756$.
Le courant circulant dans la diode atteint un maximum de 46.5 ma.
La figure 2.20 montre les composantes fréquentielles du courant circulant dans la diode Id.

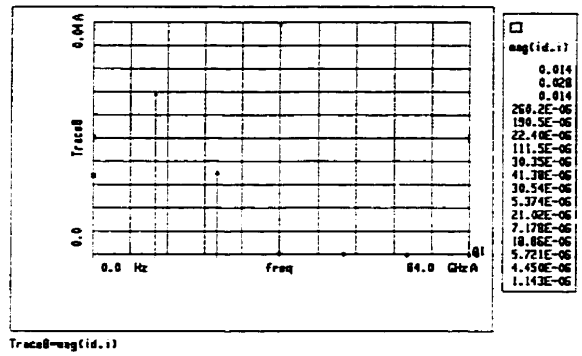


Figure 2.20 : Harmoniques du courant Id circulant dans la diode

On remarque que $I_{dc} < 15$ mA.

On voit que la 2ième harmonique est très significative, Id_2=14 mA.

La figure 2.21 montre la tension à l'entrée et à la sortie du doubleur.

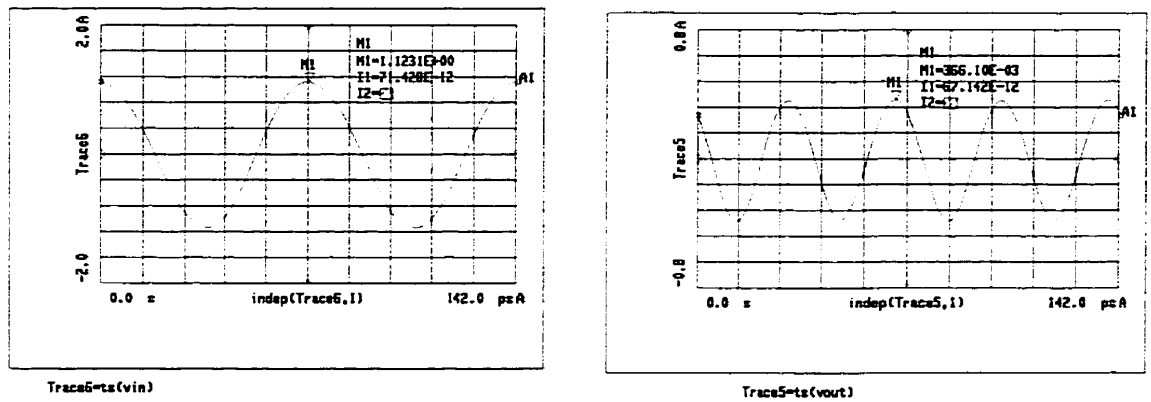


Figure 2.21 : Tensions à l'entrée et à la sortie du doubleur

On remarque que les signaux ne sont pas distorsionés ce qui nous permet de dire qu'il n'y a que la fondamentale à l'entrée (la 2ième harmonique est bloquée par le réseau d'entrée) et qu'il n'y a que la 2ième harmonique à la sortie (le réseau de sortie bloque toutes les fréquences indésirées).

L'équation qui nous permet de calculer la puissance est la suivante :

P=2.Re(V.conj(I)) (2.25)

l'équation 2.26 permet d'exprimer la puissance en dBm.

P=10.log(500Re(V.conj(I)) (2.26)

Les spectres de puissance à l'entrée et à la sortie du dispositif sont présentés aux figures 2.22 et 2.23 respectivement. La puissance d'entrée au niveau de la diode est aussi présentée sous forme de tableau à la figure 2.22.

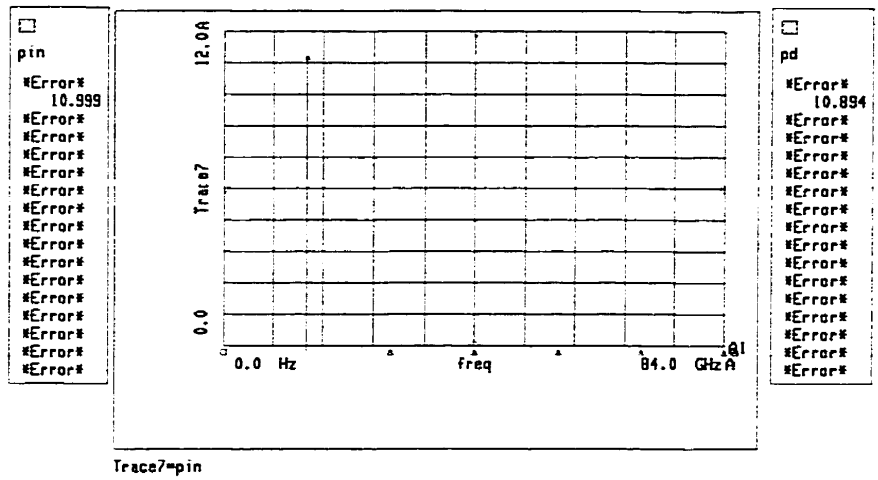


Figure 2.22 : Puissance à l'entrée du doubleur, Pin, et puissance au niveau de la diode Pd

On remarque qu'il y a 0.1 dB de perte dans le réseau d'entrée.

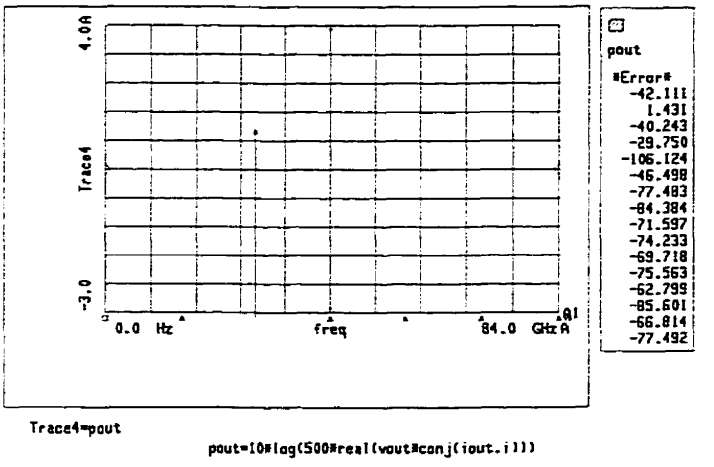
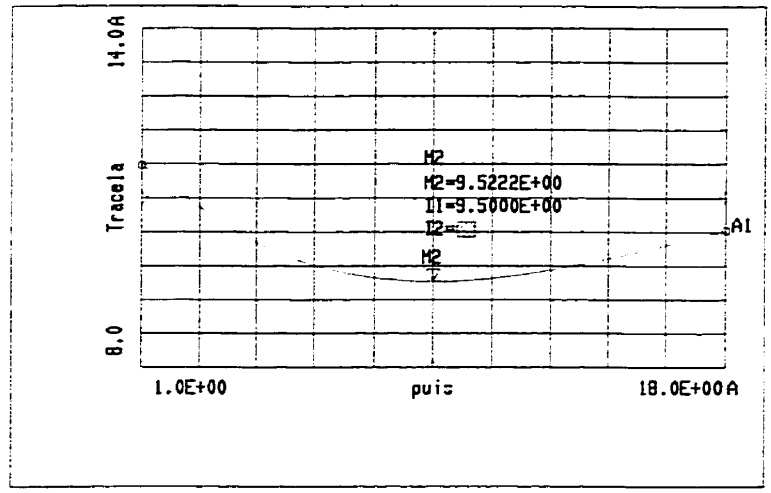


Figure 2.23 : Puissance de sortie du doubleur

D'après l'équation 1.6, on peut calculer les pertes de conversion du doubleur à partir de la puissance à l'entrée et à la sortie.

L= 11 - 1.431 = 9.56 dB

La figure 2.24 montre les pertes de conversion en fonction de la puissance d'entrée. On remarque qu'on a un minimum de pertes de conversion lorsque la puissance d'entrée se situe autour de 9.5 dB.




```
Tracela=L2
pout1=10*log(500*real(vout*conj(iout.i)))
pin2=10*log(500*real(vin*conj(iin.i)))
L2=pin2[*,2]-pout1[*,3]
```

Figure 2.24 : Pertes de conversion en fonction de la puissance d'entrée

On remarque que les pertes de conversion augmentent lorsqu'on s'éloigne de la puissance pour laquelle on a optimisé le doubleur (11dBm). Ceci est prévisible car d'une part l'impédance de la diode dépend de la puissance injectée et d'autre part la diode sature à plus haute puissance.

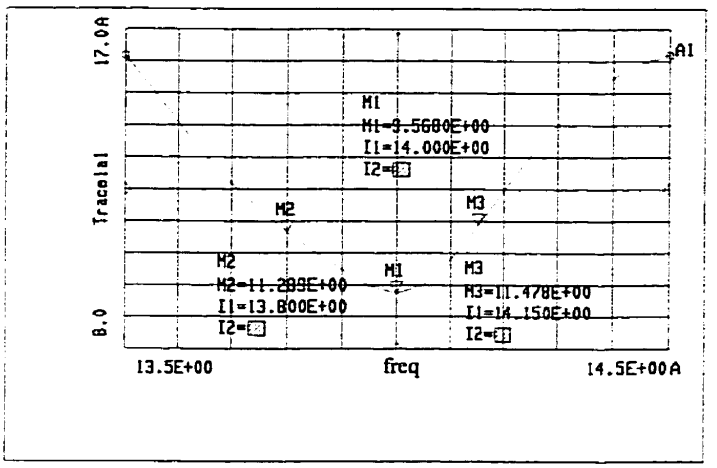
Les paramètres S11 en grand-signal du doubleur sont présentés à la figure 2.25.

doubleurc_8..puis	dB(doubleurc_8..S[1,1])
5.000	-8.852
5.500	-9.730
6.000	-10.690
6.500	-11.748
7.000	-12.925
7.500	-14.251
8.000	-15.771
8.500	-17.555
9.000	-19.719
9.500	-22.479
10.000	-26.283
10.500	-32.038
11.000	-35.001
11.500	-28.926
12.000	-24.714
12.500	-21.890
13.000	-19.817
13.500	-18.200
14.000	-16.887
14.500	-15.791
15.000	-14.857

Figure 2.25 : Paramètres S11 en grand-signal du doubleur

On remarque que l'entrée est très bien adaptée autour de 11dBm,
S11(puis=11dBm)=-35dB.

Pour évaluer la largeur de bande du doubleur, nous avons fixé une tolérance de -2dB sur la variation des pertes de conversion.
La figure 2.26 montre la variation des pertes de conversion en fonction de la fréquence. La puissance d'entrée est fixée à 11dBm.




```
Trace1a1=L2_freq
pin4=10*log(500*real(vin*conj(iin.i)))
pout2=10*log(500*real(vout*conj(iout.i)))
L2_freq=pin4[*,2]-pout2[*,3]
```

Figure 2.26 : Pertes de conversion en fonction de la fréquence pour une puissance de 11dBm

On a fixé une marge de 2dB dans la variation des pertes de conversion pour déterminer la largeur de bande.

ΔL=2dB

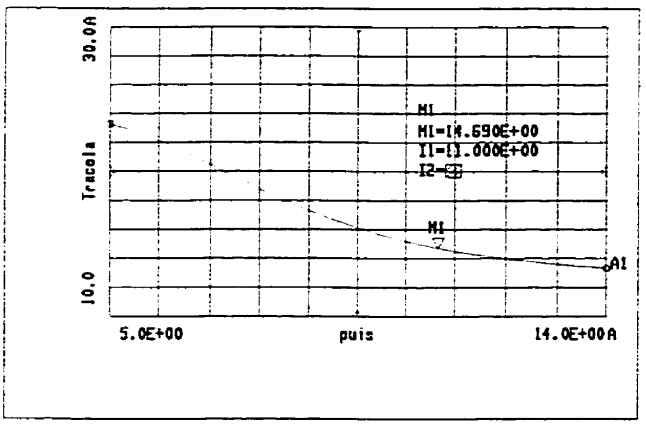
L=14.15 GHz - 13.8 GHz = 350 MHz.

2.7 Performances estimées du doubleur modifié

Dans cette partie, nous présentons les performances estimées par MDS du doubleur modifié avec MOMENTUM. Nous avons conçu de part et d'autre des réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie de manière à ce qu'ils présentent les mêmes impédances Zdi_{mod} et Zdo_{mod} (équations 2.23 et 2.24) une fois simulés avec MDS.

On se rappelle que le réseau d'entrée modifié ne permettait pas d'avoir l'impédance d'entrée optimale $Zdi_{initial}$ trouvée avec l'optimisation du doubleur.

Par la suite, nous avons intégré ces réseaux d'adaptation dans le design du doubleur et simulé le circuit total avec HB. Les pertes de conversion présentées à la figure 2.27 résultent de cette dernière simulation.



puis	pin2[*,2]	pout1[*,3]	L2_estime
5.000	-2.819	-18.272	23.272
5.500	-1.984	-17.204	22.704
6.000	-1.070	-15.959	21.959
6.500	-0.122	-14.548	21.048
7.000	0.827	-13.069	20.069
7.500	1.761	-11.611	19.111
8.000	2.673	-10.222	18.222
8.500	3.558	-8.920	17.420
9.000	4.414	-7.710	16.710
9.500	5.239	-6.589	16.089
10.000	6.035	-5.551	15.551
10.500	6.803	-4.587	15.087
11.000	7.543	-3.691	14.691
11.500	8.257	-2.853	14.353
12.000	8.949	-2.069	14.069
12.500	9.619	-1.330	13.830
13.000	10.270	-0.633	13.633
13.500	10.904	0.028	13.472
14.000	11.522	0.658	13.342

Tracela=L2_estime

pout1=10*log(500*real(vout*conj(iout.i)))

L2_estime=puis-pout1[*,3]

pin2=10*log(500*real(vin*conj(iin.i)))

Figure 2.27 : Pertes de conversion estimées du doubleur

On remarque que l'entrée n'est pas adaptée. La puissance fournie par la source est en partie réfléchie. À la puissance 11dBm , on a 3.5dB de pertes.

Les pertes de conversion totales sont décrites par L2_estimé.

Pour une puissance de source de 11dBm, nous avons 14.69dB de pertes de conversion. On remarque qu'on est loin de 9.56dB de pertes de conversion trouvées dans le cas optimal. On a à peu près 5dB de pertes supplémentaires par rapport au cas optimal. Ces pertes sont essentiellement dues à la désadaptation du circuit à l'entrée causée par les pertes dans le substrat à haute fréquence (28GHz).

Il ne faut pas oublier que ces valeurs ne sont que des estimations. Pour déterminer les performances réelles du doubleur tel que modifié avec MOMENTUM, il faut effectuer des mesures expérimentales.

2.8 Mesures expérimentales du doubleur 14-28 GHz

Pour effectuer les mesures d'un multiplicateur, il faut avoir une source de puissance fonctionnelle à la fréquence d'entrée du multiplicateur et un analyseur de spectre couvrant la fréquence de sortie. Le laboratoire POLY-GRAMES ne possède pas encore d'analyseur de spectre couvrant la bande Ka. Nous devons donc effectuer nos mesures à l'aide d'un puissance-mètre.

Nous devons donc nous assurer de bien filtrer la deuxième harmonique dans le cas du doubleur 14-28GHz. De ce fait, nous avons placé à la sortie de notre doubleur un filtre passe-bande à 28GHz (figure 2.10). Les caractéristiques de ce filtre sont présentées au chapitre 6. Ce filtre rejette toutes les harmoniques indésirées. Ainsi, la puissance mesurée par le puissance-mètre ne correspond qu'à la puissance de la deuxième harmonique. Ce filtre produit une perte mesurée de 0.9dB dans la bande passante.

Le montage du banc de mesure est montré à la figure 2.28.

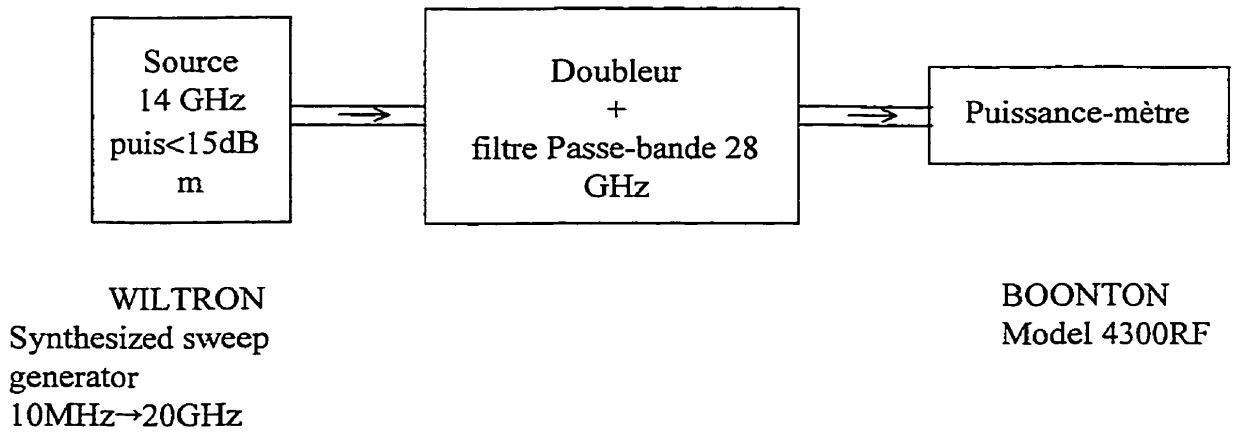


Figure 2.28 : Banc de mesure du doubleur 14-28GHz

Nous avons effectué deux mesures différentes. La première mesure a pour but de déterminer les pertes de conversion du doubleur à fréquence fixe (14GHz) et à différents niveaux de puissance d'entrée. La deuxième mesure a pour but de déterminer la largeur

de bande du doubleur. On fixe la puissance d'entrée et on fait varier la fréquence du signal d'entrée. On calcule par la suite les pertes de conversion à chaque fréquence.

- Mesures des pertes de conversion à 14GHz

La fréquence d'entrée est fixée à 14GHz.

Nous avons noté la puissance de la 2ième harmonique (28GHz) pour chaque valeur de la puissance d'entrée qui varie de 5 à 14dBm.

La puissance d'entrée, puis_in, est déduite de la manière suivante :

puis_in = puis_source - perte dans le câble à 14GHz

La puissance de sortie, pout28, est déduite de la manière suivante :

pout28 = pout_lu + perte dans le câble à 28GHz + perte dans le filtre passe-bande

Les pertes dans le câble d'entrée à 14GHz sont égales à 1.79dB.

Les pertes dans le câble de sortie à 28GHz sont égales à 3.3dB.

Les pertes mesurées dans le filtre passe-bande sont de 0.9dB.

Les pertes de conversion sont déduites de la manière suivante ;

$L_{2\text{-}mes}$ = puis_in + pout28

La puissance d'entrée, la puissance de sortie à 28GHz et les pertes de conversion mesurées se trouvent à la figure 2.29.

doubleur8_mes..pin	doubleur8_mes..pout	L2_mes
0.210	-17.110	17.320
0.710	-16.000	16.710
1.210	-14.910	16.120
1.710	-13.860	15.570
2.210	-12.860	15.070
2.710	-11.920	14.630
3.210	-11.020	14.230
3.710	-10.160	13.870
4.210	-9.380	13.550
4.710	-8.630	13.340
5.210	-7.920	13.130
5.710	-7.260	12.970
6.210	-6.630	12.840
6.710	-6.010	12.720
7.210	-5.450	12.660
7.710	-4.880	12.550
8.210	-4.330	12.540
8.710	-3.820	12.530
9.210	-3.340	12.550
9.710	-2.880	12.590
10.210	-2.420	12.630
10.710	-1.960	12.670
11.210	-1.520	12.730
11.710	-1.070	12.780
12.210	-0.650	12.860
12.710	-0.220	12.930
13.210	0.200	13.010
13.710	0.610	13.100
14.210	1.040	13.170
14.710	1.460	13.250

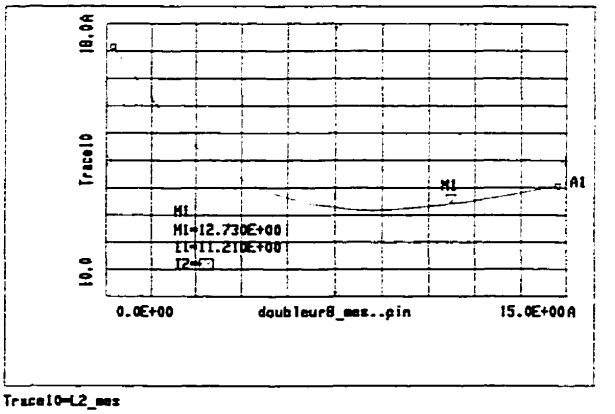


Figure 2.29 : Puissance d'entrée, puissance de sortie et pertes de conversion mesurées du doubleur

- Mesure de la largeur de bande du doubleur 14-28 GHz

La puissance d'entrée est fixée à 11.80 dBm.

Nous avons noté la puissance de la 2ième harmonique (28GHz) pour des fréquences d'entrée qui varient de 13.85 GHz à 14.35 GHz.

Pour évaluer la largeur de bande du doubleur, nous avons fixé une tolérance de -2dB sur la variation des pertes de conversion.

La figure 2.30 montre la variation des pertes de conversion mesurées en fonction de la fréquence.

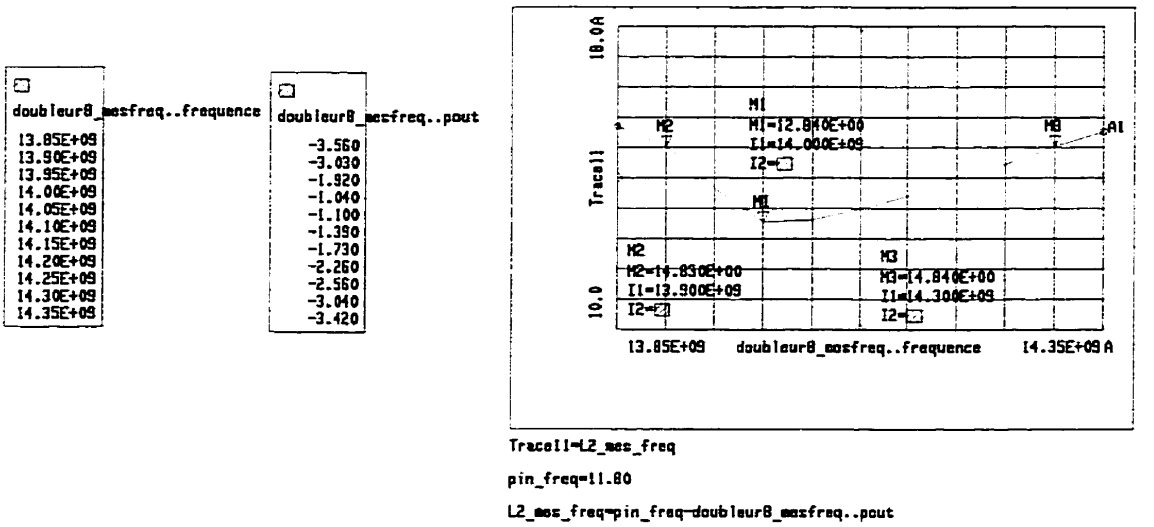


Figure 2.30 : Variation des pertes de conversion mesurées en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de 11.80 dBm

On a fixé une marge de 2dB dans la variation des pertes de conversion pour déterminer la largeur de bande.

ΔL=2dB

L=14.30 GHz - 13.90 GHz = 400 MHz.

- Comparaison des résultats mesurés avec les résultats simulés

Dans la figure 2.31, les pertes de conversion mesurées et les pertes de conversion simulées avec MDS en fonction de la puissance d'entrée sont tracées sur le même graphe pour permettre de les comparer.

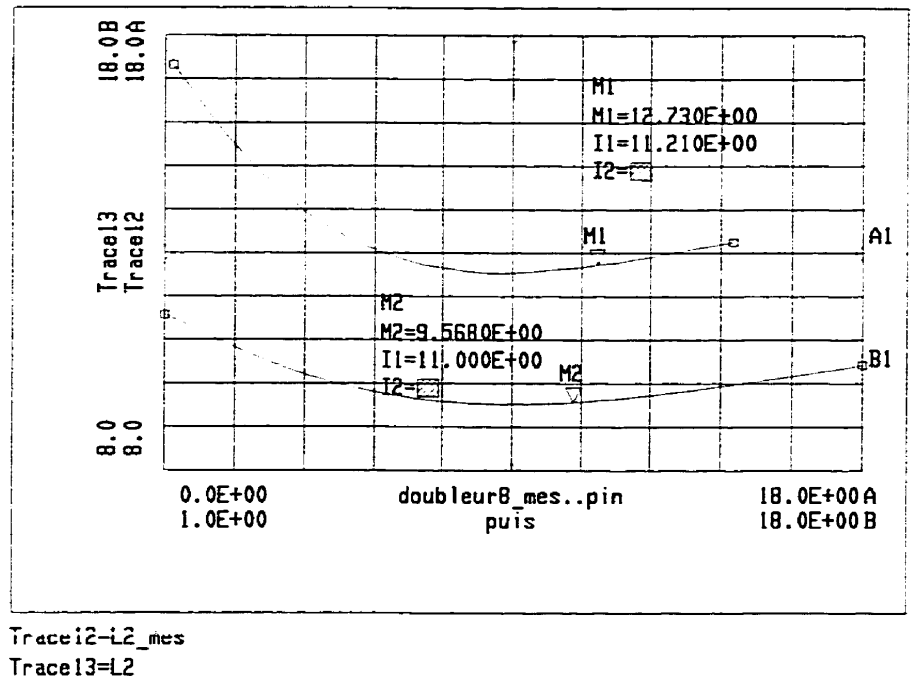
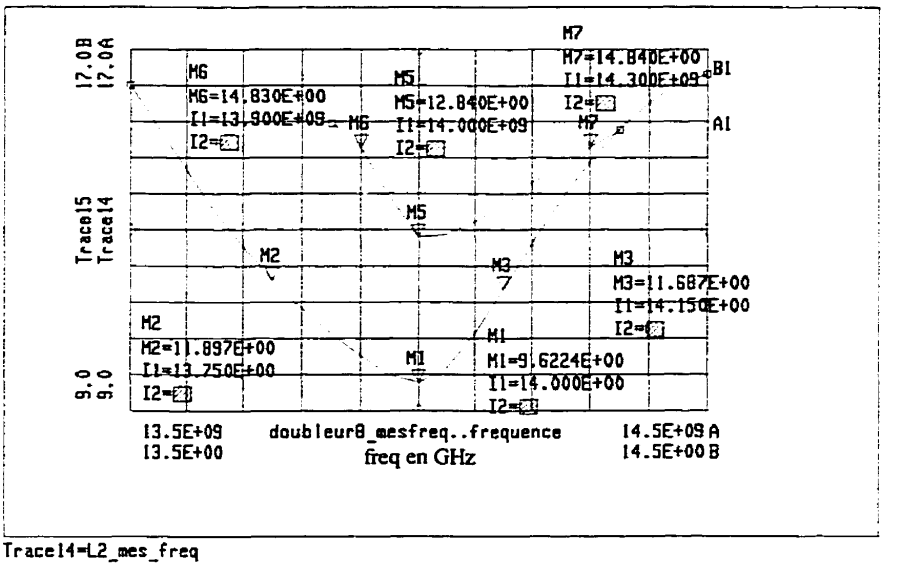


Figure 2.31 : Pertes de conversion simulées et mesurées du doubleur 14-28 GHz

On remarque qu'en pratique, on a en moyenne 3 dB de pertes supplémentaires par rapport aux pertes de conversion trouvées avec MDS. Ce résultat était prévisible à cause des pertes dans le substrat à haute fréquence. On se rappelle que MDS ne tenait pas compte de ces pertes dans ses simulations.

Dans la figure 2.32, les pertes de conversion mesurées et les pertes de conversion simulées avec MDS en fonction de la fréquence du signal d'entrée sont tracées sur le même graphe.



Trace14=L2_mes_freq
Trace15=L2_freq

Figure 2.32 : Pertes de conversion mesurées et simulées du doubleur 14-28 GHz en fonction de la fréquence

On remarque que la largeur de bande mesurée et simulée sont comparables (400 MHz vs 350 MHz).

2.9 Interprétation des résultats

Dans cette partie, une discussion des résultats obtenus dans chaque étape de la conception est présentée.

Dans la partie théorique, nous avons trouvé que les pertes de conversion sont égales à 9.43dB pour une puissance de 11dBm. Dans cette partie, nous n'avons pas considéré la capacité de jonction de la diode et avons considéré la diode comme étant idéale.

Sur MDS, nous avons optimisé le doubleur 14-28GHz pour avoir la meilleure efficacité de conversion. Dans cette partie, nous avons considéré tous les paramètres de la diode. Les pertes de conversion du circuit optimal sont de 9.56dB pour une puissance à l'entrée de 11dBm et rejoignent ainsi les performances théoriques. Ce qui est excellent.

Cependant, MDS ne considère pas les pertes dans le substrat. Celles-ci deviennent considérables à partir de 14GHz et peuvent altérer sérieusement les performances du doubleur optimisé.

Sur MOMENTUM, nous avons modifié le circuit optimal de telle sorte à minimiser l'effet de ces pertes. Nous avons estimé que les pertes de conversion du circuit modifié se situent autour de 14.5dB pour une puissance d'entrée de 11dBm.

Finalement, les mesures expérimentales du doubleur nous ont permis de trouver que les pertes de conversion se situent autour de 12.5dB pour une puissance de 11 dBm soit 3 dB de plus que les pertes de conversion trouvées avec MDS.

Lors de nos premières mesures, nous avons noté un décalage en fréquence de 500 MHz vers le bas par rapport aux simulations de MDS. Ce décalage est dû au modèle utilisé de la diode. Pour contourner ce problème, nous avons refait le design du doubleur avec une fréquence d'entrée de 14.5 GHz au lieu de 14 GHz.

Les résultats expérimentaux rejoignent donc les résultats théoriques et sont comparables. Le 3dB de pertes supplémentaires par rapport aux pertes de conversion trouvées sur MDS peut être attribuable à la fabrication du circuit (assemblage de la diode, Via-holes) et aux pertes dans le substrat à hautes fréquences. De plus la technologie MIC offre une précision de 1 mil. À 28 GHz. 1 mil d'erreur dans une longueur de ligne produit un déplacement de 3° sur l'abaque de Smith, donc une désadaptation. L'utilisation de la technologie MHMIC aurait été plus appropriée mais son intégration avec le guide NRD aurait été plus compliquée.

Quant à la largeur de bande, elle est comparable dans les deux cas. Nous avons trouvé une largeur de bande de 350 MHz avec MDS et 400 MHz en pratique.

Nous pouvons donc considérer les résultats obtenus comme étant satisfaisants vue la technologie utilisée et la fréquence de travail.

Le doubleur 14-28GHz conçu servira de base pour le doubleur utilisant le guide NRD.

2.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la conception d'un doubleur de fréquence 14-28 GHz en circuit MIC. Les résultats obtenus expérimentalement valident notre design.

Les pertes de conversion mesurées de notre doubleur s'élèvent à 12.5 dB et sa largeur de bande est de 400 MHz.

Ces performances sont très satisfaisantes vue la fréquence de travail. Ainsi, ce doubleur peut servir facilement de base au doubleur final utilisant le guide NRD.

CHAPITRE 3 : Le tripleur réactif 9.333-28 GHz

3.1 Introduction

Les multiplicateurs réactifs utilisent la capacité non linéaire de la diode pour générer l'harmonique désirée. Ces multiplicateurs présentent moins de pertes de conversion et moins de bruit que les multiplicateurs résistifs. Cependant, ils nécessitent une adaptation très précise à l'entrée comme à la sortie et sont très sensibles aux conditions d'opération telle que la puissance d'entrée.

Dans ce chapitre, nous présenterons toutes les étapes de conception d'un tripleur réactif 9.33-28 GHz.

3.2 Caractéristiques de la diode Varactor

Pour concevoir le tripleur réactif, nous avons utilisé une diode Varactor de marque METELICS (MSV-34067) sous forme de chip. Les caractéristiques de cette diode sont jointes en annexe (Annexe B).

Pour mettre en évidence la variation de la capacité de la diode utilisée, nous avons tracé sur un abaque de Smith le paramètre S11 de la diode simulée à différentes tensions de polarisation. Cette simulation a été possible grâce au modèle exact de la diode fourni par le fabricant sous forme de paramètres Spice. Le logiciel MDS extrait le modèle exact de la diode à partir de ces paramètres. Les définitions des paramètres Spice sont données à l'annexe C.

Le circuit qui nous permet d'obtenir les paramètres S de la diode est montré à la figure 3.1. Pour chaque valeur de Vc, on calcule S11.

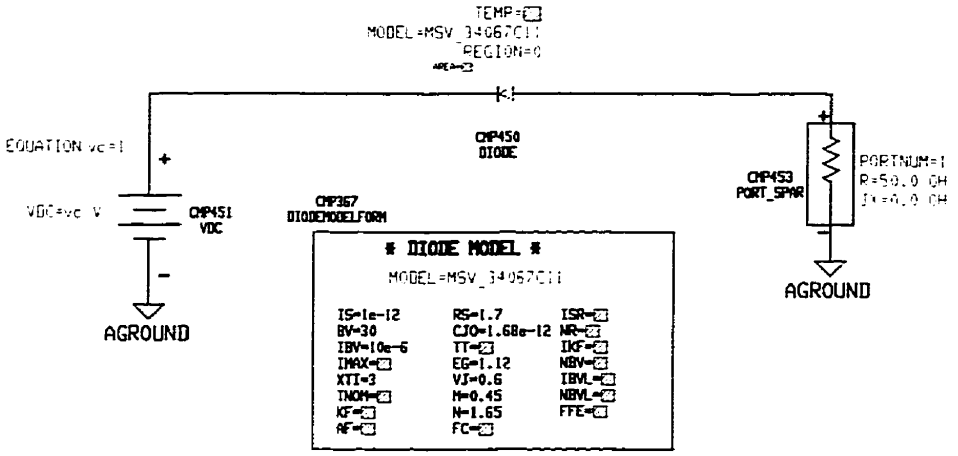


Figure 3.1 : Circuit 'MDS' utilisé pour simuler les paramètres S de la diode METELICS

Les paramètres S11 de la diode sont tracés sur l'abaque de Smith de la figure 3.2.

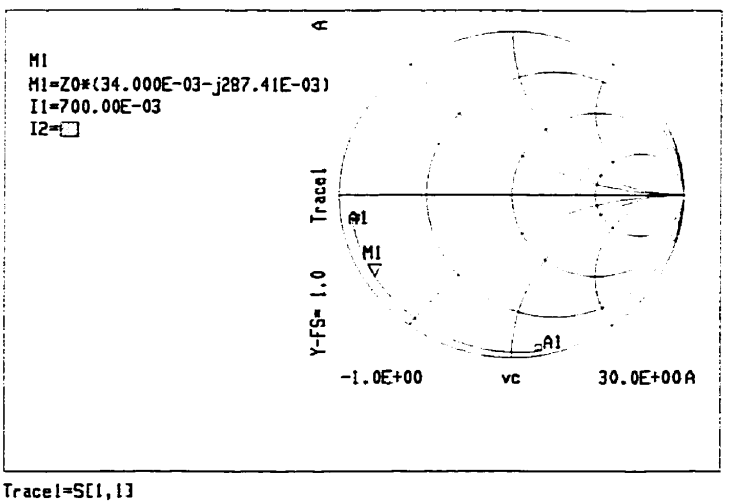


Figure 3.2 : Paramètres S11 de la diode METELICS en fonction de la tension de polarisation

On remarque que lorsque la tension de polarisation varie, le paramètre S11 se déplace sur le même cercle de résistance constante (1.7 Ω) ce qui laisse présager une variation de Cj.

Pour illustrer la variation de Cj, nous avons extrait Cj de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée et nous l'avons tracé à la figure 3.3 en fonction de la tension de polarisation.

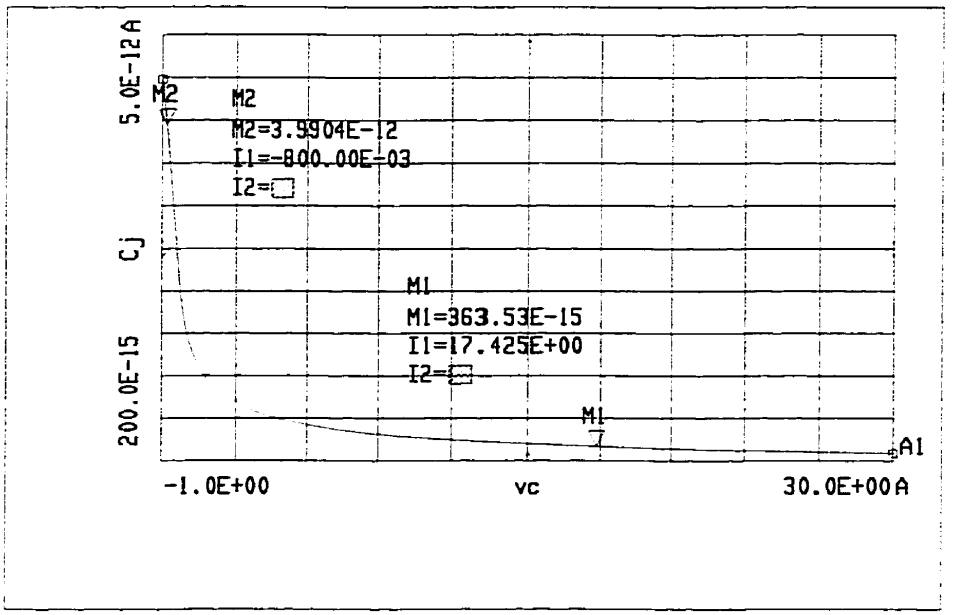


Figure 3.3 : Partie imaginaire de l'impédance de la diode en fonction de la tension de polarisation

À Vc=0.8 V , Cj = 4 pF

À Vc=-17.42 V , Cj = 0.363 pF

En effet, pour une tension de polarisation située entre 0.8 V et -17.5 V, la capacité de la diode est très non-linéaire.

La diode Varactor MSV-34067 vient seulement sous forme de chip

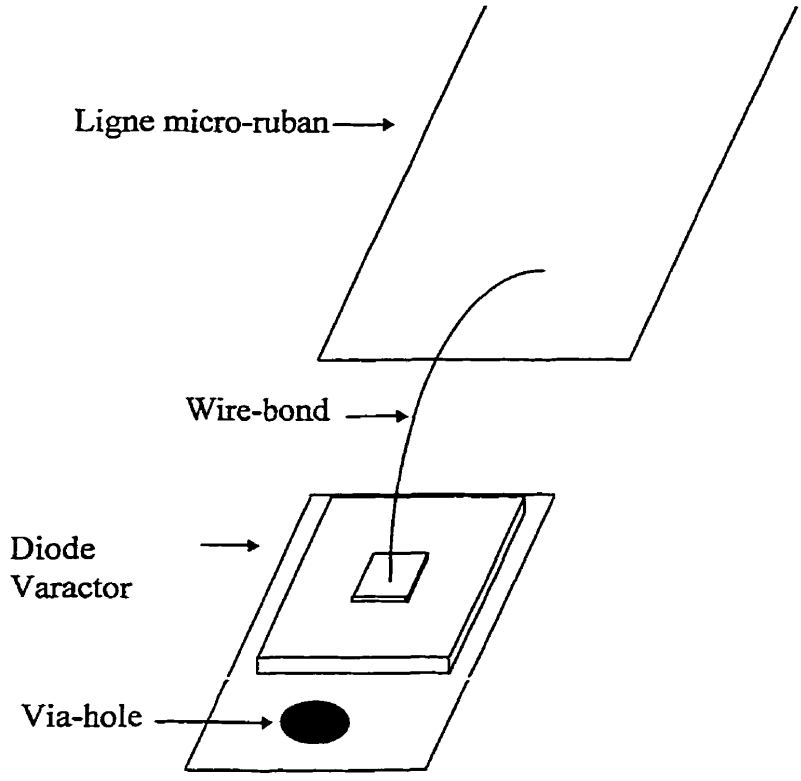


Figure 3.4 : Forme de la diode Varactor

3.3 Analyse du tripleur réactif

Le schéma bloc d'un multiplicateur de fréquence réactif est présenté à la figure 1.4.b.

Le fonctionnement du multiplicateur dépend des impédances que voit la diode Zdi et Zdo.

Telle que mentionnée dans le chapitre I, la limite théorique de l'efficacité de conversion d'un multiplicateur réactif est de 100%. Cette limite sous-entend que toute la puissance du signal d'entrée à la fréquence f1 se retrouve à la sortie du dispositif.

Pour atteindre l'efficacité de 100%, il ne faut avoir aucune perte aux harmoniques indésirées. Il faut alors présenter à la jonction de la diode Cj une réactance pure à chacune des harmoniques indésirées. Toutefois, on ne peut jamais atteindre une efficacité de 100%

car la résistance de la diode Rs est toujours en série avec la capacité de jonction et dissipe alors de la puissance à toutes les harmoniques.

Ainsi, pour obtenir la meilleure efficacité de conversion, deux approches sont possibles. La première serait de présenter à la diode un court-circuit à toutes les harmoniques indésirées (Zdo(mf1)=0, m≠n). Dans ce cas, aucun courant de fréquence indésirée ne parcourt la diode et ainsi la résistance Rs ne dissipe pas de puissance aux fréquences indésirées. Par contre, il y a des pertes dans le réseau de sortie.

La seconde approche serait de présenter à la diode un circuit ouvert à toutes les harmoniques indésirées (Zdo(mf1)=∞, m≠n). Dans ce cas, les harmoniques indésirées circulent dans la diode et il y a dissipation de puissance dans Rs. On évite par contre toute perte dans le réseau de sortie.

Pour les multiplicateurs de fréquence d'ordre n supérieur à 2 utilisant les diodes Varactor, la seconde approche est préférée. La raison principale de ce choix est que la fonction reliant la tension aux bornes de la diode Vd à la charge emmagasinée Q dans la capacité de jonction est une fonction carrée. Celle-ci ne permet pas la génération d'harmonique d'ordre supérieur à 2 à moins d'avoir les autres composantes harmoniques du courant circulant dans la diode.

Supposons qu'on a une diode Varactor ayant une capacité de jonction caractérisée par l'équation 1.10 :

$$C(V) = \frac{Cj_0}{\left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^{\gamma}} \qquad (1.10)$$

V :tension aux bornes de la diode

Prenons γ=0.5

La charge emmagasinée dans la capacité de jonction de la diode en fonction de V s'écrit :

$$Q(V) = -2Cjo\phi\left(1-\frac{V}{\phi}\right)^{\frac{1}{2}} \tag{3.1}$$

On peut écrire V en fonction de Q :

$$V(Q) = \phi\left(\frac{Q_\phi^2 - Q^2}{Q_\phi^2}\right) \tag{3.2}$$

où $Q_\varphi = -2Cjo\phi$

V(Q) est donc une fonction carrée.

Prenons le cas de la première approche où la diode voit un court-circuit à toutes les fréquences indésirées. Dans ce cas, on ne retrouve que la composante du courant à la fondamentale. Le courant Id est donc un signal sinusoïdal à la fréquence fondamentale. Puisque Id est une sinusoïde, la charge Q varie aussi sinusoïdalement. D'autre part, si la fonction V(Q) est une fonction carrée, la fonction V(Id) devrait l'être aussi. Nous savons qu'une sinusoïde levée au carré ne produit que la deuxième harmonique et l'ordre de multiplication sera 2.

Afin d'obtenir la troisième harmonique à la sortie dans le cas du tripleur, il est nécessaire d'avoir la deuxième harmonique du courant de jonction Id. La troisième harmonique résultera par la multiplication de la fondamentale et de la deuxième harmonique. En présentant un circuit ouvert à la diode à la deuxième harmonique, on favorise la circulation de la deuxième harmonique dans la diode.

Le circuit qui permet de présenter à la diode un circuit ouvert à la deuxième harmonique est communément appelé 'Idler' à la seconde harmonique.

Dans le même ordre d'idée, pour concevoir un quadripleur, il faut avoir un Idler à la seconde harmonique et un autre à la troisième harmonique.

Dans notre cas, la diode MSV-34067 possède un γ=0.45≈0.5. Il est donc nécessaire d'utiliser un Idler à la deuxième harmonique pour concevoir le tripleur.

La structure générale du multiplicateur réactif est montrée à la figure 3.5

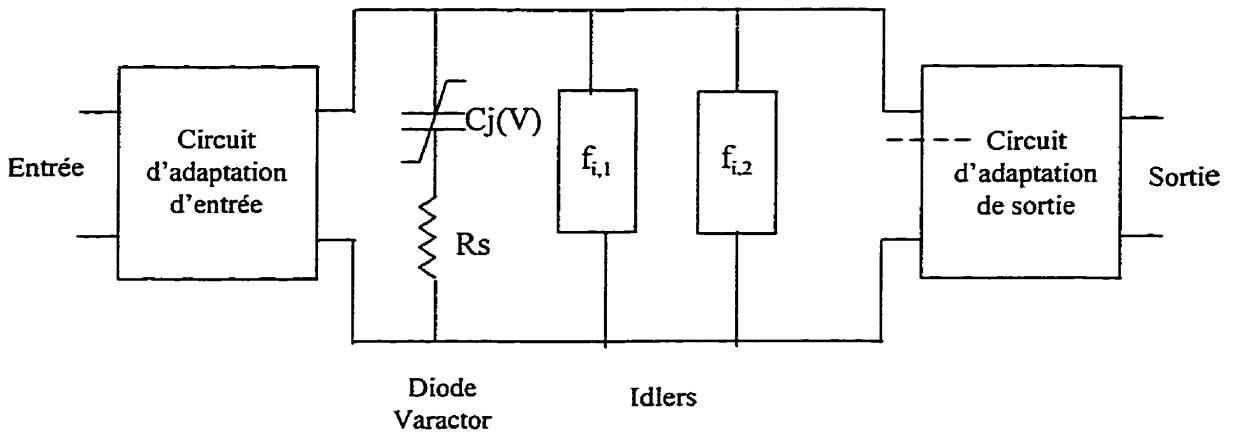


Figure 3.5 : Structure générale d'un multiplicateur réactif

3.4 Design théorique du tripleur réactif

La structure simplifiée du tripleur est présentée à la figure 3.6

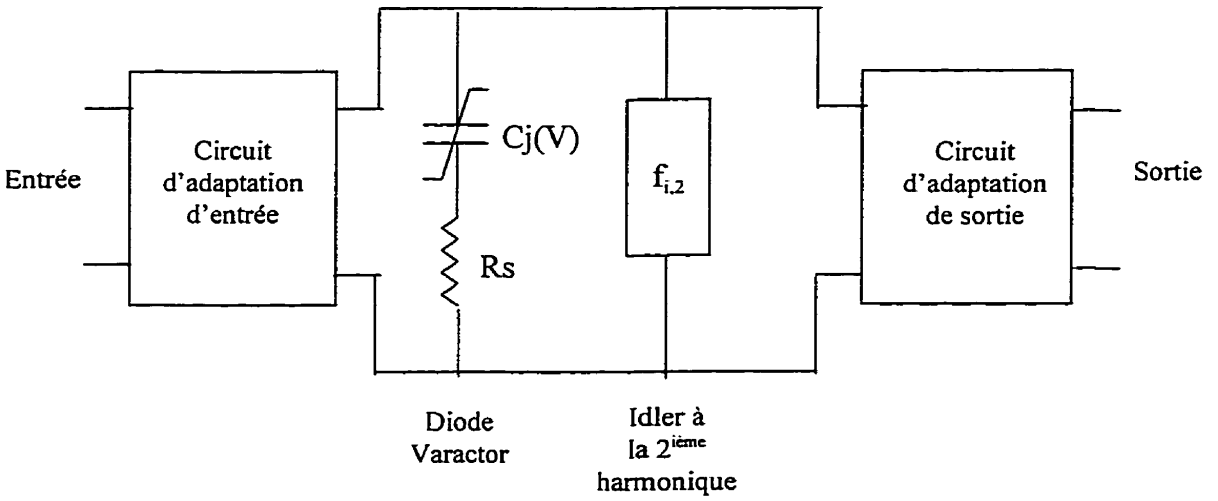


Figure 3.6 : Structure simplifiée du tripleur réactif

Pour faire le design du tripleur, il faut déterminer les impédances équivalentes de la diode à toutes les fréquences. L'Idler et les circuits d'adaptation seront réalisés en fonction de celles-ci.

La méthode utilisée pour faire la conception théorique du tripleur est la méthode de Burckhard [1]. Les résultats de Burckhard sont présentés sous forme de tables normalisées ce qui permet de les utiliser pour la conception d'une grande variété de multiplicateurs réactifs à diode Varactor. Cette méthode est une méthode très simplifiée qui considère la diode comme étant une capacité variable Cj en série avec une résistance Rs. En réalité, le modèle d'une diode est bien plus complexe. Au fait, il comporte des capacités et des inductances parasites qui influencent grandement le comportement de la diode à haute fréquence.

De plus, la méthode de Burckhard considère que les circuits d'adaptation et les Idlers ne présentent pas de pertes. En pratique, on ne peut réaliser de circuits sans pertes surtout à haute fréquence. Burckhard suppose aussi qu'il n'y a que le courant d'entrée, de sortie et de l'Idler qui circulent dans le circuit.

Finalement, sa méthode s'applique à une diode Varactor ayant un facteur de qualité à la fréquence de sortie supérieur à 50.

La diode utilisée est la diode Varactor de marque METELICS (MSV-34067). Ses paramètres sont les suivants :

- Capacité de jonction à Vd=0, Cjo=1.68 pF .
- La résistance de série , Rs=1.7Ω .
- Le potentiel de diffusion , Φ=0.7V.
- La tension de claquage , Vb=-30V.
- Le facteur de non linéarité , γ=0.45.
- La tension de jonction maximale sans conduction, Vsc=0.6V.

Après avoir simulé la diode avec MDS, nous avons remarqué que la capacité est très non-linéaire lorsque la tension de polarisation varie entre 0.425V et -17.25V (figure 3.3). La

diode doit donc opérer dans la région II (figure1.11) et sa tension variera entre 0.425 et -17.25V.

Quand Vd=0.425 V, la capacité de jonction Cj=2.72 pF.

Quand Vd=-17.25 V, la capacité de jonction Cj=0.365 pF.

La capacité de jonction est maximale quand Vd=Φ=0.7 V. D'après la figure 3.4. Cj_{max}=4 pF quand Vd=Φ=0.7 V.

La capacité de jonction est minimale quand Vd=Vb=-30 V. D'après la figure 3.4. Cj_{min}=0.287 pF quand Vd=Vb=-30 V.

La fréquence de coupure dynamique de la diode s'écrit :

$$f_{cd} = \frac{S_{max} - S_{min}}{2Rs\pi} \tag{3.3}$$

où

$$S_{max} = \frac{1}{C_{min}} \tag{3.4}$$

et $$S_{min} = \frac{1}{C_{max}} \tag{3.5}$$

On trouve, $f_{cd} \approx 300$ GHz (3.6)

La diode MSV-34067 peut donc être utilisée pour un tripleur 9.333-28 GHz.

Le facteur de qualité dynamique de la diode à la fréquence de sortie s'écrit :

$$Q_{\delta} = \frac{f_{cd}}{nfo} \tag{3.7}$$

n : facteur de multiplication =3

fo : fréquence d'entrée = 9.333 GHz

On trouve, Q_{δ}= 11 (3.8)

Le facteur de qualité dynamique est inférieur à 50, valeur imposée par Burckhard. Ainsi, les résultats de l'analyse qui suit peuvent être imprécis. Pour obtenir un facteur de qualité

de 50 à 28 GHz, il faut avoir une fréquence de coupure dynamique de 1400 GHz. Aucune technique de conception de diode ne permet d'avoir une telle fréquence de coupure.

La charge emmagasinée par la diode en fonction de la tension aux bornes de la diode s'écrit :

$$Q(V) = -2Cjo\phi\left(1-\frac{V}{\phi}\right)^{\gamma} \tag{3.9}$$

Le niveau de conduction de la diode 'Drive Level' D s'écrit :

$$D = \frac{q_{max} - q_b}{q_\phi - q_b} \tag{3.10}$$

où :

$$q_{max} = Q(Vsc) \tag{3.11}$$

$$q_\Phi = Q(\Phi) \tag{3.12}$$

$$q_b = Q(Vb) \tag{3.13}$$

On trouve : $D = 0.87$ (3.14)

Pour un niveau de conduction D et un facteur de non linéarité γ donnés, les tables de Buckhard [1] pour un tripleur fournissent les résistances de la source et de la charge normalisées Rin et RL respectivement ainsi que l'admittance moyenne de la jonction aux fréquences d'entrée et de sortie $S_{0,1}$ et $S_{0,3}$. Ces admittances doivent résonner avec le circuit d'adaptation d'entrée et de sortie respectivement. De plus, l'admittance de la diode à la fréquence de l'idler (2ième harmonique) $S_{0,2}$ est donnée dans ces tables. $S_{0,2}$ doit résonner avec l'Idler.

Les tables de Burckhard donnent aussi la tension de polarisation normalisée Vdc,n,

on a $$Vdc,n = \frac{\phi - Vdc}{\phi - Vb} \tag{3.15}$$

Vdc est la tension de polarisation dénormalisée.

Ainsi, les circuits d'adaptation devront adapter l'impédance de la diode à la fréquence d'entrée et de sortie (figure 3.7).

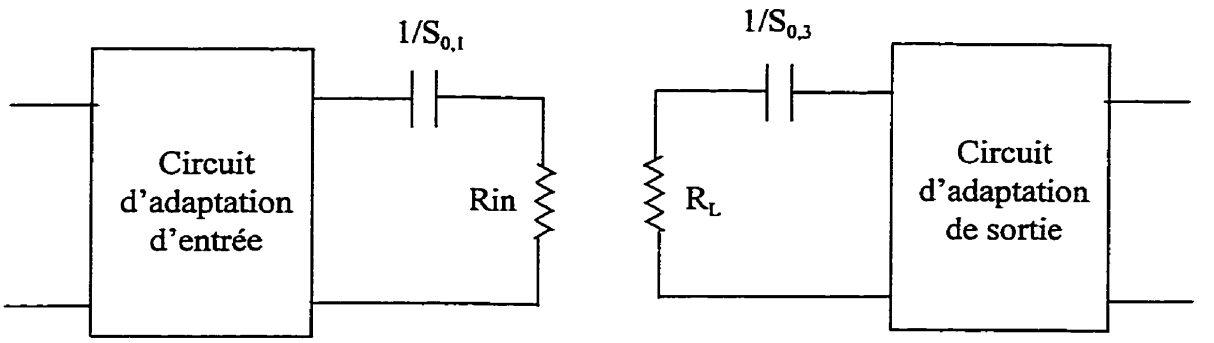


Figure 3.7 : Impédances de la diode à la fréquence d'entrée et de sortie

Puisque la diode opérera entre 0.425 V et 17.25 V, sa capacité de jonction variera entre 2.72 pF et 0.365 pF.

On pose alors C_{max}=2.72 pF (3.16)

et C_{min}= 0.365 pF (3.17)

D'après la table de Burckhard d'un tripleur, pour γ=0.5 et D=1, on trouve :

$$\frac{Rin.\omega 1}{S_{max}} = 0.137 \quad (3.18)$$

et $$\frac{RL.\varpi 1}{S_{max}} = 0.0613 \quad (3.19)$$

avec $S_{max} = \frac{1}{C_{min}}$ et $\omega 1 = 2.\pi.f0$

On trouve :

Rin=6.4Ω (3.20)

et R_L=2.9Ω (3.21)

De la même table, on trouve :

$$\frac{S_{0,1}}{S_{max}} = \frac{S_{0,2}}{S_{max}} = \frac{S_{0,3}}{S_{max}} = 0.5 \quad (3.22)$$

L'impédance de la diode à la fréquence d'entrée est :

$$Zin = Rin - j\frac{S_{0,1}}{\omega l} \tag{3.23}$$

$$Zin=6.4-23.35j \tag{3.24}$$

L'impédance de la diode à la fréquence de sortie est :

$$Zout = RL - j\frac{S_{0,3}}{3\omega.l} \tag{3.25}$$

$$Zout=2.9-7.78j \tag{3.26}$$

L'admittance de la diode à la fréquence de l'Idler :

$$Zid = -j\frac{S_{0,2}}{2\omega.l} \tag{3.27}$$

$$Zid=-11.7j \tag{3.28}$$

La table de Burckhard fournit aussi deux paramètres α et β nécessaires pour calculer l'efficacité de conversion et la puissance maximale à la sortie du multiplicateur.

Pour un γ=0.5 et D=1,

$$\alpha=11.6 \tag{3.29}$$

et β=0.0241 (3.30)

L'efficacité de conversion est calculée à partir de l'équation ci-dessous :

$$\varepsilon_c = \exp\left(-\frac{\alpha}{Q_\delta}\right) \tag{3.31}$$

Q_δ est le facteur de qualité dynamique de la diode.

On trouve pour la diode MSV-34067, une efficacité de conversion égale à :

$$\varepsilon_c=23.16\% \tag{3.32}$$

soit des pertes de conversion

$$L_3=6.4 \text{ dB} \tag{3.33}$$

La puissance maximale en dBm que peut fournir la diode est calculée à partir de l'équation 3.34.

$$P_{Lmax} = 10\log\left(\frac{\beta.\omega 1.(\phi - Vb)^2}{S_{max}.10^{-3}}\right) \quad (3.34)$$

On trouve P_{Lmax}=17.7 dBm (3.35)

La tension à laquelle la diode doit être polarisée se calcule à partir de l'équation 3.36.

$$Vdc = \phi - \frac{Vdc,n}{\phi - Vb} \quad (3.36)$$

où ϕ=0.7 V et Vdc,n=0.32 V (Table de Burckhard)

La tension de polarisation est égale à :

Vdc=-2.72 V (3.37)

Une compilation des résultats trouvés est présentée ci-dessous.

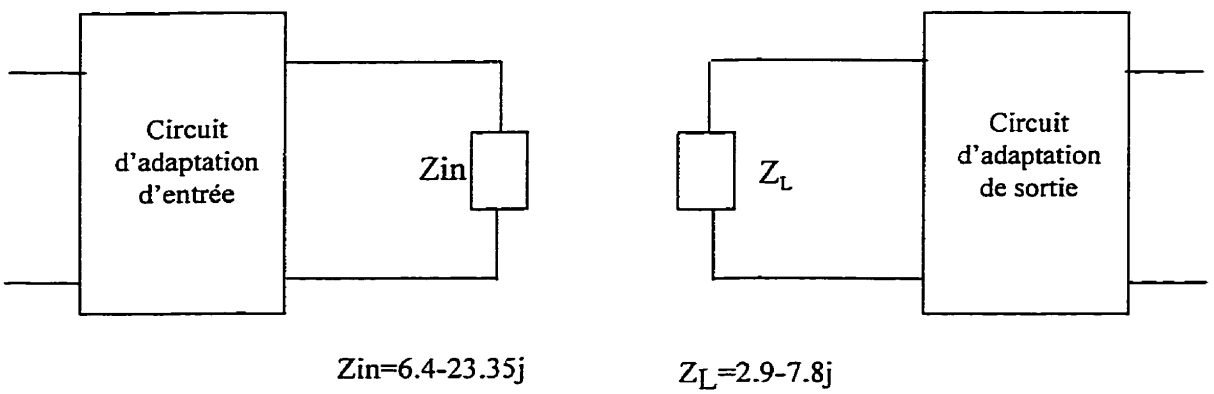


Figure 3.8 : Impédances de la diode aux fréquences d'entrée et de sortie

L'Idler doit résonner avec Zid=-11.7j

Pertes de conversion L_3=6.4 dB

Puissance maximale PL_{max}=17.7 dBm

tension de polarisation Vdc=-2.72 V

En dépit de toutes ses simplifications, la méthode de design proposée par Burckhard donne un circuit de départ facilement optimisable sur MDS à condition d'avoir le modèle non-linéaire exact de la diode.

3. 5 Design du tripleur réactif 9.333-28 GHz sur MDS

Le fait d'avoir les paramètres Spice de la diode MSV-34067 nous a permis d'utiliser la méthode d'équilibrage harmonique disponible sur MDS pour faire la conception du tripleur 9.333-28GHz en technologie microruban.

Comme dans le cas du doubleur 14-28 GHz, nous devons modifier le circuit optimisé à l'aide de MOMENTUM pour tenir compte des pertes dans le substrat.

Dans cette partie, nous présenterons toutes les étapes de conception du tripleur réactif 9.333-28 GHz.

3.5.1 Circuit général du tripleur réactif et critères de conception

Pour concevoir le tripleur, nous avons utilisé le substrat TMM3 de permittivité relative ε_r=3.27 et d'épaisseur h=15 mil.

Comme mentionnée, la diode utilisée est la diode Varactor, MSV-34067, de marque METELICS sous forme de chip. Ses caractéristiques se trouvent à l'annexe B.

Le layout du tripleur réactif 9.333-28GHz réalisé est présenté à la figure 3.8.

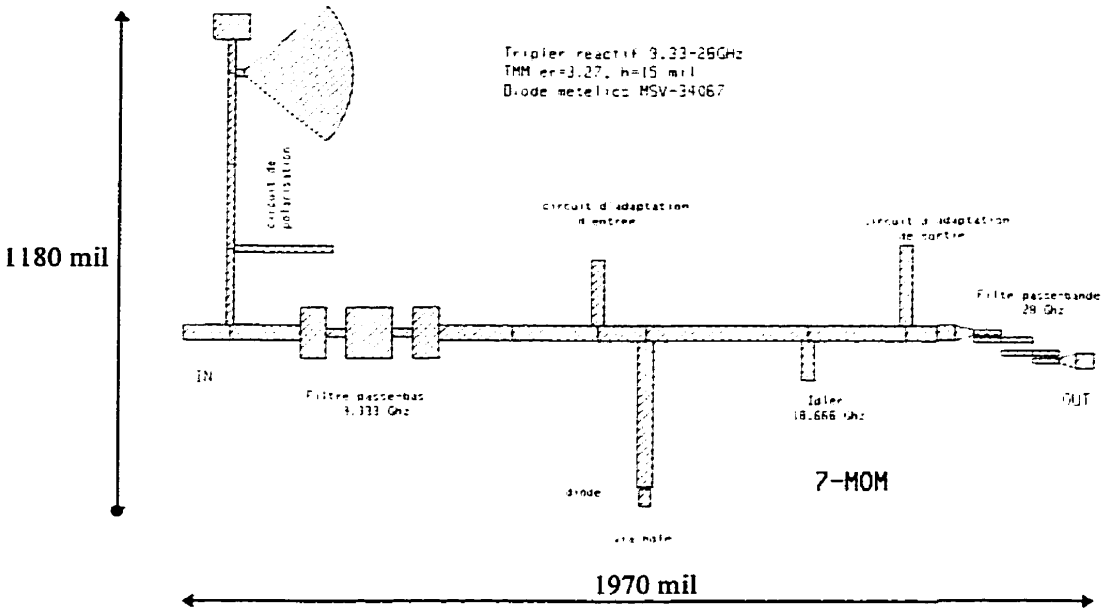


Figure 3.9 : Layout du tripleur réactif 9.333-28 GHz

Comme expliqué dans la partie 2 de ce chapitre, l'idler doit être conçu de telle sorte à ce que la diode voit un circuit ouvert à la 2ième harmonique et un court-circuit à la fréquence de sortie. En pratique, il n'est pas possible de concevoir un idler présentant ces caractéristiques. Il faut alors réaliser un idler qui permet de maximiser la 2ième composante de Id dans la diode sans atténuer la 3ième harmonique à la sortie.

Le circuit d'adaptation à l'entrée adapte l'impédance d'entrée de la diode à f_0 avec l'impédance de la source (50Ω).

Le circuit d'adaptation à la sortie adapte l'impédance de sortie de la diode à $3f_0$ avec l'impédance de la charge (50Ω).

Dans les circuits non-linéaires, l'adaptation à l'entrée dépend de celle à la sortie. Ainsi, pour notre tripleur, nous avons conçu simultanément les deux réseaux d'adaptation.

La présence du filtre passe-bas décrit au chapitre 6 est nécessaire pour isoler le réseau d'entrée du réseau de sortie. De la sorte, on empêche la 2ième et 3ième harmonique d'aller vers la source.
De même, le filtre passe-bande décrit au chapitre 6 bloque les harmoniques indésirées et ne permet que le passage de la 3ième harmonique vers la charge.

Le circuit de polarisation est conçu de manière à être invisible au signal RF. Tel que disposé dans notre circuit, on ne retrouve que la fondamentale. De ce fait, le circuit de polarisation a été conçu de manière à ce qu'il présente un circuit ouvert à la fondamentale. On évite ainsi toute perte de signal dans le circuit de polarisation tout en protégeant la source DC.

La diode utilisée est sous forme de chip. Celle-ci est mise à la terre par l'entremise d'un 'Via-hole' (trou métallisé dans le substrat connecté à la masse) . Elle est reliée au reste du circuit par un 'Wire-bond'(fil en or très fin, figure 3.4). La technique manuelle de conception du Via-hole et du Wire-bond au laboratoire POLY-GRAMES ne permet pas d'avoir une bonne précision et régularité. Dans le cas du Wire-bond, la précision de fabrication est carrément désastreuse (50% de précision).
Les effets du Via-hole et du Wire-bond ne peuvent être négligés car les deux se trouvent dans un endroit névralgique du circuit. De plus, le Wire-bond a un effet très inductif. Il est modélisé par une inductance de 0.7 nH/mm. Donc une variation de 1 mil, augmente l'inductance de 17.8 pH. À la fréquence de 28 GHz, l'effet de variation de la longueur du Wire-bond est amplifié. La hauteur du Wire-bond par rapport au substrat influence aussi le comportement du circuit. La technique de conception disponible au laboratoire ne permet pas de tenir compte de tous ces facteurs.
Ainsi, le circuit final du tripleur devrait être assez robuste pour faire face aux variations de la longueur du Wire-bond et aux variations des dimensions du Via-hole.

3.5.2 Critères d'optimisation

À l'entrée :

1. La puissance disponible par la source devrait être égale à la puissance qui entre dans le tripleur.

$$Pav=Pin=23 \text{ dBm}$$

2. Le réseau d'adaptation ne doit pas présenter de pertes. Ainsi, la puissance qui entre dans le tripleur doit être totalement transmise à la diode.

$$Pd \approx Pin \qquad \text{(Cas idéal)}$$

3. Aucune puissance réfléchie à l'entrée. La puissance à la fondamentale est totalement transmise et les puissances aux autres harmoniques ne se retrouvent pas à l'entrée du tripleur.

$$Pref(f)=0$$

À la sortie

1. On ne doit pas avoir de pertes de réflexion à la troisième harmonique à l'entrée du réseau d'adaptation de la sortie. La puissance à la troisième harmonique est totalement transmise à la charge.

$$Pdiode(3fo)=Pout(3fo)$$

2. La puissance à la sortie à la troisième harmonique doit être maximale.

$$Pout(3fo) \text{ maximal}$$

3. La composante du courant dans la diode à deuxième harmonique est maximale (Idler).

$$Id(2fo) \text{ maximal}$$

En pratique, il est impossible de vérifier autant de critères à la fois. La tâche est encore plus ardue lorsqu'on veut concevoir un circuit robuste aux imprécisions de fabrication.

3.5.3 Impédances optimales

Après plusieurs optimisations, nous avons déterminé les impédances optimales que devraient présenter les circuits d'adaptation d'entrée et de sortie à la diode (figure1.4.b). Ce ne sont certes pas les impédances idéales mais celles qui représentent le meilleur compromis.

Il faut noter que toutes les simulations ont été effectuées avec un signal d'entrée de 23 dBm, une tension de polarisation de -7V et des harmoniques allant jusqu'à la 16ième harmonique.

Les conditions d'opération d'un multiplicateur réactif influencent grandement son comportement. Il est donc essentiel de fournir ces conditions pour son bon fonctionnement.

- *Impédance à l'entrée de la diode Zdi*

Nous avons simulé le circuit d'adaptation d'entrée du tripleur obtenu par l'optimisation HB. Les simulations ont été faites aux fréquences les plus importantes soit 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz. Le paramètre S22 nous a permis de déterminer l'impédance que voit la diode à l'entrée Zdi.

On a représenté sur l'abaque de Smith de la figure 3.10 les paramètres S22 de chaque fréquence.

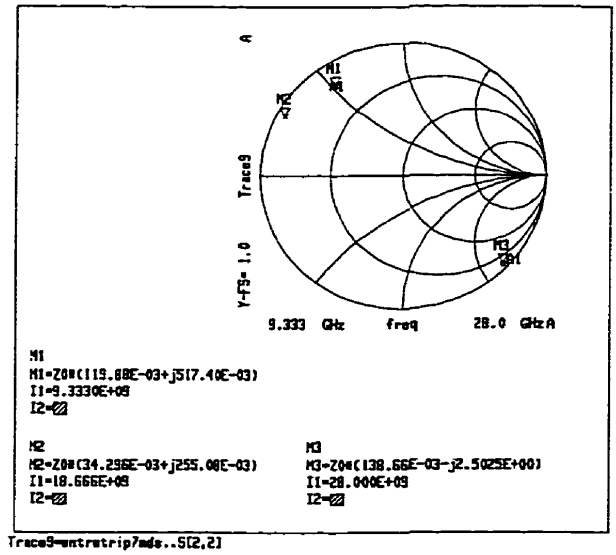


Figure 3.10 : Paramètres S22 du réseau d'entrée aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz

On trouve

$$Zdi_{initial}(fo)=6+25.8j \quad (3.38.a)$$

$$Zdi_{initial}(2fo)=1.715+12.574j \quad (3.38.b)$$

$$Zdi_{initial}(3fo)=6.93-125j \quad (3.38.c)$$

On voit que l'impédance que voit la diode à 9.333 GHz est pratiquement égale à l'impédance conjuguée de la diode à cette fréquence (équation 3.24).

$$Zdi(fo)\approx Zin^{*}(fo)$$

avec $Zdi(fo)=6+25.8j$ et $Zin(fo)=6.4-23.3j$

On remarque aussi que l'impédance que voit la diode à 3fo est proche du circuit ouvert sur l'abaque. Ainsi, la 3ième harmonique ne peut circuler dans le réseau d'entrée.

- *Impédance à la sortie de la diode*

Nous avons simulé le circuit d'adaptation de sortie du tripleur trouvé par l'optimisation HB. Les simulations ont été faites à 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz. Le paramètre S11 nous a permis de déterminer l'impédance que voit la diode à ces fréquences.

On a représenté sur l'abaque de Smith de la figure 3.11 le paramètre S11 du circuit d'adaptation de sortie à chaque fréquence.

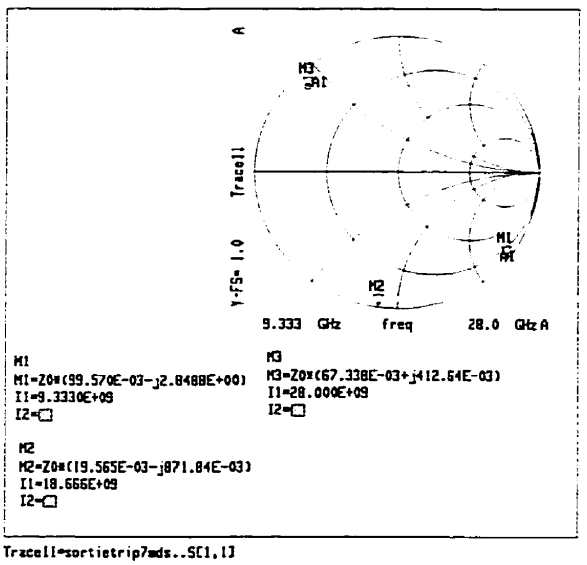


Figure 3.11 : Paramètres S11 du réseau de sortie aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz

On trouve

$Zdo_{initial}(fo)=5-142j$ (3.39.a)

$Zdo_{initial}(2fo)=1-43.6j$ (3.39.b)

$Zdo_{initial}(3fo)=3.3+20.63j$ (3.39.c)

On remarque que l'impédance que voit la diode à la fondamentale $Zdo_{initial}(fo)$ est proche du circuit ouvert sur l'abaque de Smith. Ainsi, la fondamentale ne passe pas au réseau de sortie.

À première vue, on remarque que les impédances trouvées par MDS n'ont rien à voir avec les impédances de la partie théorique de ce chapitre. Cependant, il ne faut pas oublier que la diode est reliée au circuit par un Wire-bond de 25 mil de longueur. Ce dernier est modélisé par une inductance de 0.7 nH/mm. Pour une longueur de 25 mil, le Wire-bond équivaut une inductance de 0.45 nH. Ainsi, les circuits d'adaptation qu'on a trouvés avec HB tiennent compte de l'effet de cette inductance puisqu'elle est en série avec la diode.

On remarque aussi que l'impédance que voit la diode à la 2ième harmonique est purement réactive. On peut conclure que l'Idler à la 2ième harmonique remplit son rôle. En effet, l'admittance théorique de la diode à la 2ième harmonique (équation 3.28) est :

$$Zid=-11.7j$$

Vue qu'on a une inductance en série, l'admittance totale à la 2ième harmonique est :

$$Zid_{totale}= Zid + Z_{wire\text{-}bond}(2fo) \qquad (3.40)$$

avec $Z_{wire\text{-}bond}(2fo)=j.2.\pi.(2.fo).L_{wire\text{-}bond}$ et $L_{wire\text{-}bond}=0.45$ nH

donc, $Zid_{totale}= -11.7j+52j= 40.3j$ (3.41)

Il est donc clair que $Zdo_{initial}(2fo)=Zid^{*}_{totale}$.

L'idler à la 2ième harmonique résonne donc avec la diode à la 2ième harmonique. La diode est alors court-circuitée et la composante à la 2ième harmonique du courant circule dans la diode.

À la 3ième harmonique, on remarque que l'impédance optimale $Zdo_{initial}(3fo)$ a la même partie réelle que la résistance théorique Zout(3fo) trouvée à l'équation 3.26.

$$Re(Zdo_{initial}(3fo))=Re(Zout(3fo))\approx 3 \qquad (3.42)$$

La partie imaginaire est par contre différente. Cela s'explique par le fait que sur MDS, on a considéré tous les paramètres de la diode et non en théorie. Les éléments parasites de la diode influencent énormément le comportement de la diode à haute fréquence et rendent le modèle simplifié de la diode utilisé par Burckhard, invalide.

Les impédances trouvées par l'optimisation HB ne sont pas les impédances idéales mais les impédances optimales qui permettent de remplir tous les critères d'optimisation fixés.

3.5.4 Rectification du tripleur 9.333-28 GHz à l'aide de MOMENTUM

Comme expliqué dans le chapitre II, il faut modifier les circuits d'entrée et de sortie pour tenir compte des pertes dans le substrat et corriger les erreurs introduites par l'utilisation à haute fréquence de modèles quasi-statiques par MDS.

Nous avons utilisé le simulateur électromagnétique MOMENTUM pour apporter les modifications nécessaires. MOMENTUM reflète le comportement réel des circuits planaires passifs.

Nous avons suivi la même méthodologie décrite dans le chapitre II.

Les circuits modifiés sont les circuits d'entrée et de sortie du tripleur réactif. Ces circuits sont présentés aux figures 3.12 et 3.13.

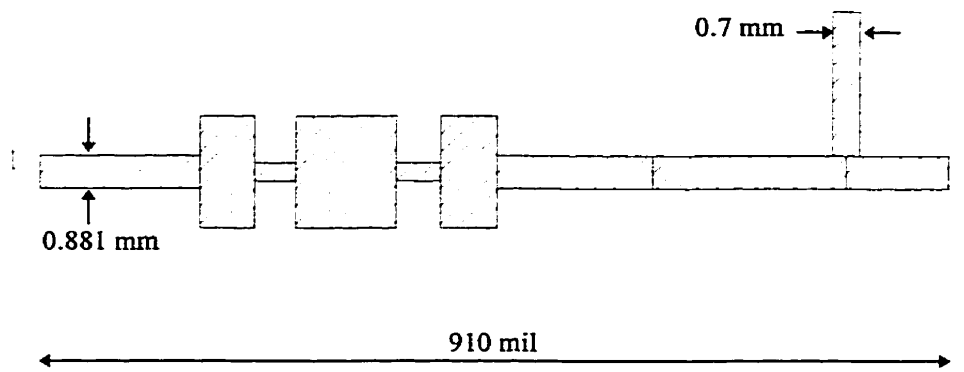


Figure 3.12 : Circuit d'entrée du tripleur réactif

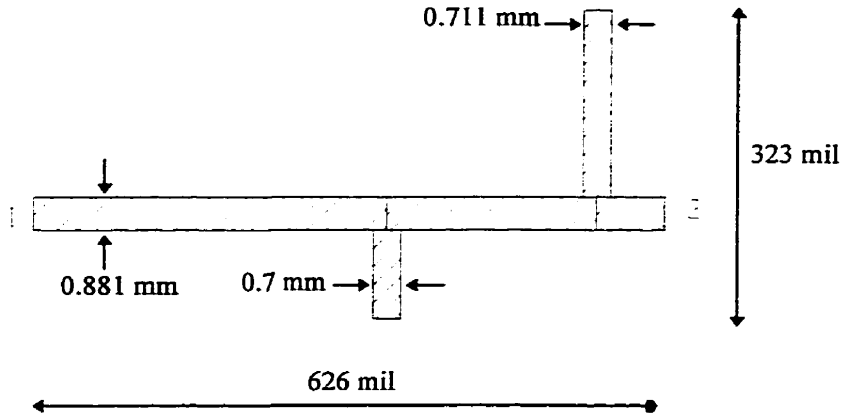


Figure 3.13 : Circuit de sortie du tripleur réactif

Pour montrer la différence entre MDS et MOMENTUM, nous avons simulé les circuits des figures 3.12 et 3.13 avec les deux logiciels. Les résultats obtenus sont présentés sur l'abaque de Smith des figures 3.14 et 3.15.

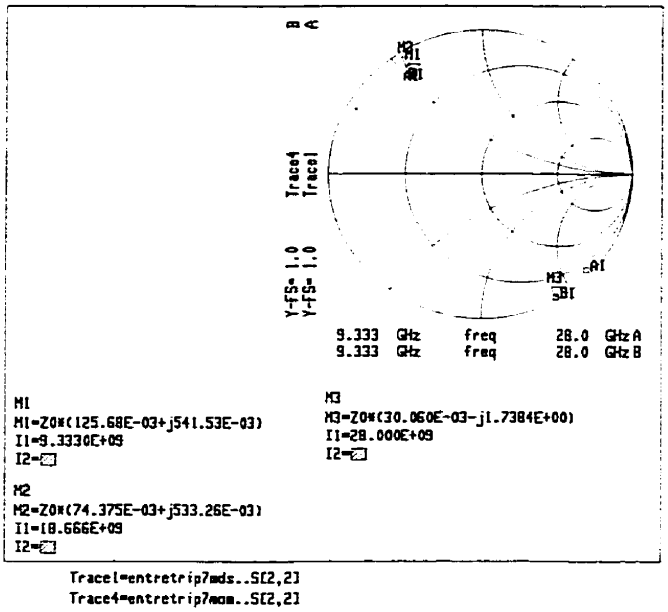


Figure 3.14 : Paramètres S22 du réseau d'entrée aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz simulés avec MOMENTUM et MDS

On trouve

$$Zdi_{mom}(fo)=6.3+27j \tag{3.43.a}$$

$$Zdi_{mom}(2fo)=3.71+26.7j \tag{3.43.b}$$

$$Zdi_{mom}(3fo)=1.5-87j \tag{3.43.c}$$

En comparant les équations 3.38 et 3.43, on constate que les résultats de MDS et MOMENTUM sont similaires à basse fréquence (9.333 GHz) par contre ils sont différents à haute fréquence (18.666 GHz et 28 GHz).

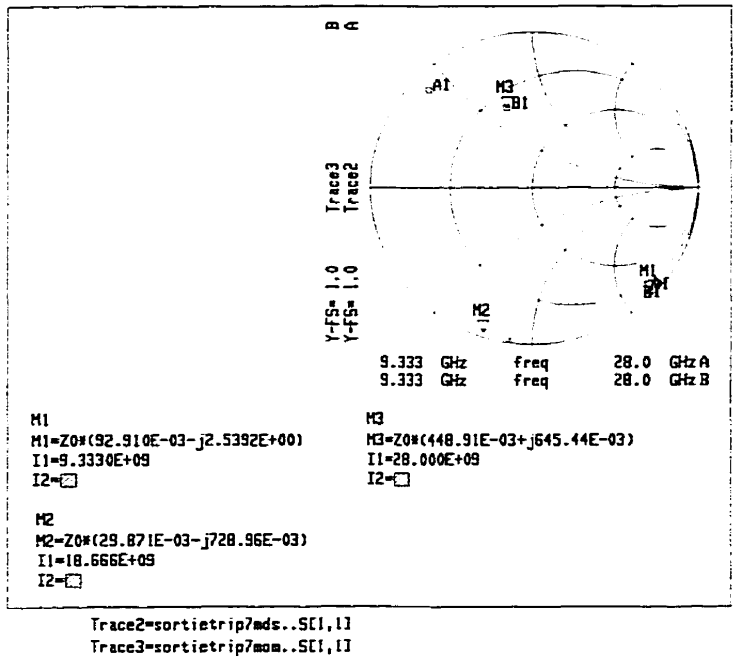


Figure 3.15 : Paramètres S11 du réseau de sortie aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz simulés avec MDS et MOMENTUM

On trouve

$Zdo_{mom}(fo)=4.7-127j$ (3.44.a)

$Zdo_{initial}(2fo)=1.5-36.5j$ (3.44.b)

$Zdo_{initial}(3fo)=22.4+32.25j$ (3.44.c)

De même, les impédances trouvées par MOMENTUM et MDS pour le réseau de sortie (équations 3.44 et 3.39) sont similaires à 9.333 GHz tandis qu'à 18.666 GHz et 28 GHz elles sont très éloignées l'une de l'autre.

Comme dans le cas du doubleur résistif, on doit trouver des circuits d'entrée et de sortie qui une fois simulés sur MOMENTUM donnent les mêmes impédances optimales trouvées par MDS.

Après plusieurs essais, nous avons apporté des modifications aux circuits initiaux d'entrée et de sortie pour qu'ils présentent les impédances optimales d'entrée et de sortie. La figure 3.16 montre l'impédance vue au port 2 (Zdi) du réseau d'entrée modifié par rapport à sa valeur optimale.

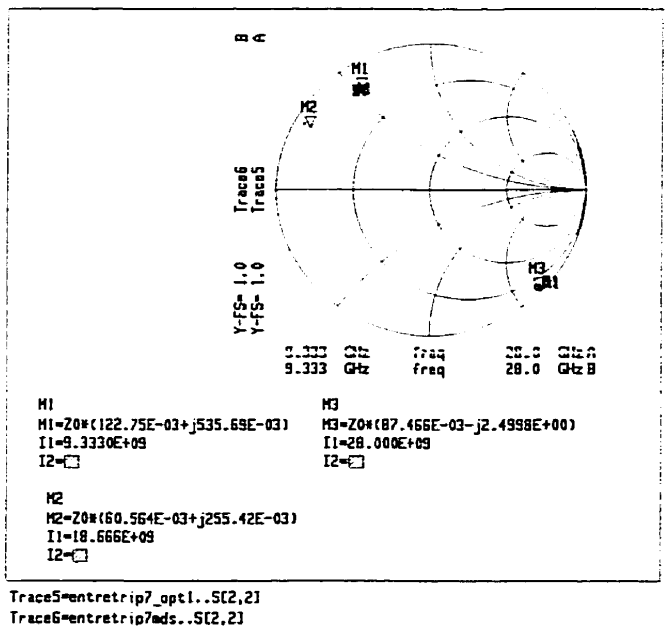


Figure 3.16 : Paramètres S22 du réseau d'entrée modifié aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz

On trouve

$Zdi_{mod}(fo)=6+26.8j$ (3.44.a)

$Zdi_{mod}(2fo)=3+12.8j$ (3.44.b)

$Zdi_{mod}(3fo)=4.4-125j$ (3.44.c)

d'autre part, on a l'impédance $Zdi_{initial}$ trouvée par MDS (équation 3.38) :

$Zdi_{initial}(fo)=6+25.8j$ (3.38.a)

$Zdi_{initial}(2fo)=1.715+12.574j$ (3.38.b)

$Zdi_{initial}(3fo)=6.93-125j$ (3.38.c)

En comparant les impédances trouvées avec MOMENTUM avec celles trouvées avec MDS (équations 3.44 et 3.38), on remarque qu'elles sont pratiquement équivalentes.

La figure 3.17 montre l'impédance vue au port 1 (Zdo) du réseau de sortie modifié par rapport à sa valeur optimale.

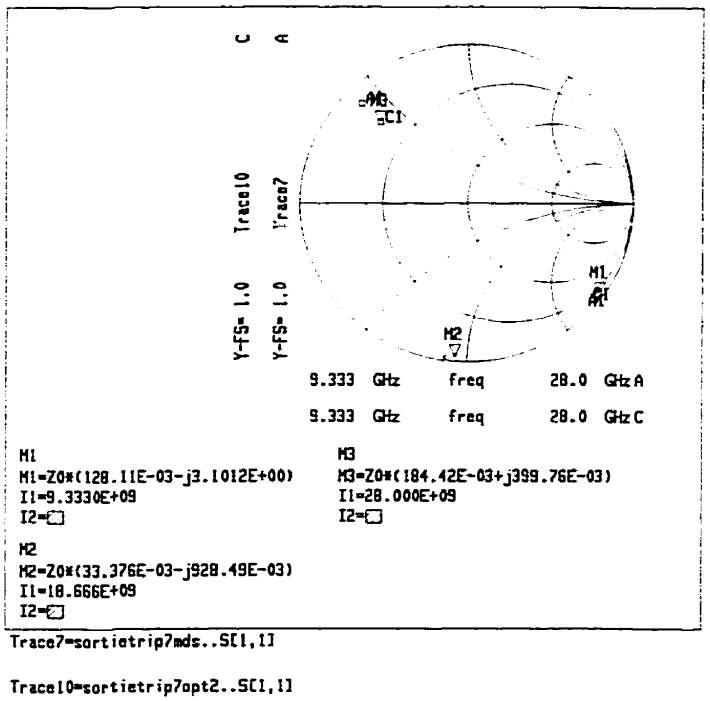


Figure 3.17 : Paramètres S11 du réseau de sortie modifié aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz

On trouve

$Zdo_{mod}(fo)=6.4-155j$ (3.45.a)

$Zdo_{mod}(2fo)=1.7-46.4j$ (3.45.b)

$Zdo_{mod}(3fo)=9.2+20j$ (3.45.c)

d'autre part, on a l'impédance $Zdi_{initial}$ trouvée par MDS (équation 3.39) :

$Zdo_{initial}(fo)=5-142j$ (3.39.a)

$Zdo_{initial}(2fo)=1-43.6j$ (3.39.b)

$Zdo_{initial}(3fo)=3.3+20.63j$ (3.39.c)

En comparant les impédances trouvées avec MOMENTUM avec celles trouvées avec MDS (équations 3.45 et 3.39), on remarque qu'elles sont comparables à 9.333 GHz et 18.666 GHz.

À 28 GHz, le circuit modifié a une impédance qui a la même réactance que celle de l'impédance optimale (≈20.6j). Cependant, sa partie réelle est différente (9 vs 3).

$Im(Zdo_{mod}(3fo))=Im(Zdo_{initial}(3fo))$

$Re(Zdo_{mod}(3fo))>Re(Zdo_{initial}(3fo))$

Ceci est dû au fait que le circuit comporte des pertes qui sont inévitables à 28 GHz.

Suite à cette étape, nous avons remplacé les réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie optimisés sur MDS par les réseaux d'entrée et de sortie modifiés avec MOMENTUM.

3.6 Performances obtenues avec MDS du tripleur réactif 9.333-28 GHz

Comme mentionné précédemment, le tripleur a été conçu de telle sorte à avoir une bonne efficacité de conversion. On s'est donc assurer d'utiliser la diode dans la région où elle présente la capacité de jonction la plus non-linéaire soit le cas où Vd varie de 0.45 V à -17 V.

En polarisant la diode à -7 V et en injectant à l'entrée du tripleur une puissance de 23 dBm à 9.333 GHz, nous permettons à la diode de fonctionner dans la région où elle est la plus efficace.

Pour faire fonctionner notre tripleur, nous devons absolument lui fournir ces conditions d'opérations. L'impédance de la diode est très dépendante de ces conditions et toute variation de ces dernières perturbera le fonctionnement du dispositif.

La tension et le courant aux bornes de la diode sont présentés à la figure 3.18.

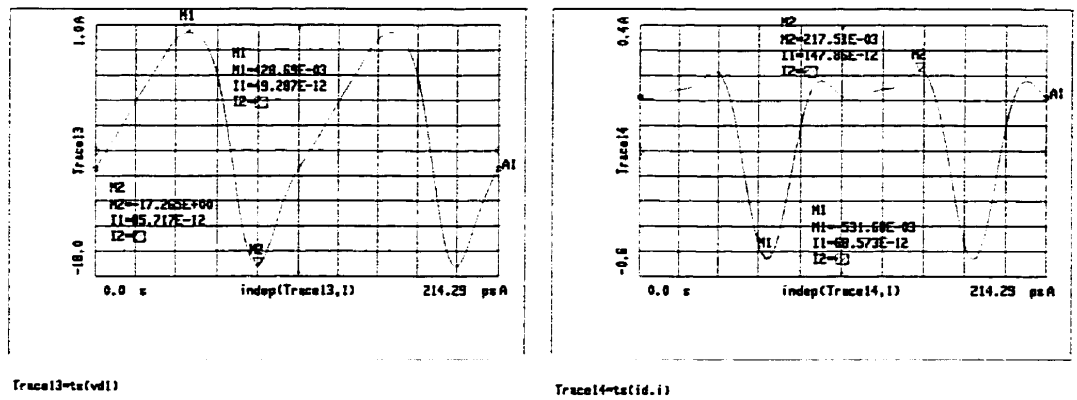


Figure 3.18 : Tension et courant aux bornes de la diode

On remarque que Vd se situe entre 0.428V et -17.265 V.

La figure 3.19 montre les harmoniques du courant circulant dans la diode Id.

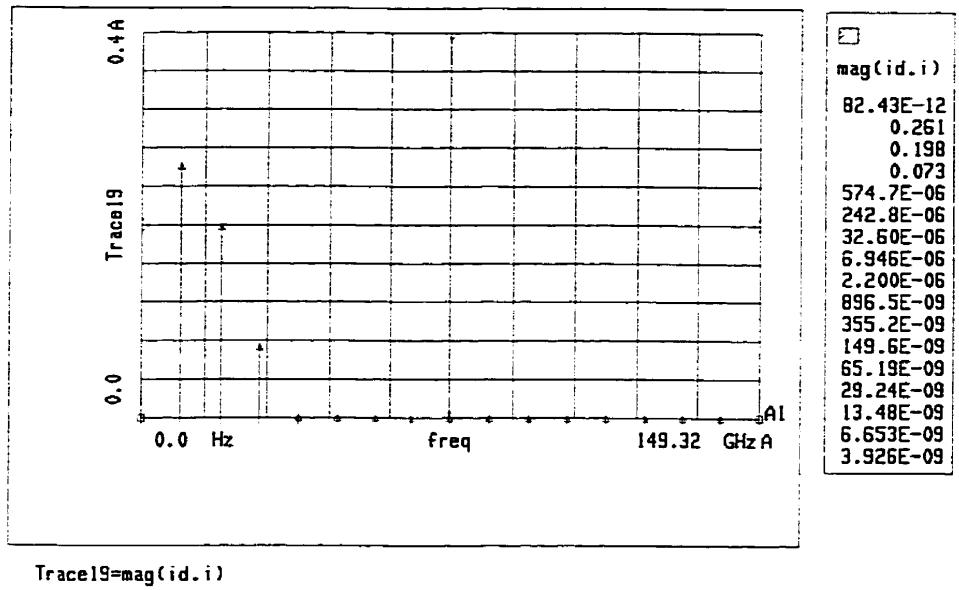


Figure 3.19 : Harmoniques du courant Id circulant dans la diode

On remarque que la fondamentale et la 2ième harmonique sont importantes dans Id. Cela confirme une autre fois que l'idler remplit parfaitement son rôle.

La figure 3.20 présente la tension à l'entrée et à la sortie du dispositif.

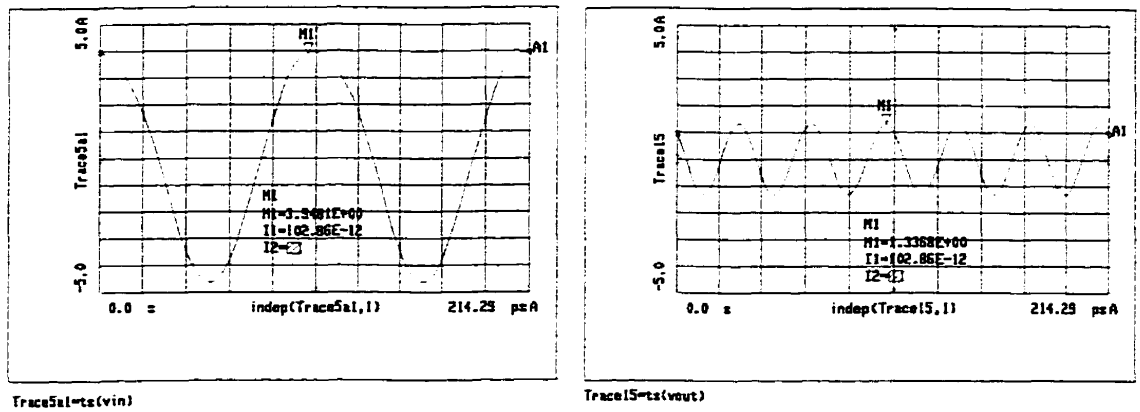


Figure 3.20 : Tension à l'entrée et à la sortie du tripleur réactif

On remarque que les signaux ne sont pas distorsionés ce qui nous permet de dire qu'il n'y a que la fondamentale à l'entrée (la 2ième et 3ième harmonique sont bloquées par le réseau d'entrée) et qu'il n'y a que la 3ième harmonique à la sortie (le réseau de sortie bloque toutes les fréquences indésirées).

Les équations 2.25 et 2.26 nous permettent de calculer la puissance en watt et en dBm respectivement.

$$P = 2\,\mathrm{Re}(V.I^{*}) \qquad (2.25)$$

$$P = 10.\log(500.\mathrm{Re}(V.I^{*})) \qquad (2.26)$$

Les spectres de puissance à l'entrée et à la sortie du dispositif sont présentés aux figures 3.21 et 3.22 respectivement. La puissance d'entrée au niveau de la diode est aussi présentée sous forme de tableau à la figure 3.21.

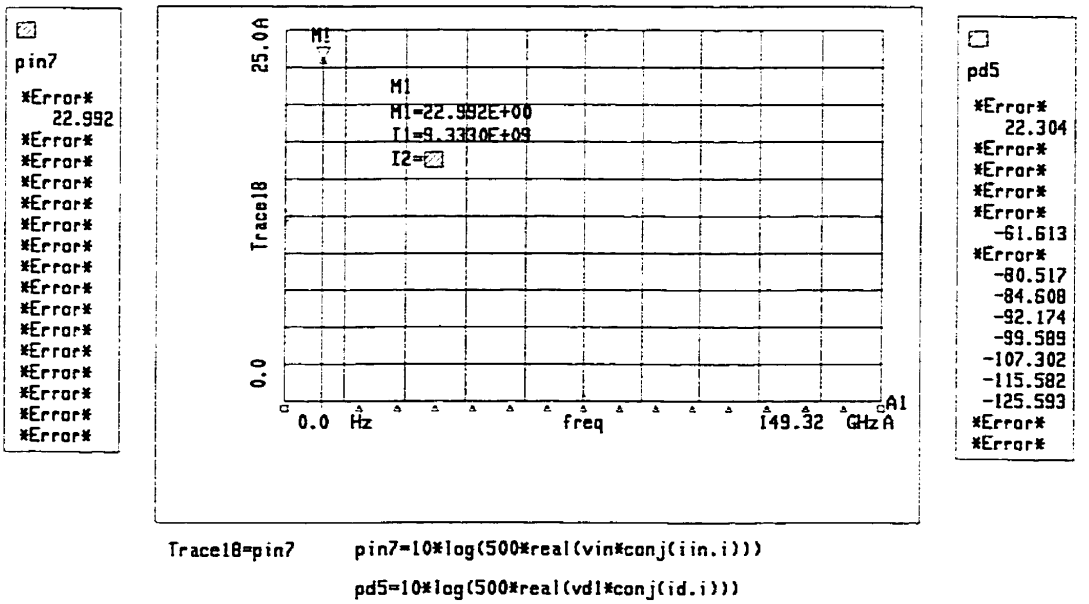


Figure 3.21 : Puissance à l'entrée du tripleur réactif , Pin, et puissance au niveau de la diode Pd

On remarque qu'il y 0.7 dB de perte dans le réseau d'entrée.

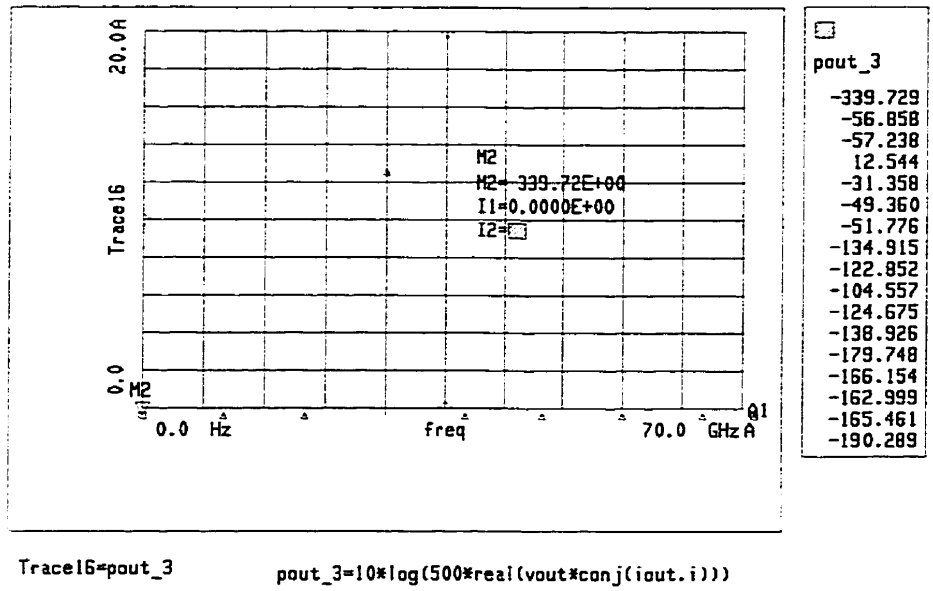
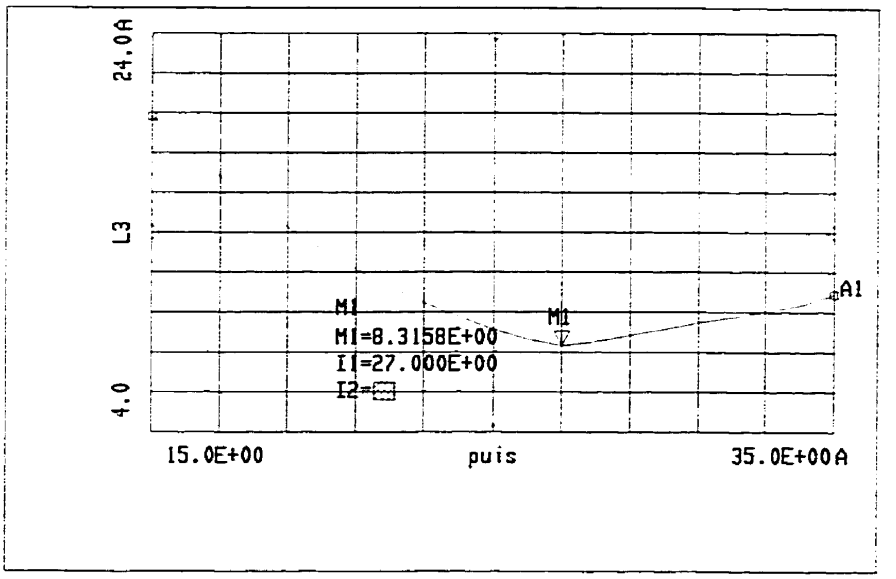


Figure 3.22 : Puissance de sortie du tripleur réactif

D'après l'équation 1.6, on peut calculer les pertes de conversion du tripleur à partir de la puissance à l'entrée et à la sortie.

L_3= 23 - 12.544 = 10.45 dB

La figure 3.23 montre les pertes de conversion en fonction de la puissance d'entrée.



L3=pin[*,2]-pout[*,4]

pin=10*log(500*real(vin*conj(iin.i)))
pout=10*log(500*real(vout*conj(iout.i)))

Figure 3.23 : Pertes de conversion du tripleur réactif en fonction de la puissance d'entrée

On remarque que la diode sature à partir de 27 dBm.

- À 27 dBm, les pertes de conversion du tripleur réactif sont minimales (8.3 dB).
- À 15 dBm, les pertes de conversion du tripleur réactif sont supérieures à 22 dB.

La diode sature lorsque le courant DC apparaît dans Id. La diode commence alors à rectifier le signal. La figure 3.24 montre la composante continue du courant de la diode en fonction de la puissance d'entrée.

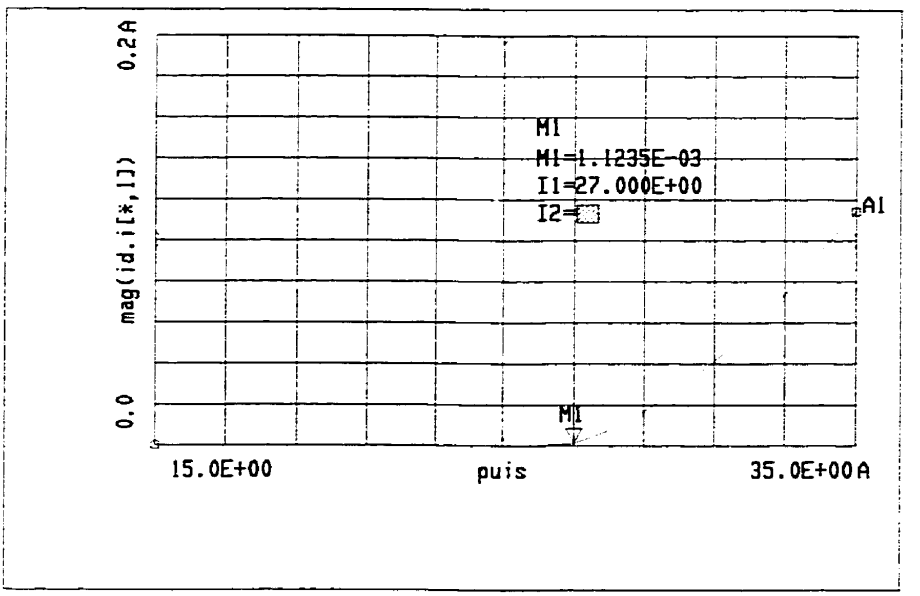


Figure 3.24 : Courant DC dans la diode en fonction de la puissance d'entrée

On remarque qu'il y a apparition du courant DC dans la diode lorsque la puissance d'entrée dépasse 27 dBm.

On remarque de la figure 3.23 que les pertes de conversion augmentent de manière considérable lorsqu'on a une puissance faible à l'entrée. Ceci est tout à fait normal car, d'une part, on n'est pas dans la région la plus non-linéaire de la diode et d'autre part l'impédance de la diode dépend de la puissance injectée; on a alors une désadaptation à l'entrée et à la sortie.

Les paramètres S11 en grand-signal du tripleur réactif sont présentés à la figure 3.25.

Wire bond=25

triplerrad7s11..puis	db(triplerrad7s11..s[1,1])
15.000	-8.454
16.000	-9.270
17.000	-10.330
18.000	-11.713
19.000	-13.546
20.000	-16.044
21.000	-19.643
22.000	-25.141
23.000	-27.563
24.000	-21.786
25.000	-17.747
26.000	-15.063
27.000	-13.099
28.000	-11.414
29.000	-9.926
30.000	-8.680
31.000	-7.627
32.000	-6.766
33.000	-6.027
34.000	-5.387
35.000	-4.859

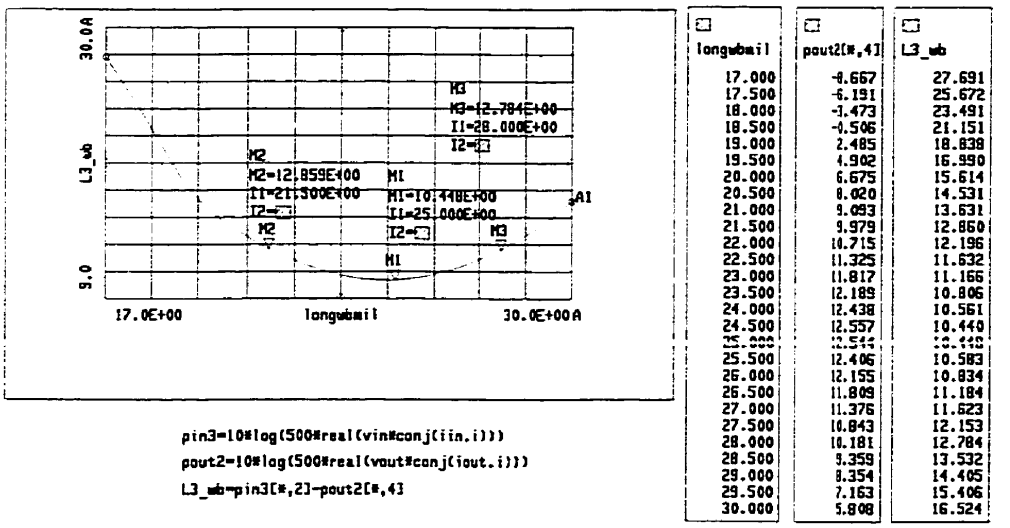
Figure 3.25 : Paramètres S11 en grand-signal du tripleur réactif

On remarque que l'entrée est très bien adaptée autour de 23dBm,
S11(puis=23dBm)=-27dB.
On constate aussi que le coefficient de réflexion se dégrade très rapidement lorsque le niveau de puissance à l'entrée diffère de 23 dBm. À 15 dBm, le circuit n'est plus adapté, S11(15dBm)=-8dB.

Dans notre conception, nous avons essayé d'avoir une perte de conversion qui diminue d'au maximum de 2 dB lorsque la longueur du Wire-bond varie de ±3 mil de sa valeur initiale (25 mil). Notre circuit tolère donc une erreur de 12% sur la longueur du Wire-bond. Pour obtenir ce résultat, nous avons dû privilégier la stabilité aux performances. Lors de la conception du tripleur réactif, nous avons obtenu des pertes de conversion de 7 dB pour une longueur **fixe** du Wire-bond (25 mil). Cependant, le circuit obtenu ne

permettait aucune variation, aussi minime soit-elle, de la longueur du Wire-bond. Il a donc fallu concéder 3 dB de pertes pour avoir une puissance à la sortie plus ou moins indépendante de la longueur du Wire-bond.

La figure 3.26 montre les pertes de conversion du tripleur réactif en fonction de la longueur du Wire-bond en mil .



longwbmil	pout2[*,4]	L3_wb
17.000	-8.667	27.691
17.500	-6.191	25.672
18.000	-3.473	23.491
18.500	-0.506	21.151
19.000	2.485	18.839
19.500	4.902	16.990
20.000	6.675	15.614
20.500	8.020	14.531
21.000	9.093	13.631
21.500	9.979	12.860
22.000	10.715	12.196
22.500	11.325	11.632
23.000	11.817	11.166
23.500	12.189	10.806
24.000	12.438	10.561
24.500	12.557	10.440
25.000	12.544	10.440
25.500	12.406	10.583
26.000	12.155	10.834
26.500	11.809	11.184
27.000	11.376	11.623
27.500	10.843	12.153
28.000	10.181	12.784
28.500	9.359	13.532
29.000	8.354	14.405
29.500	7.163	15.406
30.000	5.808	16.524

Figure 3.26 : Pertes de conversion du tripleur réactif en fonction de la longueur du Wire-bond pour une puissance de source de 23 dBm

On remarque que la puissance à la sortie chute radicalement lorsqu'on a une erreur supérieure à 12% sur la longueur du Wire-bond.

Pour longwbmil=17 mil → pout =-9 dB

La variation de la longueur du Wire-bond crée une désadaptation du circuit. Les paramètres S11 du circuit pour chaque longueur du Wire-bond sont donnés dans le tableau de la figure 3.27.

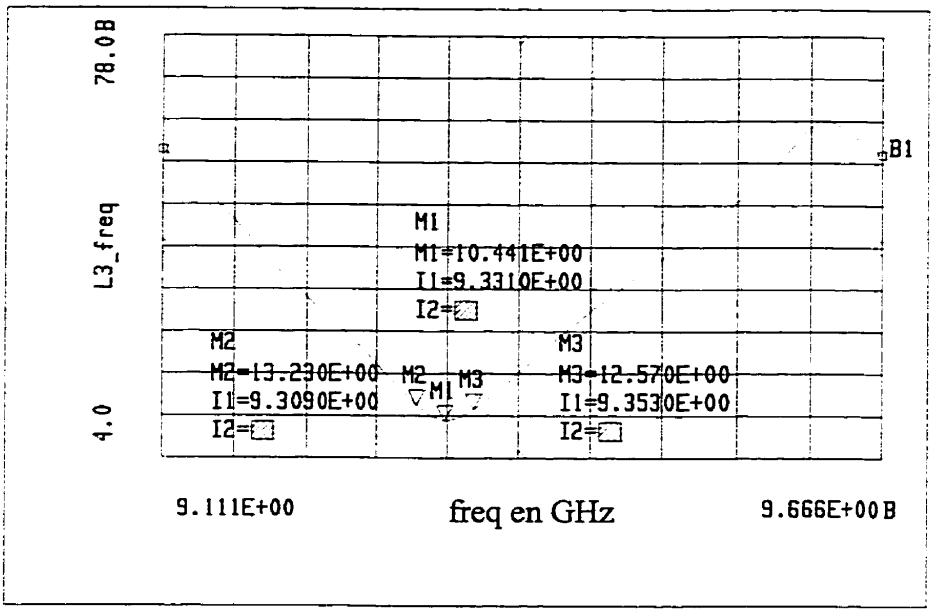
puis=23

triplerrad?s11wb..longwbmil	dB(triplerrad?s11wb..S[1,1])
17.000	-2.221
18.000	-3.038
19.000	-4.944
20.000	-8.209
21.000	-12.115
22.000	-16.959
23.000	-23.986
24.000	-34.172
25.000	-27.563
26.000	-25.689
27.000	-34.707
28.000	-21.060
29.000	-12.678
30.000	-8.460

Figure 3.27 : Paramètres S11 en grand-signal en fonction de la longueur du Wire-bond pour une puissance de source de 23 dBm

Pour évaluer la largeur de bande du tripleur réactif, nous avons fixé, comme pour le doubleur, une tolérance de -2dB sur la variation des pertes de conversion.

La figure 3.28 montre la variation des pertes de conversion en fonction de la fréquence. La puissance d'entrée est fixée à 23 dBm.




```
pin5=10*log(500*real(vin*conj(iin.i)))
pout3=10*log(500*real(vout*conj(iout.i)))
L3_freq=pin5[*,2]-pout3[*,4]
```

Figure 3.28 : Pertes de conversion du tripleur réactif en fonction de la fréquence pour une puissance de 23 dBm

On a fixé une marge de 2dB dans la variation des pertes de conversion pour déterminer la largeur de bande.

ΔL=2dB

L=9.353 GHz - 9.309 GHz = 44 MHz.

3.7 Performances estimées du tripleur réactif

Comme dans le cas du doubleur résistif, nous prévoyons obtenir des performances inférieures à celles trouvées avec MDS. Il faut donc prévoir 9 dB de plus pour les pertes de conversion. Cette baisse de performance est attribuable au fait qu'on n'a pas pu

présenter l'impédance optimale à la diode à la fréquence de sortie 28 GHz. En effet, le circuit d'adaptation à la sortie présente une résistance 2.8 fois plus grande que la résistance optimale (9.2 vs 3.3).

La puissance fournie à la charge s'écrit :

$$PL = \frac{1}{2} RL.I^2 \tag{3.45}$$

où RL=50Ω

Si on a une résistance du circuit d'adaptation 2.8 fois plus grande, le courant est alors 2.8 fois plus petit.

$$PL_{estime} = \frac{1}{2} RL.\left(\frac{I}{2.8}\right)^2 = \frac{1}{7.84} PL \tag{3.46}$$

donc, $PL_{estime} \approx PL - 9db$ (3.47)

Ces pertes sont malheureusement inévitables à cause des pertes dans le substrat à haute fréquence.

Un autre facteur qui pourra altérer les performances du tripleur est le Wire-bond. La précision tolérable sur sa longueur est de 12%. Au laboratoire POLYGRAMES, la meilleure précision qu'on puisse obtenir est de 30%. Il est donc évident qu'on ne peut pas garantir le fonctionnement de ce tripleur réactif.

De plus, nous ne disposons pas de source pouvant fournir une puissance de 23 dBm à 9.333 GHz. La source qu'on a à notre disposition fournit 15 à 16 dBm au maximum à cette fréquence. De plus, on ne dispose pas d'amplificateur opérant à cette fréquence.

Tous ces facteurs réunis font en sorte que toute mesure expérimentale de ce tripleur sera d'aucune valeur pour juger du bien-fondé de notre conception.

3.8 Interprétation des résultats et discussion

Dans le cas théorique, nous avons trouvé que les pertes de conversion sont égales à 6.4 dB. Dans cette partie, nous avons modélisé la diode par une capacité variable en série avec une résistance. De plus, on a considéré les réseaux d'entrée et de sortie comme étant des circuits sans perte qui adaptent parfaitement la diode à toutes les fréquences.

Avec l'équilibrage harmonique de MDS, nous avons optimisé le tripleur 9.333-28 GHz pour avoir une bonne efficacité de conversion accompagnée d'une bonne stabilité. Dans cette partie, nous avons utilisé le modèle réel de la diode. Les pertes de conversion du circuit optimal sont de 10.4 dB pour une puissance de 23 dBm. Pour une puissance de 27 dBm à l'entrée, les pertes de conversion sont de 8.3 dB soit 2 dB de plus que les pertes de conversion dans le cas théorique.

La largeur de bande du tripleur réactif est de 44 MHz soit 9 fois moins que le doubleur résistif. Une petite largeur de bande caractérise les multiplicateurs réactifs.

D'autre part, le circuit tolère une erreur de 12% sur la longueur du Wire-bond ce qui est considérable vu la nature inductive et l'emplacement du Wire-bond.

Cependant MDS ne considère pas les pertes dans le substrat. Celles-ci deviennent considérables à 28 GHz et rendent le même circuit infonctionnel en pratique.

Sur Momentum, nous avons modifié le circuit optimal trouvé avec HB pour compenser l'effet de ces pertes. Malheureusement, nous n'avons pas pu adapter parfaitement la diode à la sortie à 28 GHz. Cette désadaptation est inévitable à cause des pertes.

On a estimé de manière intuitive que cette désadaptation entraînerait à peu près 9 dB de perte supplémentaire soit des pertes de conversion de 17 dB pour une puissance de 27 dB. Étant donné que la précision sur la longueur du Wire-bond est de 30% et que nous ne disposons pas de source suffisamment puissante (25 dBm), nous avons préféré limité notre conception à l'étude théorique.

Vue qu'on n'a pas pu trouver de diode Varactor en configuration 'Beam lead' pour éliminer le Wire-bond, on a décidé de concevoir un tripleur résistif avec la même diode Schottky 'Beam lead' utilisée pour le doubleur.

Le tripleur résistif présentera certes plus de pertes mais sa fabrication et ses mesures ne poseront au moins pas de problèmes.

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la conception d'un tripleur réactif 9.333-28 GHz. Nous avons évalué les pertes de conversion à 10.4 dB pour une puissance d'entrée de 23 dBm. Notre circuit tolère une erreur de 12 % sur la longueur du Wire-bond.

Le fait de ne pas avoir de source suffisamment puissante nous a empêcher de valider expérimentalement notre design.

Pour concevoir le tripleur, nous utiliserons la diode Schottky utilisée pour le doubleur. Nous éliminerons ainsi le Wire-bond et la conception ne posera pas de problèmes.

CHAPITRE 4 : Le tripleur résistif 9.333 - 28 GHz

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, il a été démontré que le fonctionnement du tripleur réactif nécessite une grande précision de fabrication (Wire-bond) et une puissance élevée à l'entrée (supérieure à 23 dBm) ; deux choses dont on ne dispose pas.
Pour contourner ces problèmes, nous avons décidé de concevoir un tripleur résistif utilisant une diode Schottky en configuration 'Beam-lead'. Cette configuration ne nécessite pas de Wire-bond pour relier la diode au reste du circuit. De plus, cette diode requiert moins de puissance à l'entrée que la diode Varactor utilisée pour le tripleur réactif ce qui élimine le problème de source.
Dans ce chapitre, nous ferons la conception d'un tripleur résistif 9.333-28 GHz. Les résultats simulés et expérimentaux du tripleur sont présentés à la fin de ce chapitre.

4.2 Caractéristiques de la diode

La diode utilisée pour concevoir le tripleur résistif est la même que celle utilisée pour le doubleur. Il s'agit de la diode Schottky HSCH-5318 de marque HP en configuration 'Beam lead'. Les caractéristiques de la diode ont été présentées au chapitre II et à l'annexe A.

4.3 Analyse du tripleur résistif

Le schéma bloc du multiplicateur de fréquence résistif est montré à la figure 1.4.
Dans le cas d'un tripleur, le bloc d'entrée doit adapter la source à la diode à la fondamentale pour éviter les pertes par réflexion. De plus, il doit court-circuiter la diode à

la 3ième harmonique (présenter un circuit ouvert à la diode pour la forcer à conduire) pour éviter de perdre une partie du signal de sortie dans le réseau d'entrée.

Le bloc de sortie doit adapter la charge à la diode à la 3ième harmonique. De plus, il doit présenter une impédance inductive optimale à la deuxième harmonique et présenter un circuit ouvert à la diode à la fondamentale (pour court-circuiter la diode à la fondamentale) pour éviter de perdre une partie du signal d'entrée dans le réseau de sortie.

La figure 4.1 est une représentation simplifiée du tripleur résistif.

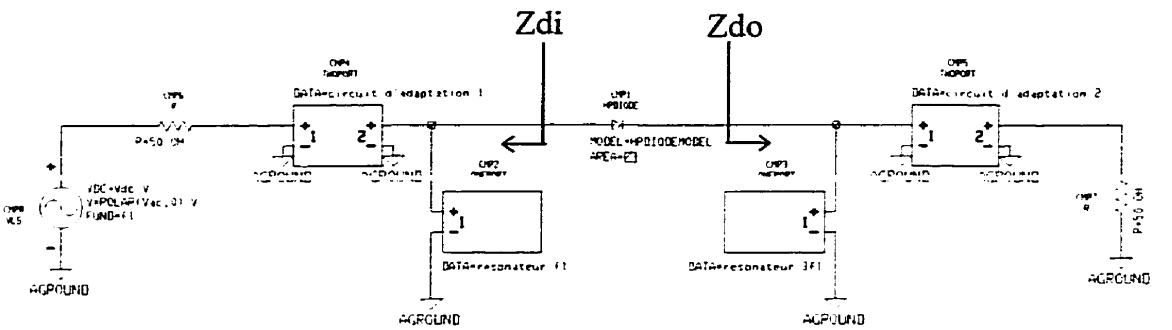


Figure 4.1 : Représentation simplifiée du tripleur résistif

Les blocs f1 et 3f1 sont des résonateurs idéaux à f1 et 3f1. Ces derniers ont une impédance infinie à f1 et 3f1 respectivement et une impédance nulle a toutes les autres fréquences. De plus, le bloc 3f1 présente une impédance optimale inductive à 2f1.

D'après l'équation 1.20 du chapitre I, la limite théorique sur les pertes de conversion pour un multiplicateur résistif est la suivante :

$$L_n(\text{dB}) \geq 10\log(n^2)$$

Pour un tripleur résistif, la limite théorique sur les pertes de conversion s'écrit :

$$L_3(\text{dB}) \geq 10\log(3^2) \qquad (4.1)$$

donc, $L_3 \geq 9.6$ dB (4.2)

D'après [3], il y a en moyenne 5 dB de pertes supplémentaires entre un tripleur et un doubleur résistifs utilisant la même diode. On devrait donc s'attendre à des pertes de conversion avoisinant les 14 dB.

$L_3 \geq 14$ dB (4.3)

4.4 Design sur MDS du tripleur résistif 9.333-28 GHz

Il est difficile de trouver analytiquement les valeurs des impédances optimales qu'on doit présenter à la diode dans le cas d'un tripleur. Nous avons donc utilisé MDS directement pour concevoir le tripleur résistif 9.333-28 GHz.

Nous avons en premier optimisé le tripleur avec HB disponible sur MDS pour ensuite le modifier, comme dans le cas du doubleur, à l'aide de MOMENTUM.

Dans cette partie, toutes les étapes de conception du tripleur résistif sont présentées.

4.4.1 Circuit général du tripleur résistif et critères de conception

Comme pour le doubleur réactif, nous avons utilisé le substrat TMM3 de permittivité relative εr=3.27 et d'épaisseur h=15 mil. La diode utilisée est la diode de marque HSCH-5318 de marque HP.

Le layout du doubleur 9.333-28 GHz est présenté à la figure 4.2.

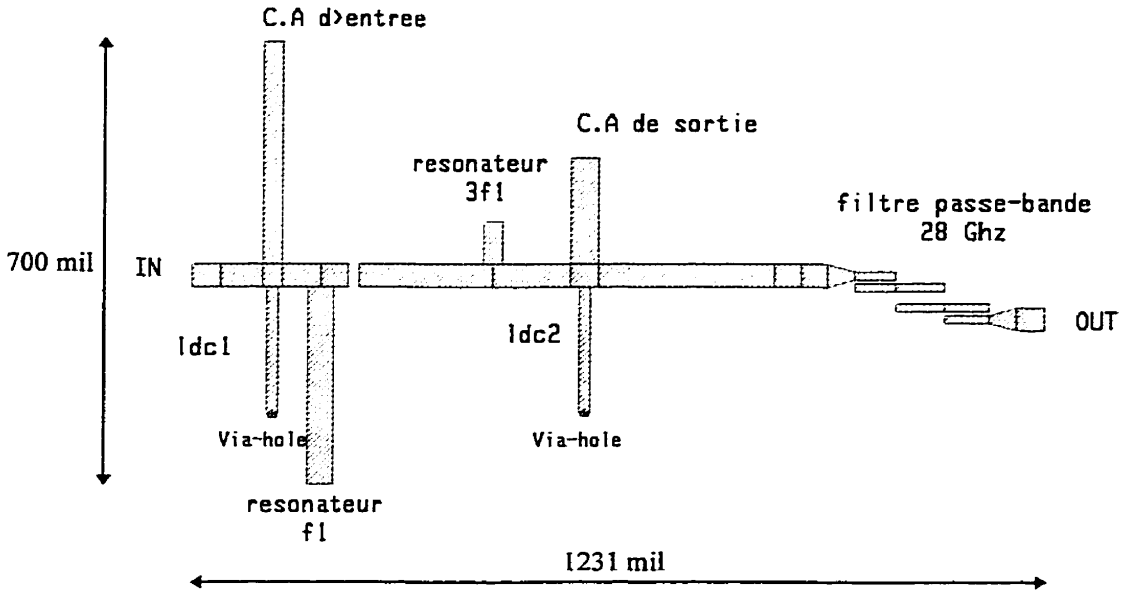


Figure 4.2 : Layout du tripleur résistif 9.333-28 GHz

Le résonateur f1 représente un circuit ouvert à la fondamentale et court-circuite la diode à la 3ième harmonique.

Le résonateur 3f1 court-circuite la diode à la fondamentale et présente une impédance inductive à la 2ième harmonique. De plus, il présente un circuit ouvert à la 3ième harmonique.

La région d'opération de la diode devra se situer dans la région I de la figure 1.11. La diode devra donc passer en conduction autour de 0.75 V. De ce fait, il y a création de courant continu.

Comme dans le cas du doubleur, on a prévu une boucle reliée à la masse où le courant continu pourra circuler. Pour éviter toutes pertes, il ne faut pas que le signal RF circule dans cette boucle.

Idéalement les lignes ldc1 et ldc2 devront présenter des circuits ouverts à toutes les fréquences. En pratique, ceci n'est pas possible. Puisque les fréquences les plus importantes sont la fondamentale et la 3ième harmonique, nous avons conçu les lignes ldc1

et ldc2 de telle sorte à ce qu'elles présentent une impédance infinie à la fondamentale et la 3ième harmonique.

Pour pouvoir effectuer les mesures sur un puissance-mètre, nous avons placé un filtre passe-bande à 28 GHz à la sortie du doubleur, Ce filtre présente 0.9 dB de perte à la fréquence de sortie.
De plus pour avoir une bonne efficacité de conversion, il faut éviter toutes pertes par réflexion.

4.4.2 Critères d'optimisation

- *À l'entrée*

1. Pour ne pas avoir de pertes par réflexion à l'entrée du tripleur, la puissance disponible par la source devrait être égale à la puissance qui entre dans le tripleur.

   Pav=Pin=11 dB

2. Le réseau d'adaptation à l'entrée ne doit pas présenter de perte. Ainsi, la puissance qui entre dans le tripleur est totalement transmise à la diode,

   Pin=Pd

3. Aucune puissance réfléchie à l'entrée. La puissance à la fondamentale est totalement transmise et la puissance à la 3ième harmonique ne se retrouve pas à l'entrée du tripleur.

   $P_{reflechi\ à\ f1} = 0$ et $P_{reflechi\ à\ 3f1} = 0$

- *À la sortie*

1. On ne doit pas avoir de pertes de réflexion à la 3ième harmonique à l'entrée du réseau d'adaptation de sortie.

   Pd(3f1) = Pout(3f1)

2. La puissance à la sortie de la troisième harmonique doit être maximale

Pout(3f1) est maximale

À côté de tous ces critères d'optimisation, nous devons nous assurer que les critères de conception mentionnés dans la partie précédente sont vérifiés.

4.4.3 Impédances optimales

Après plusieurs optimisations avec HB, on est arrivé à trouver les impédances qui remplissaient à peu près tous les critères de conception et d'optimisation.
Ce ne sont certes pas les impédances idéales mais plutôt celles qui donnent le meilleur résultat.
Il faut noter que toutes les simulations ont été effectuées avec un signal d'entrée de 11 dBm et des harmoniques allant jusqu'à la 16ième harmonique.

- *Impédance à l'entrée de la diode Zdi*

Nous avons simulé le circuit d'entrée du tripleur en paramètre S pour les fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz. Les paramètres S22 nous ont permis de déterminer Zdi.
La figure 4.3 présente les paramètres S22 résultant de cette simulation.

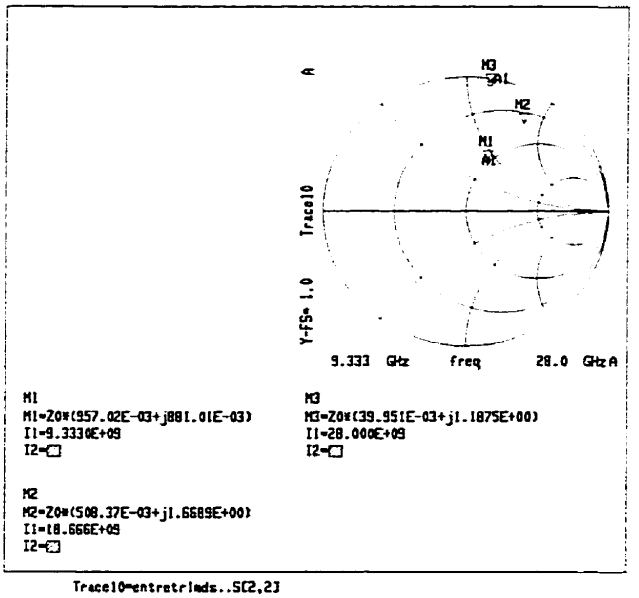


Figure 4.3 : Paramètres S22 du réseau d'entrée du tripleur résistif pour les fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz

On trouve :

$Zdi_{initial}(f1) = 48+j44$ (4.4.a)

$Zdi_{initial}(2f1) = 25.4+j83$ (4.4.b)

$Zdi_{initial}(3f1) = 2+j59.4$ (4.4.c)

On voit que le résonateur f1 joue son rôle et court-circuite la diode à 3f1. Le fait d'avoir la partie réelle de $Zdi_{initial}$ à la 3ième harmonique égale à 0 confirme cela. $Zdi_{initial}(3f1)$ présente une réactance positive pour annuler l'effet de la capacité de jonction de la diode. Le résonateur f1 mis conjointement avec la diode fera en sorte d'avoir une résonance à 3f1 et court-circuitera la diode à cette fréquence.

- *Impédance à l'entrée de la diode Zdo*

Nous avons simulé le circuit de sortie du tripleur en paramètre S pour les fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz. Les paramètres S11 nous ont permis de déterminer Zdo.

La figure 4.4 présente les paramètres S11 résultant de cette simulation.

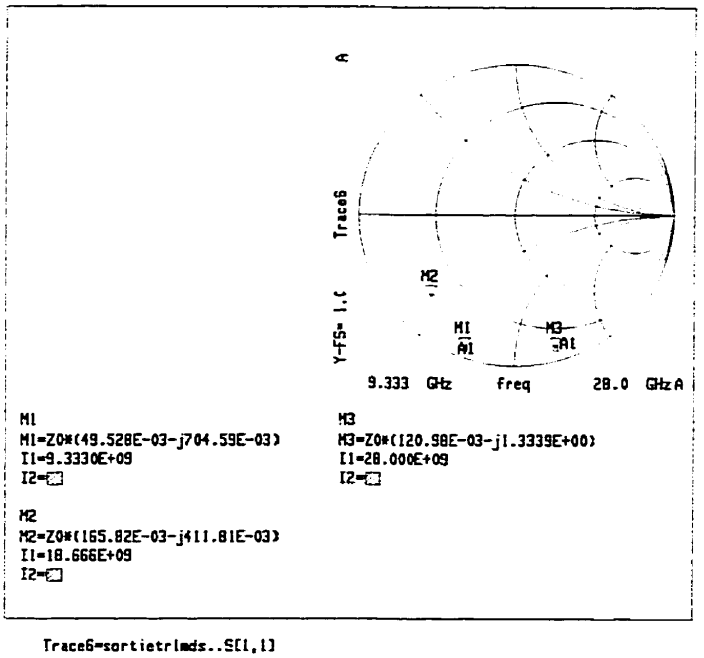


Figure 4.4 : Paramètres S11 du réseau de sortie du tripleur résistif pour les fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz

On trouve :

$Zdo_{initial}(f1) = 2.5-35j$ (4.5.a)

$Zdo_{initial}(2f1) = 8.3-20.6j$ (4.5.b)

$Zdo_{initial}(3f1) = 6-66.7j$ (4.5.c)

4.4.4 Rectification du circuit à l'aide de MOMENTUM

Comme dans les cas précédents, nous avons modifié les circuits trouvés par MDS pour tenir compte des pertes dans le substrat à haute fréquence.

Pour montrer la différence entre MDS et MOMENTUM, nous avons simulé les circuits d'adaptation d'entrée et de sortie avec les deux logiciels.
Comme pour le doubleur, nous avons omis de simuler la partie du circuit comportant les Via-holes (boucle DC). Puisque le signal RF est pratiquement découplé du signal DC à l'intérieur de la boucle DC, on a jugé bon de ne pas considérer cette partie du circuit.

Les circuits simulés sont présentés aux figures 4.5 et 4.6

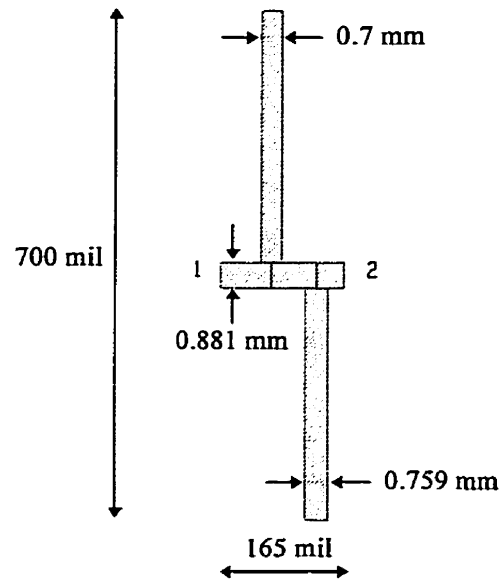


Figure 4.5 : Réseau d'entrée du tripleur résistif

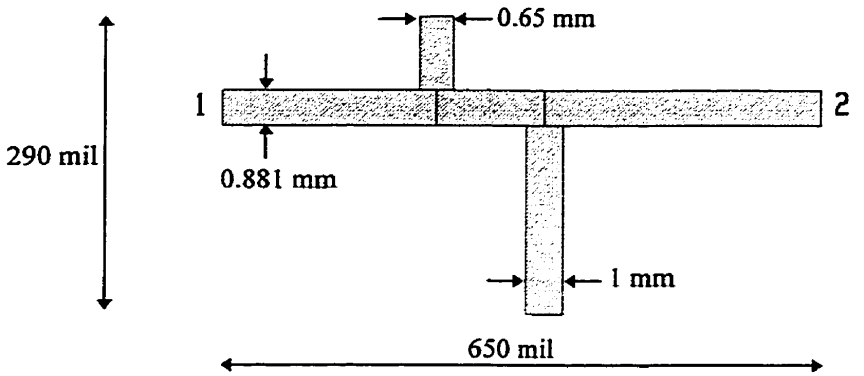


Figure 4.6 : Réseau de sortie du tripleur résistif

Ce qui nous intéresse dans le réseau d'entrée est l'impédance vue au port 2 (Zdi). Dans le réseau de sortie, nous sommes intéressés à l'impédance vue au port 1 (Zdo).

En premier lieu, nous avons simulé les circuits d'adaptation donnés par l'optimisation du tripleur avec MDS et MOMENTUM à 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz.

Les impédances Zdi et Zdo de chaque simulation sont présentées dans les abaques de Smith des figures 4.7 et 4.8.

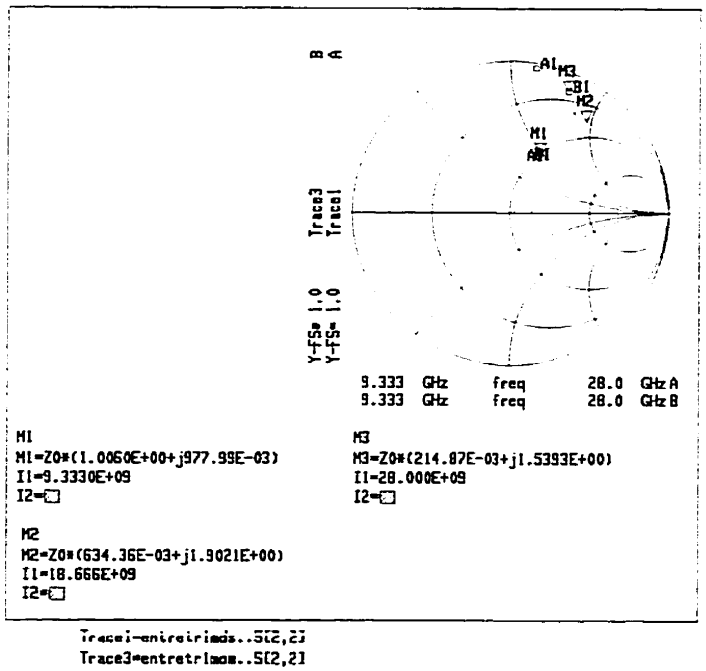


Figure 4.7 : Paramètres S22 du réseau d'entrée du tripleur résistif simulés avec MDS et MOMENTUM aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz

Les impédances Zdi trouvées avec MOMENTUM sont :

$$Zdi_{mom}(f1)= 50+49j \quad (4.6.a)$$

$$Zdi_{mom}(2f1)= 31.7+95.1j \quad (4.6.b)$$

$$Zdi_{mom}(3f1)= 10.7+77j \quad (4.6.c)$$

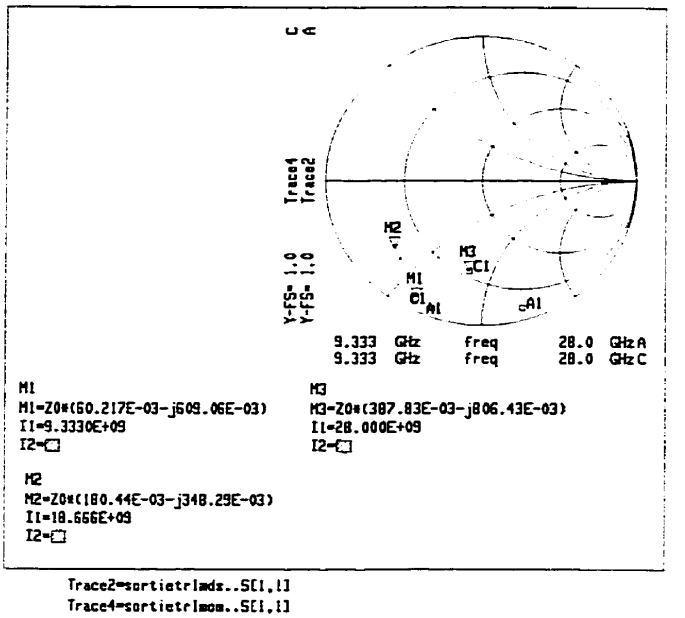


Figure 4.8 : Paramètres S11 du réseau de sortie du tripleur résistif simulés avec MOMENTUM aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz

Les impédances Zdo trouvées avec MOMENTUM sont :

$$Zdo_{mom}(f1) = 3-30j \quad (4.7.a)$$

$$Zdo_{mom}(2f1) = 9-17.4j \quad (4.7.b)$$

$$Zdo_{mom}(3f1) = 19.4-40.3j \quad (4.7.c)$$

On remarque qu'à mesure que la fréquence augmente, les résultats des deux logiciels diffèrent de plus en plus. Les impédances Zdi et Zdo obtenues à l'aide de MDS représentent les impédances optimales qu'on doit présenter à la diode. Nous avons modifié les circuits d'entrée et de sortie de telle sorte à ce qu'ils présentent ces impédances une fois simulés avec MOMENTUM.

La figure 4.9 présente l'impédance vue au port 2 (Zdi) du circuit d'entrée modifié par rapport à sa valeur optimale (MDS).

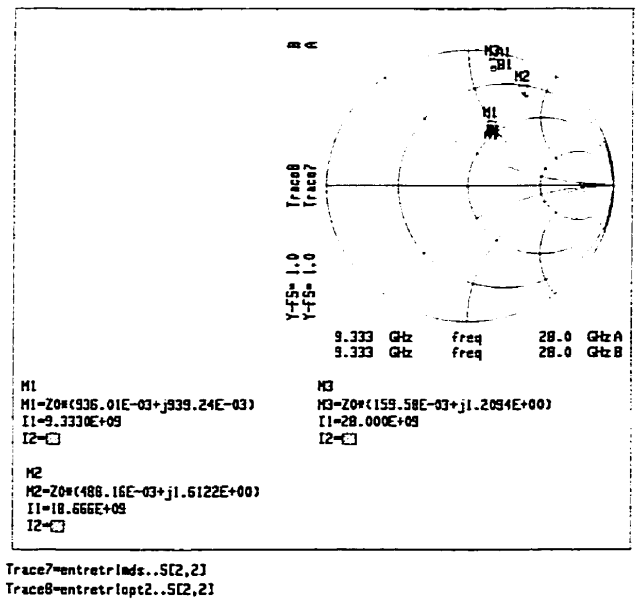


Figure 4.9 : Paramètres S22 du réseau d'entrée modifié du tripleur résistif simulés avec MOMENTUM aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz par rapport aux paramètres optimaux

Les impédances Zdi modifiées sont :

$$Zdi_{mod}(f1) = 47+47j \quad (4.8.a)$$

$$Zdi_{mod}(2f1) = 24.4+80.6j \quad (4.8.b)$$

$$Zdi_{mod}(3f1) = 8+60.5j \quad (4.8.c)$$

En comparant les équations 4.4 et 4.8, nous remarquons qu'aux fréquences 9.333 GHz et 18.666 GHz, le réseau d'entrée modifié et le réseau initial présentent les mêmes impédances Zdi.

À 28 GHz, le circuit modifié a une impédance qui a la même réactance que celle de l'impédance optimale (≈60j). Cependant, la partie réelle est 4 fois plus grande (8 vs 2). Ceci est dû au fait que le circuit comporte des pertes qui sont inévitables à 28 GHz.

La figure 4.10 présente l'impédance vue au port 1 (Zdo) du circuit de sortie modifié par rapport à sa valeur optimale (MDS).

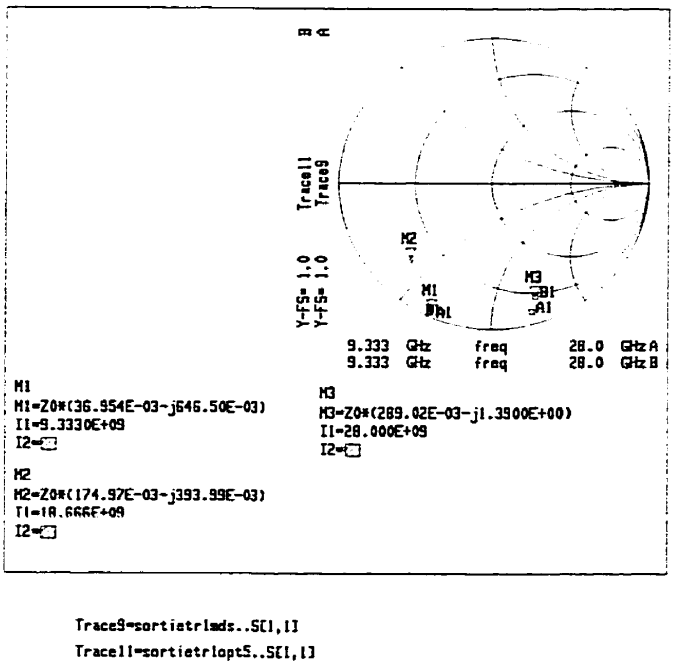


Figure 4.10 : Paramètres S11 du réseau de sortie modifié du tripleur résistif simulés avec MDS et MOMENTUM aux fréquences 9.333 GHz, 18.666 GHz et 28 GHz par rapport aux paramètres S11 optimaux

Les impédance Zdi modifiées sont :

$$Zdo_{mod}(f1) = 1.85-32.3j \quad (4.9.a)$$

$$Zdo_{mod}(2f1) = 8.75-19.7j \quad (4.9.b)$$

$$Zdo_{mod}(3f1) = 14.4-69j \quad (4.9.c)$$

En comparant les équations 4.5 et 4.9, nous remarquons qu'aux fréquences 9.333 GHz et 18.666 GHz, le réseau d'entrée modifié et le réseau initial présentent les mêmes impédances Zdo.

À 28 GHz, le circuit modifié a une impédance qui a la même réactance que celle de l'impédance optimale (≈67j). Cependant, la partie réelle est 2.4 fois plus grande (14.4 vs 6). Ceci est dû au fait que le circuit comporte des pertes qui sont inévitables à 28 GHz.
On se rend compte qu'il est impossible de satisfaire simultanément toutes les conditions.

4.5 Performances obtenues avec MDS du tripleur résistif 9.333-28 GHz

Dans cette partie, les performances et les paramètres du tripleur résistif 9.333-28GHz optimisé sur MDS 'HB' sont présentés. Ces résultats correspondent aux impédances d'entrée et de sortie optimales.
La tension et le courant aux bornes de la diode sont présentés à la figure 4.11.

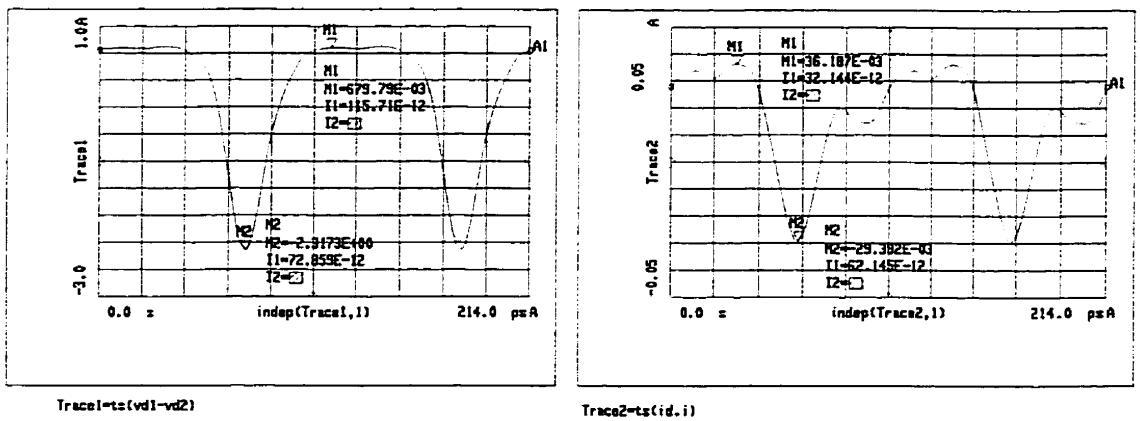


Figure 4.11 : Courant et tension aux bornes de la diode pour le tripleur résistif

On remarque que la diode opère bien dans la région I de la figure 1.5, $-2.33 \leq Vd \leq 0.68$.
Le courant circulant dans la diode atteint un maximum de 36.2 mA.
La figure 4.12 montre les composantes fréquentielles du courant circulant dans la diode Id.

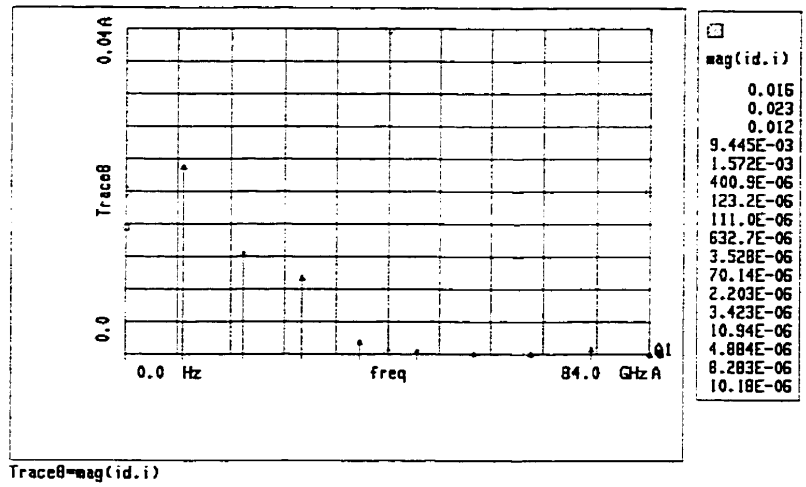


Figure 4.12 : Harmoniques du courant Id circulant dans la diode du tripleur résistif

On remarque que I_{dc} = 16 mA ≈ 15 mA.

On voit que la 2ième harmonique est très significative, Id_2=12 mA.

La figure 4.13 montre la tension à l'entrée et à la sortie du tripleur résistif.

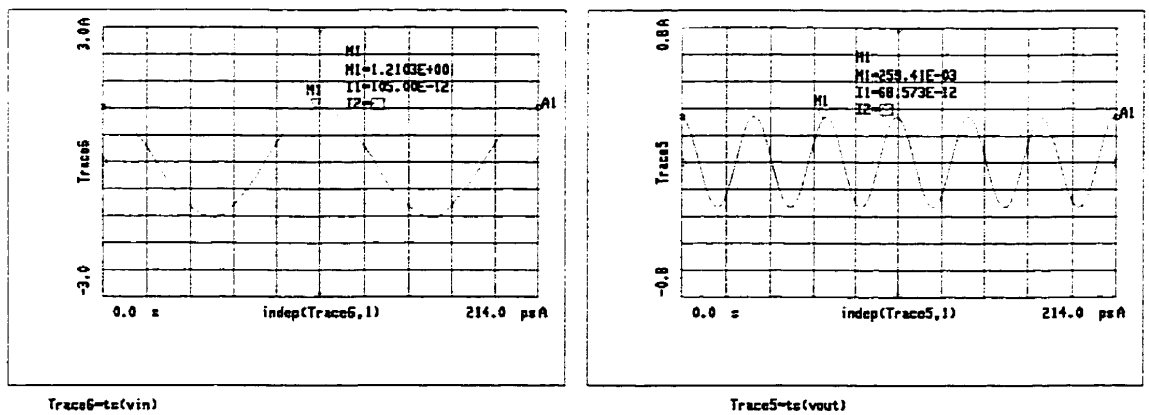


Figure 4.13 : Tensions à l'entrée et à la sortie du tripleur résistif

On remarque que les signaux ne sont pas distorsionés ce qui nous permet de dire qu'il n'y a que la fondamentale à l'entrée (la 2ième et 3ième harmoniques sont bloquées par le réseau

d'entrée) et qu'il n'y a que la 3ième harmonique à la sortie (le réseau de sortie bloque toutes les fréquences indésirées).

L'équation 2.25 nous permet de calculer la puissance.

P=2.Re(V.conj(I)) (2.25)

l'équation 2.26 permet d'exprimer la puissance en dBm.

P=10.log(500Re(V.conj(I)) (2.26)

Les spectres de puissance à l'entrée et à la sortie du tripleur résistif sont présentés aux figures 4.14 et 4.15 respectivement. La puissance d'entrée au niveau de la diode est aussi présentée sous forme de tableau à la figure 4.14.

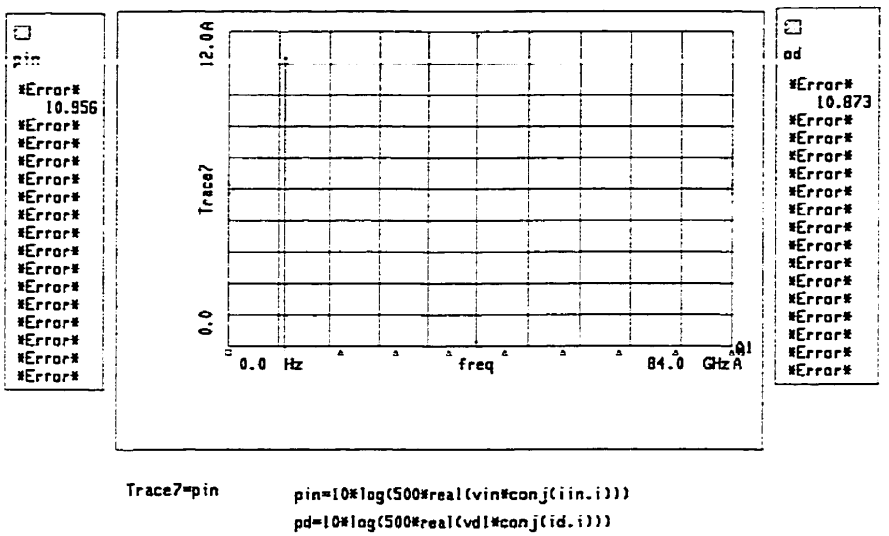


Figure 4.14 : Puissance à l'entrée du tripleur résistif, Pin, et puissance au niveau de la diode Pd

On remarque qu'il y 0.1 dB de perte dans le réseau d'entrée.

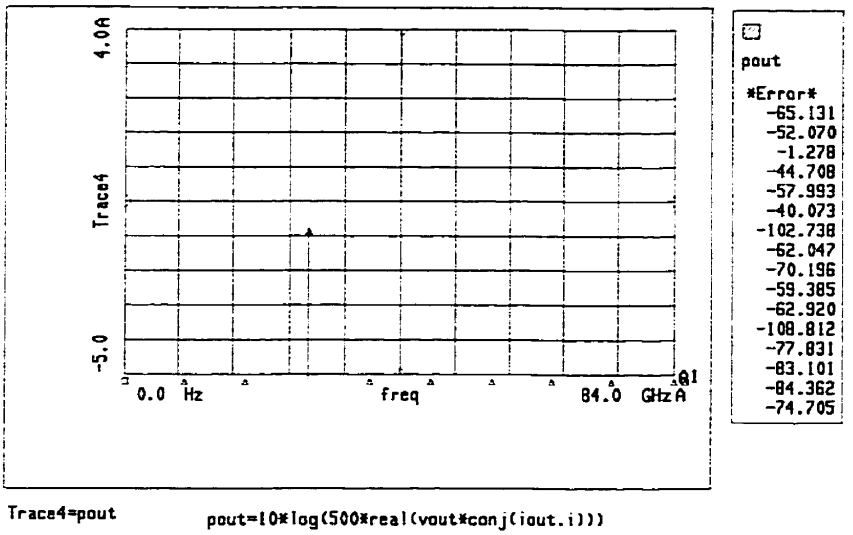


Figure 4.15 : Puissance de sortie du tripleur résistif

D'après l'équation 1.6, on peut calculer les pertes de conversion du tripleur résistif à partir de la puissance à l'entrée et à la sortie.

L= 11 - (-1.278) = 12.278 dB

La figure 4.16 montre les pertes de conversion du tripleur résistif en fonction de la puissance d'entrée. On remarque que le minimum se situe autour de 12.25

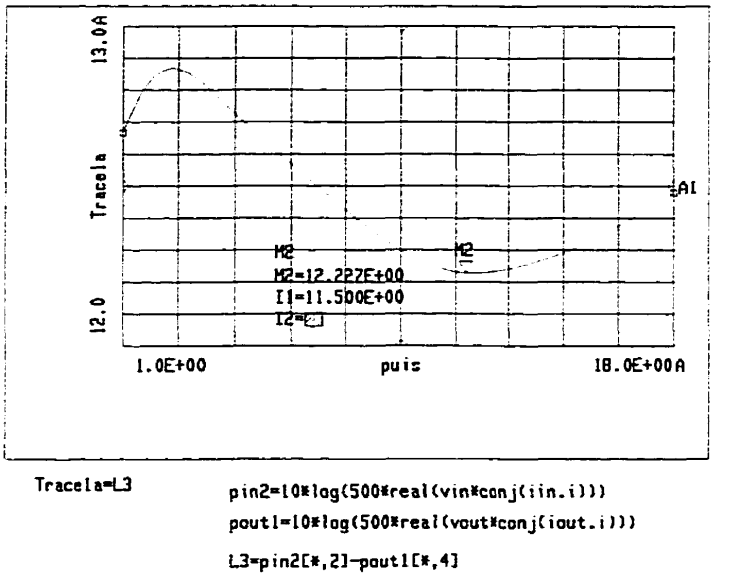


Figure 4.16 : Pertes de conversion du tripleur résistif en fonction de la puissance d'entrée

On remarque que les pertes de conversion augmentent légèrement (maximum 1 dB) lorsqu'on s'éloigne de la puissance pour laquelle on a optimisé le doubleur (11dBm). On peut dire que le niveau de puissance n'influence pas le fonctionnement du tripleur et que les réseaux d'entrée et de sortie permettent une adaptation à toutes les puissances.

Les paramètres S11 en grand-signal du tripleur sont présentés à la figure 4.17.

tripler1Hplc..puis	dB(tripler1HPlc..S[1,1])
5.000	-9.704
5.500	-10.916
6.000	-12.287
6.500	-13.866
7.000	-15.729
7.500	-18.010
8.000	-20.977
8.500	-25.290
9.000	-33.584
9.500	-38.282
10.000	-27.382
10.500	-22.813
11.000	-19.939
11.500	-17.865
12.000	-16.258
12.500	-14.959
13.000	-13.877
13.500	-12.958
14.000	-12.164
14.500	-11.470
15.000	-10.857

Figure 4.17 : Paramètres S11 en grand-signal du tripleur résistif

On remarque que l'entrée est bien adaptée autour de 11dBm, S11(puis=11dBm)=-20dB. De plus, on remarque qu'on ne perd pas l'adaptation sur toute la gamme de puissance.

Pour évaluer la largeur de bande du tripleur, nous avons fixé une tolérance de -2dB sur la variation des pertes de conversion.

La figure 4.18 montre la variation des pertes de conversion du tripleur résistif en fonction de la fréquence. La puissance d'entrée est fixée à 11dBm.

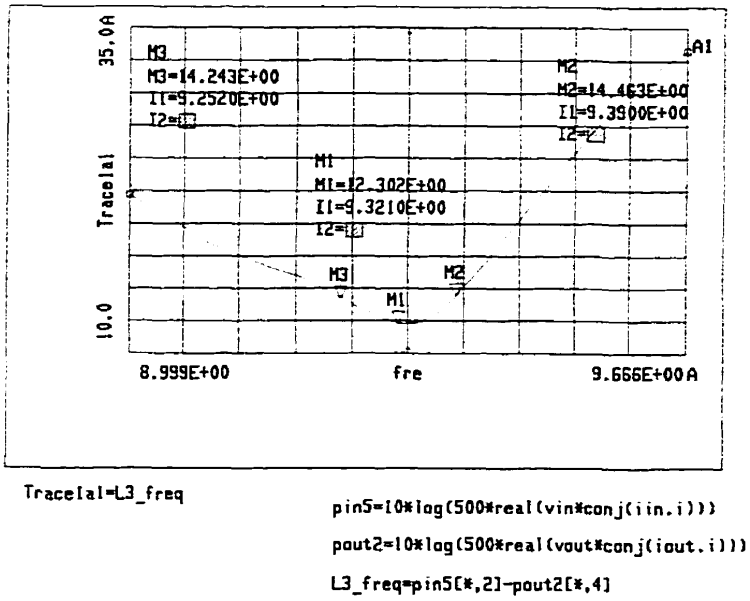


Figure 4.18 : Pertes de conversion du tripleur résistif en fonction de la fréquence pour une puissance de 11dBm

On a fixé une marge de 2dB dans la variation des pertes de conversion pour déterminer la largeur de bande.

ΔL=2dB

L=9.39 GHz - 9.250 GHz = 140 MHz.

4.6 Performances estimées du tripleur résistif modifié

Comme dans le cas du doubleur résistif, nous prévoyons obtenir des performances inférieures à celles trouvées avec MDS. Il faut donc prévoir à peu près 7.5 dB de plus pour les pertes de conversion. Cette dégradation des performances est attribuable au fait qu'on n'a pas pu présenter l'impédance optimale à la diode à la fréquence de sortie à 28 GHz. En effet, le circuit d'adaptation présente une résistance 2.4 fois plus grande que la résistance optimale (14.4 vs 6).

La puissance fournie à la charge s'écrit :

$$P_L = \frac{1}{2} R_L . I^2$$

où $R_L = 50\Omega$

Si on a une résistance du circuit d'adaptation 2.4 fois plus grande, le courant est alors 2.4 fois plus petit.

$$P_{Lestime} = \frac{1}{2} R_L . \left(\frac{I}{2.4}\right)^2 = \frac{1}{5.76} P_L$$

Donc,

$$P_{Lestime} = P_L - 7.6dB$$

Ces pertes sont malheureusement inévitables à cause des pertes dans le substrat à haute fréquence.

4.7 Mesures expérimentales du tripleur résistif 9.333-28 GHz

Pour effectuer les mesures d'un multiplicateur, il faut avoir une source de puissance fonctionnelle à la fréquence d'entrée du multiplicateur et un analyseur de spectre couvrant la fréquence de sortie. Le laboratoire POLY-GRAMES ne possède pas encore d'analyseur de spectre couvrant la bande Ka. Nous devons donc effectuer nos mesures à l'aide d'un puissance-mètre.

Nous devons donc nous assurer de bien filtrer la troisième harmonique dans le cas du tripleur 9.333-28GHz. De ce fait, nous avons placé à la sortie de notre tripleur résistif un filtre passe-bande à 28GHz (figure 4.2). Les caractéristiques de ce filtre sont présentées au chapitre 6. Ce filtre rejette toutes les harmoniques indésirées. Ainsi, la puissance mesurée par le puissance-mètre ne correspond qu'à la puissance de la troisième harmonique. Ce filtre produit une perte mesurée de 0.9dB dans la bande passante.

Le montage du banc de mesure est montré à la figure 4.19.

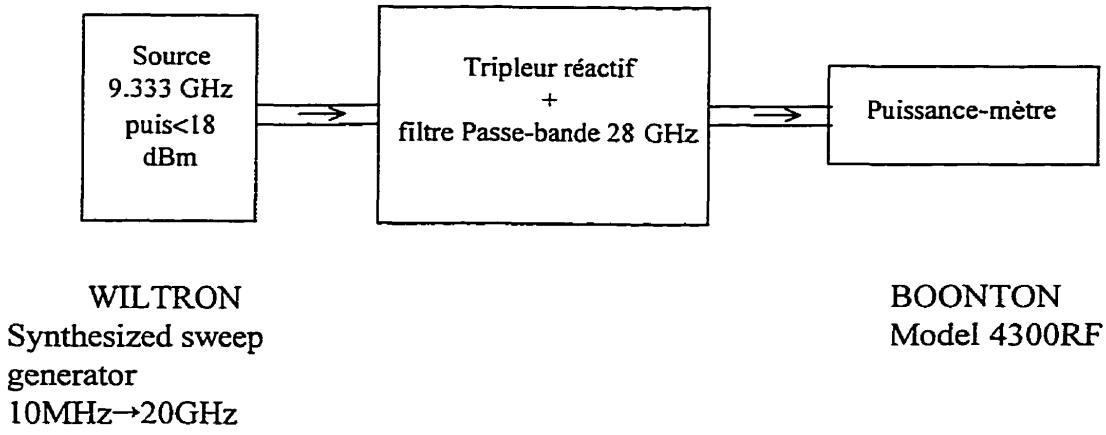


Figure 4.19 :Banc de mesure du tripleur 9.333-28 GHz

Nous avons effectué deux mesures différentes. La première mesure a pour but de déterminer les pertes de conversion du tripleur résistif à fréquence fixe (9.333GHz) et à différents niveaux de puissance d'entrée. La deuxième mesure a pour but de déterminer la largeur de bande du tripleur. On fixe la puissance d'entrée et on fait varier la fréquence du signal d'entrée. On calcule par la suite les pertes de conversion à chaque fréquence.

- Mesures des pertes de conversion à 9.333 GHz

On a remarqué qu'on a un décalage en fréquence par rapport à 9.333 GHz. Les pertes de conversion sont minimales à 9.46 GHz. Les mesures qui suivent sont faites pour une fréquence fixe de 9.46 GHz au lieu de 9.333 GHz.

Nous avons noté la puissance de la 3ième harmonique (28GHz) pour chaque valeur de la puissance d'entrée qui varie de 2 à 18dBm.

La puissance d'entrée, puis_in, est déduite de la manière suivante :

puis_in = puis_source - perte dans le câble à 9.333 GHz

La puissance de sortie, pout28, est déduite de la manière suivante :

pout28 = pout_lu + perte dans le câble à 28GHz + perte dans le filte passe-bande

Les pertes dans le câble d'entrée à 9.333GHz sont égales à 1.88dB.

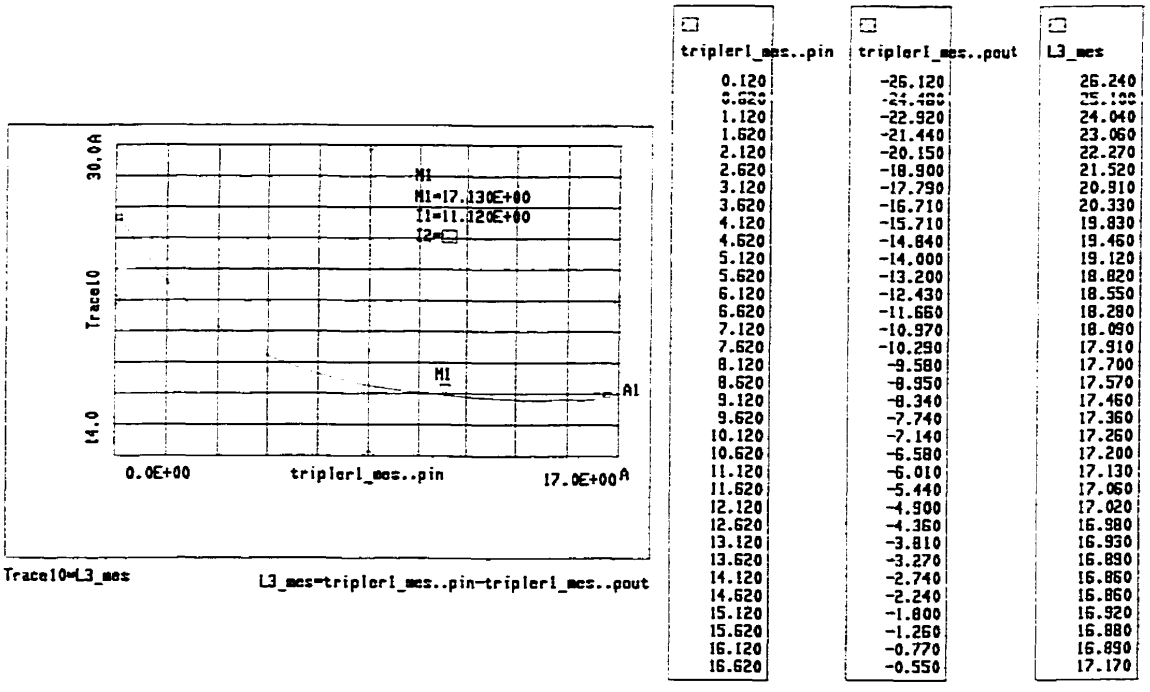
Les pertes dans le câble de sortie à 28GHz sont égales à 3.84dB.

Les pertes mesurées dans le filtre passe-bande sont de 0.9dB.

Les pertes de conversion sont déduites de la manière suivante :

$L_{3\text{-}mes}$ = puis_in - pout28

La puissance d'entrée, la puissance de sortie à 28GHz et les pertes de conversion mesurées se trouvent à la figure 4.20.



tripler1_mes..pin	tripler1_mes..pout	L3_mes
0.120	-26.120	26.240
0.620	-24.480	25.100
1.120	-22.920	24.040
1.620	-21.440	23.060
2.120	-20.150	22.270
2.620	-18.900	21.520
3.120	-17.790	20.910
3.620	-16.710	20.330
4.120	-15.710	19.830
4.620	-14.840	19.460
5.120	-14.000	19.120
5.620	-13.200	18.820
6.120	-12.430	18.550
6.620	-11.660	18.280
7.120	-10.970	18.090
7.620	-10.290	17.910
8.120	-9.580	17.700
8.620	-8.950	17.570
9.120	-8.340	17.460
9.620	-7.740	17.360
10.120	-7.140	17.260
10.620	-6.580	17.200
11.120	-6.010	17.130
11.620	-5.440	17.060
12.120	-4.900	17.020
12.620	-4.360	16.980
13.120	-3.810	16.930
13.620	-3.270	16.890
14.120	-2.740	16.860
14.620	-2.240	16.860
15.120	-1.800	16.920
15.620	-1.260	16.880
16.120	-0.770	16.890
16.620	-0.550	17.170

Figure 4.20 : Puissance d'entrée, puissance de sortie et pertes de conversion mesurées du tripleur résistif

Pour une puissance d'entrée de 11 dBm, on a des pertes de conversion d'environ 17 dB.

- Mesure de la largeur de bande du tripleur résistif 9.333-28 GHz

La puissance d'entrée est fixée à 12.12 dBm.

Nous avons noté la puissance de la 3ième harmonique (28GHz) pour des fréquences d'entrée qui varient de 9.25 GHz à 9.85 GHz.

Pour évaluer la largeur de bande du doubleur, nous avons fixé une tolérance de -2dB sur la variation des pertes de conversion.

La figure 4.21 montre la variation des pertes de conversion mesurées du tripleur résistif en fonction de la fréquence.

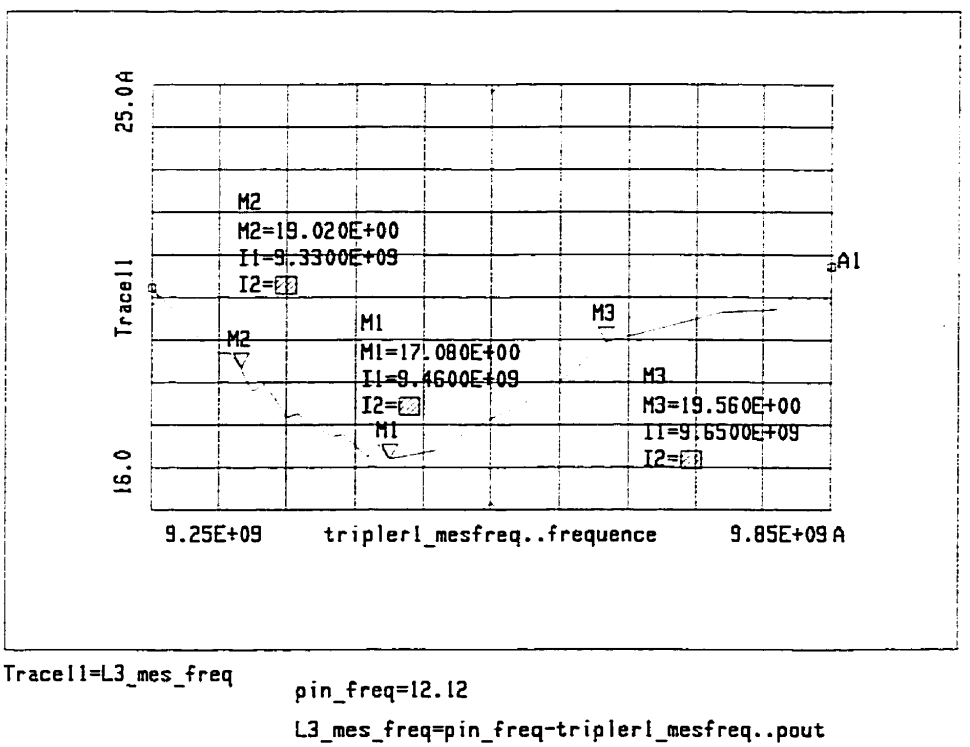


Figure 4.21 : Variation des pertes de conversion mesurées en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de 12.12 dBm

On a fixé une marge de 2dB dans la variation des pertes de conversion pour déterminer la largeur de bande.

ΔL=2dB

L=9.65GHz - 9.33GHz = 320 MHz.

- Comparaison des résultats mesurés avec les résultats simulés

Dans la figure 4.22, les pertes de conversion mesurées et les pertes de conversion simulées avec MDS en fonction de la puissance d'entrée sont tracées sur le même graphe pour permettre de les comparer.

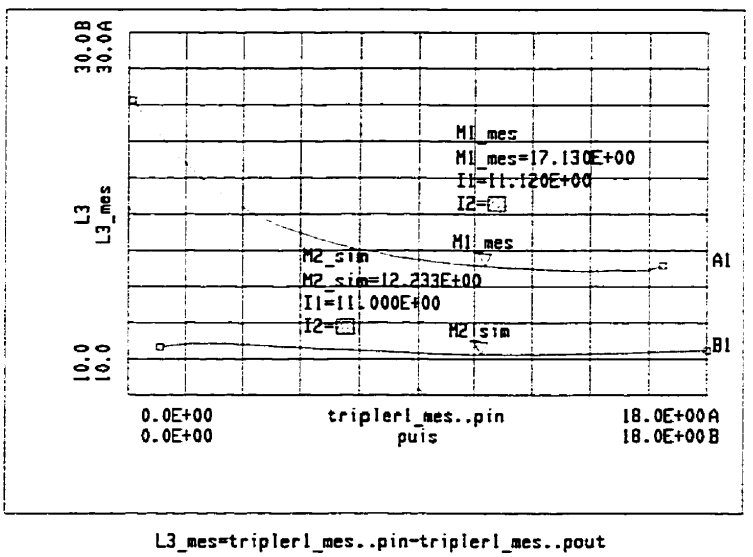
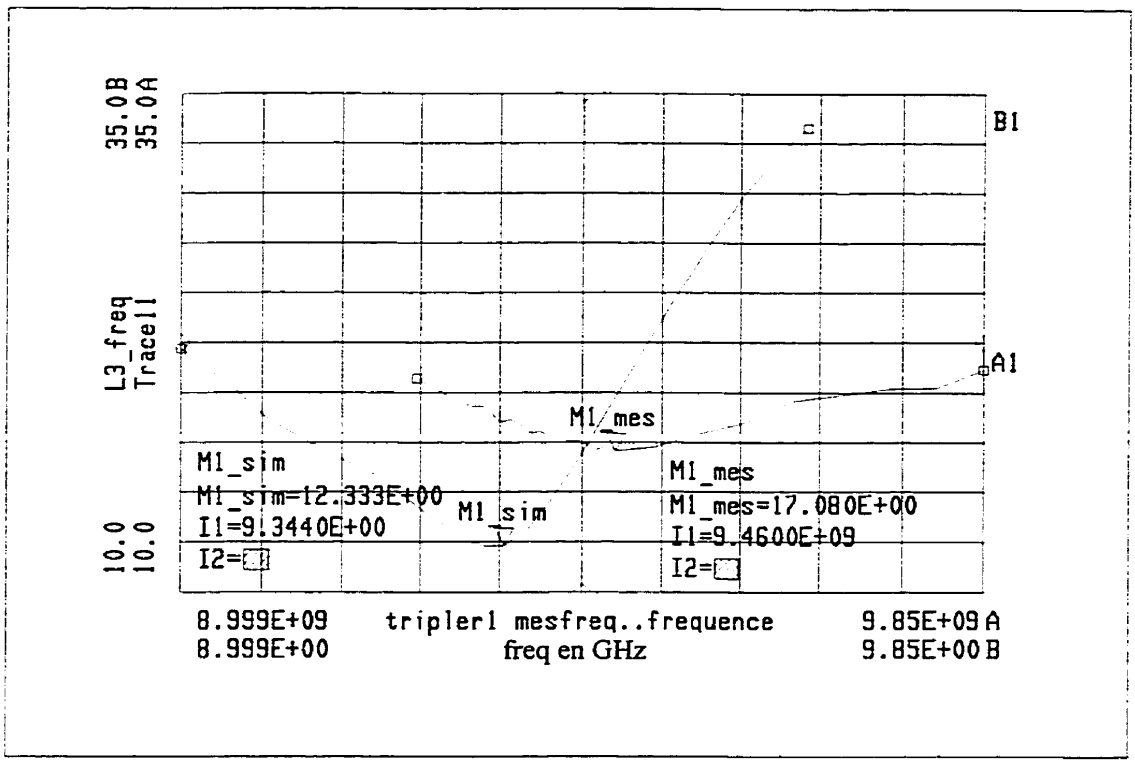


Figure 4.22 : Pertes de conversion simulées et mesurées du tripleur résistif 9.333-28 GHz

On remarque qu'en pratique, on a en moyenne 5 dB de pertes supplémentaires par rapport aux pertes de conversion trouvées avec MDS. Ce résultat était prévisible à cause de la désadaptation à la sortie due aux pertes dans le substrat à haute fréquence. On se rappelle que MDS ne tenait pas compte de ces pertes dans ses simulations.

Dans la figure 4.23, les pertes de conversion mesurées et simulées du tripleur résistif en fonction de la fréquence du signal d'entrée sont tracées sur le même graphe.



Trace11=L3_mes_freq

pin_freq=12.12

L3_mes_freq=pin_freq-tripler1_mesfreq..pout

Figure 4.23 : Pertes de conversion mesurées et simulées du tripleur résistif 9.333-28 GHz en fonction de la fréquence

On remarque que les résultats mesurés présentent un décalage en fréquence par rapport aux résultats simulés.

On remarque que la largeur de bande mesurée est pratiquement deux fois plus grande que la largeur de bande simulée (320 MHz vs 140 MHz).

4.8 Interprétation des résultats

Dans cette partie, une discussion des résultats obtenus dans chaque étape de la conception du tripleur résistif 9.333-28 GHz est présentée.

Sur MDS, nous avons optimisé le tripleur 9.333-28 GHz pour avoir la meilleure efficacité de conversion. Dans cette partie, nous avons considéré tous les paramètres de la diode. Les pertes de conversion du circuit optimal sont de 12.278 dB pour une puissance à l'entrée de 11dBm et rejoignent ainsi les performances théoriques. Ce qui est excellent.

Cependant, MDS, ne considère, pas les pertes dans le substrat. Celles-ci deviennent considérables à hautes fréquences et peuvent altérer sérieusement les performances du tripleur optimisé.

Sur MOMENTUM, nous avons modifié le circuit optimal de telle sorte à minimiser l'effet de ces pertes. Nous avons estimé que les pertes de conversion du circuit modifié se situent autour de 20 dB pour une puissance d'entrée de 11 dBm à cause de la désadaptation de la sortie à 28 GHz.

Finalement, les mesures expérimentales du doubleur nous ont permis de trouver que les pertes de conversion se situent autour de 17 dB pour une puissance de 11 dBm soit 5 dB de plus que les pertes de conversion trouvées avec MDS.

Comme pour le doubleur, lors de nos premières mesures, nous avons noté un décalage en fréquence de 500 MHz vers le bas par rapport aux simulations de MDS. Ce décalage est dû au modèle utilisé de la diode. Pour contourner ce problème, nous avons refait le design du tripleur avec une fréquence d'entrée de 9.83 GHz au lieu de 9.333 GHz.

Les résultats expérimentaux rejoignent donc les résultats théoriques et sont comparables. Les 5dB de pertes supplémentaires par rapport aux pertes de conversion trouvées sur MDS peuvent être attribuable à la fabrication du circuit (assemblage de la diode, via-holes) et aux pertes dans le substrat à hautes fréquences. De plus la technologie MIC offre une précision de 1 mil. À 28 GHz. 1 mil d'erreur dans une longueur de ligne produit un

déplacement de 3° sur l'abaque de Smith, donc une désadaptation. L'utilisation de la technologie MHMIC aurait été plus appropriée mais son intégration avec le guide NRD aurait été plus compliquée.

Quand à la largeur de bande mesurée, elle est 2 fois plus grande que la largeur de bande simulée (320 MHz vs 140 MHz).
Nous pouvons donc considérer les résultats obtenus comme étant satisfaisants vue la technologie utilisée et la fréquence de travail.
Le tripleur résistif 9.333-28GHz conçu servira de base pour le tripleur hybride utilisant le guide NRD.

4.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la conception d'un tripleur de fréquence résistif 9.333-28 GHz en circuit MIC. Les résultats obtenus expérimentalement valident notre design.
Les pertes de conversion mesurées de notre tripleur s'élèvent à 17 dB et sa largeur de bande est de 320 MHz.
Ces performances sont très satisfaisantes vue la fréquence de travail. Ainsi, ce tripleur peut servir facilement de base au tripleur final utilisant le guide NRD.

CHAPITRE 5 : La transition microruban - guide NRD à 28 GHz

5.1 Introduction

L'intégration du circuit planaire et du guide NRD se fait à l'aide d'une transition. Celle-ci doit être conçue de manière à avoir le moins de pertes possibles à 28 GHz. En effet, les performances du multiplicateur final dépendent grandement de cette transition. Une transition présentant des pertes élevées fera en sorte d'augmenter les pertes de conversion du multiplicateur final.

Dans ce chapitre, une description du guide NRD et de la transition microruban-guide NRD est présentée. Le principe de fonctionnement est aussi expliqué. Les paramètres et les résultats de la transition optimale à 28 GHz sont donnés à la fin de ce chapitre.

5.2 Description du guide NRD

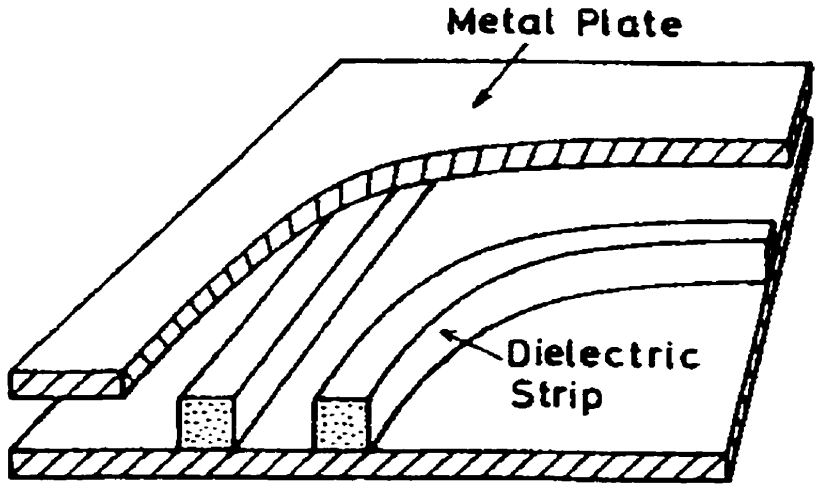


Figure 5.1 : Exemple d'un circuit NRD

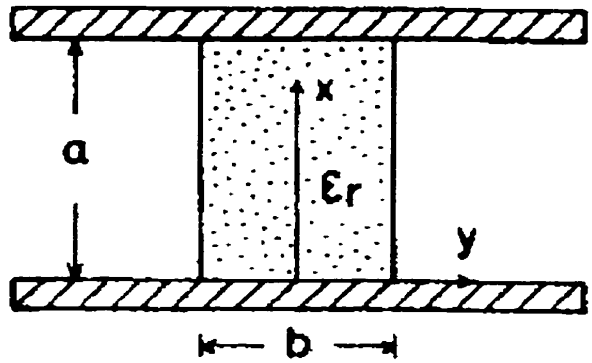


Figure 5.2 : Coupe transversale du guide NRD

Le NRD est formé de 2 plaques métalliques parallèles séparées d'une distance 'a '. Entre ces deux plaques, un diélectrique est mis en sandwich.

Pour supprimer les radiations dans le guide NRD [7], la séparation entre les plaques 'a' doit être inférieure à la moitié de la longueur d'onde. Ainsi, tous les modes sauf le mode dominant sont sous la fréquence de coupure.

5.3 Description de la transition

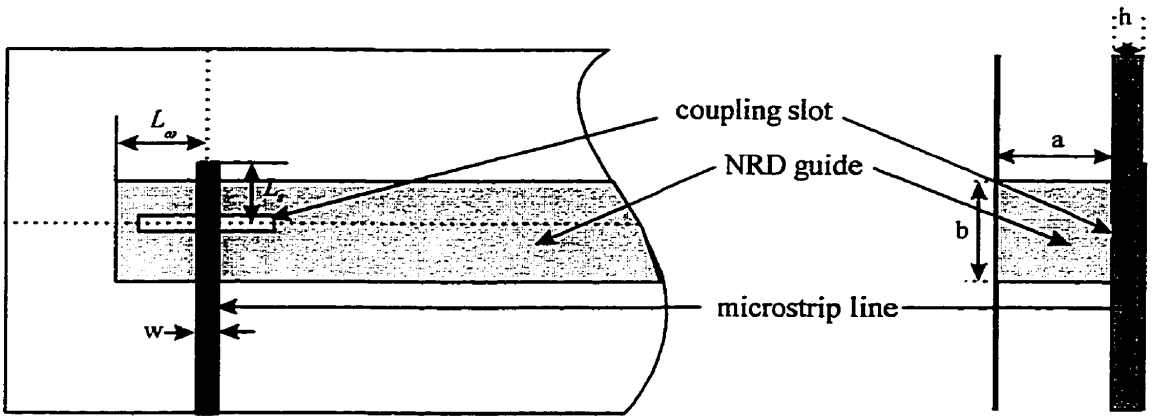


Figure 5.3 : Schéma d'une transition microruban - NRD

La figure 5.3 montre le schéma d'une transition. Celle-ci consiste en une ligne microruban déposée sur le guide NRD. Les deux ont un plan de masse commun.

La ligne microruban est orthogonale au diélectrique du NRD.

Le couplage entre la ligne microruban et le NRD est effectué à travers une fente rectangulaire faite dans le plan de masse commun. Cette fente est perpendiculaire à la ligne microruban.

Les paramètres importants dans la conception de la transition sont :

- *Paramètres du guide NRD*

Permittivité relative du diélectrique : εr

Largeur du diélectrique : a

Hauteur du diélectrique : b

- *Paramètres de la ligne microruban*

Permittivité relative du substrat : εr

Épaisseur du substrat : h

Largeur de la ligne : w

- *Dimensions et forme de la fente*

Dans le cas d'une fente rectangulaire, il faut déterminer la longueur et largeur de la fente.

- *Positions des circuits ouverts*

Position du circuit ouvert dans la ligne microruban : Ls

Position du circuit ouvert dans le guide NRD : Lw

5.4 Principe de fonctionnement

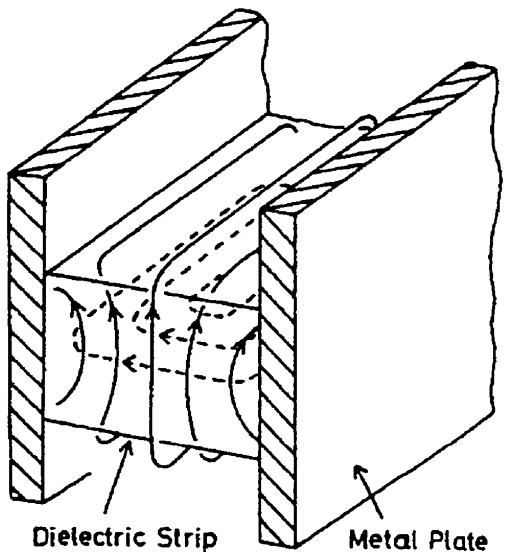


Figure 5.4 : Diagramme des lignes de champs du mode dominant LSM10 dans le Guide NRD

— champ électrique

--- champ magnétique

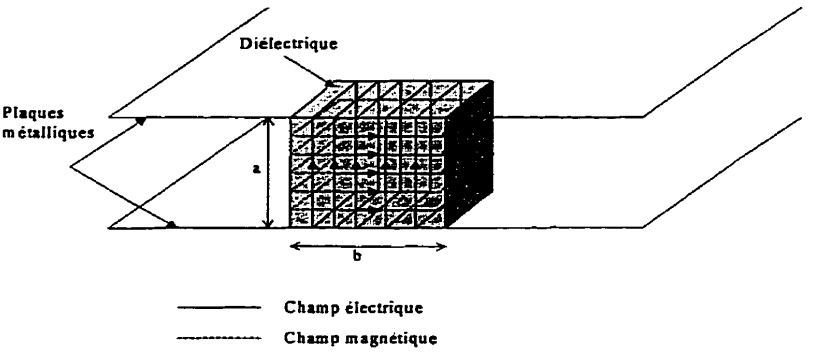


Figure 5.5 : Lignes de champs dans un guide NRD pour le mode LSE_{10}

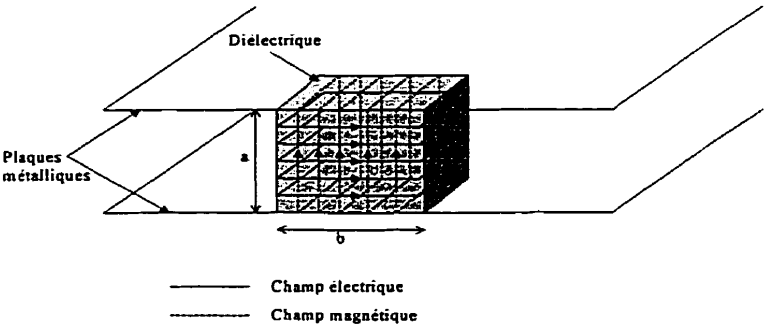


Figure 5.6 : Lignes de champs dans un guide NRD pour le mode LSM_{10}

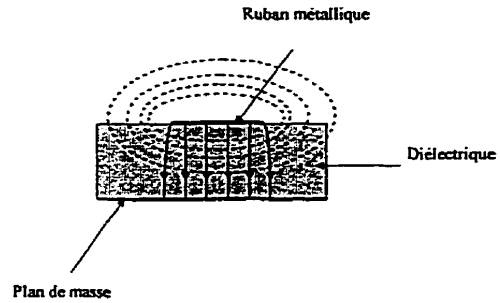


Figure 5.7 : Lignes du champ électrique et du champ magnétique dans une ligne microruban, mode quasi-TEM

Le mode fondamental dans la ligne microruban est le mode quasi-TEM. Le champ électrique de ce mode est présenté à la figure 5.7.

Dans le guide NRD, on a principalement 2 modes non-rayonnants qui sont les modes LSM_{10} et LSE_{10}. Les champs électromagnétiques E et H sont présentés aux figures 5.5 et 5.6.

Le mode LSM est préféré dans les applications pratiques car il présente des pertes de propagation plus faibles que le mode LSE.

Le champ magnétique du mode LSM est parallèle à l'interface air-diélectrique du guide NRD. En supposant le NRD et la ligne microruban tel que décrit à la figure 5.3, les champs magnétiques du mode quasi-TEM dans la ligne microruban et du mode LSM dans le NRD se confondent à la fente. Le couplage est ainsi effectué.

La bande de fréquence d'opération de cette transition dépend des dimensions du diélectrique du guide NRD.

Pour étudier expérimentalement notre transition, un prototype est fabriqué utilisant 2 lignes microruban interconnectées par 2 transitions microruban- NRD et un guide NRD (figure5.8). De cette manière, l'entrée et la sortie du circuit demeurent en microruban ce qui permet l'utilisation de l'analyseur de réseaux.

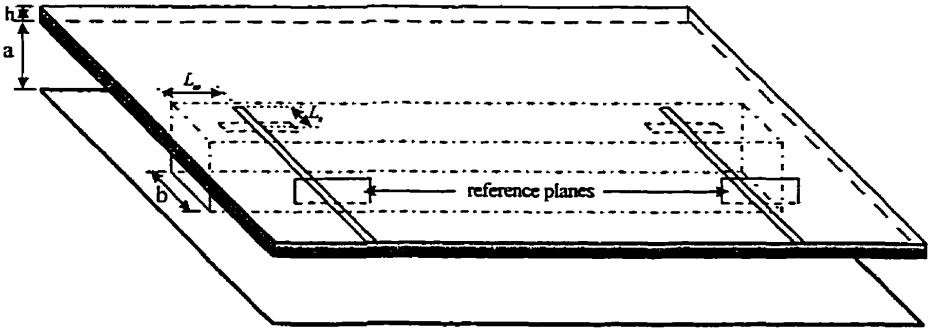


Figure 5.8 : Schéma du prototype avec 2 transitions microruban - NRD

5.5 Technique d'analyse

Le couplage entre 2 structures différentes a été mentionné dans plusieurs articles [3], [4]. Dans ces articles, les auteurs ont majoritairement essayé de modéliser leur transition pour ensuite faire leur design.

Cependant, il y a un point sur lequel toutes ces publications s'entendent est que le problème majeur dans le design de ce genre de transition se situe dans le type de géométrie à adopter et dans l'adaptation d'impédance des 2 structures. La transition hybride microruban – NRD n'échappe pas non plus à ce problème.

Nous devons d'une part déterminer la forme et les dimensions de la fente qui permettent le meilleur couplage et d'autre part réaliser l'adaptation entre le guide NRD qui présente une grande impédance caractéristique et une ligne microruban de 50 Ohm.

Dans ce projet, nous n'avons pas utilisé de technique de modélisation par contre nous avons utilisé un logiciel de simulation numérique basé sur la méthode TLM. Cette méthode s'est avérée très performante pour ce genre de structure. Malheureusement, comme toutes les méthodes numériques, la méthode TLM présente des temps de simulation très longs pour les structures complexes.

Il n'y a donc pas de méthode directe pour la conception. Il faut y aller par tests successifs pour trouver les paramètres qui donnent la meilleure réponse.

5.5.1 Influence des paramètres de la transition

Pour arriver à déterminer les paramètres finaux de la transition microruban, nous avons fait varier chaque paramètre indépendamment des autres.

La ligne microruban est une ligne 50Ω déposée sur le substrat TMM3 (εr=3.27, h=15 mil) soit le même qu'on a utilisé pour le doubleur et tripleur. La largeur de la ligne est alors égale à 0.8805 mm.

Le diélectrique utilisé pour le guide NRD est le Téflon (εr=2.04).

Influence de la largeur du diélectrique du guide NRD 'b'

dans cette partie, nous avons fait varier la largeur du diélectrique du guide NRD 'b' pendant que les autres paramètres restent fixes.

Lw=2.5 mm

Ls=2 mm

fente=0.5*5 mm^2

a = 4.08 mm

La figure 5.9 présente le coefficient de transmission S21 en dB pour des dimensions de b égales à 6 mm, 7 mm et 8 mm et ce pour deux transitions (figure 5.8).

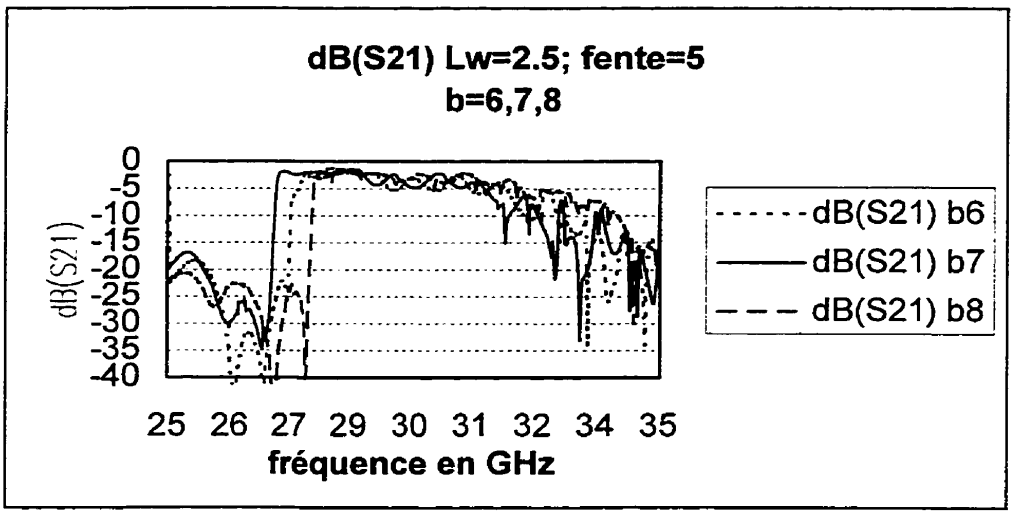


Figure 5.9 : Coefficient de transmission S21 de la transition microruban -NRD pour différentes largeurs du diélectrique

On remarque que b a une influence directe sur la fréquence de coupure et sur la largeur de bande. Cependant, cette influence ne se fait pas de manière systématique. Il y donc une valeur de b optimale qui dépend des autres paramètres.

Pour l'ensemble des paramètres fixés (Lw=2.5 mm, fente=0.5*5 mm^2, a=4.08 mm, Ls=2mm), une largeur de b de 7mm représente la valeur optimale.

Influence de la longueur du circuit ouvert dans le guide NRD 'Lw'

Dans cette partie, nous avons fait varier la longueur du circuit ouvert dans le guide NRD pendant que les autres paramètres sont fixes.

b=7 mm

Ls=2mm

fente=0.5*5 mm^2

a = 4.08 mm

La figure 5.10 présente le coefficient de transmission S21 en dB pour des dimensions de Lw égales à 1.5 mm , 2 mm et 2.5 mm.

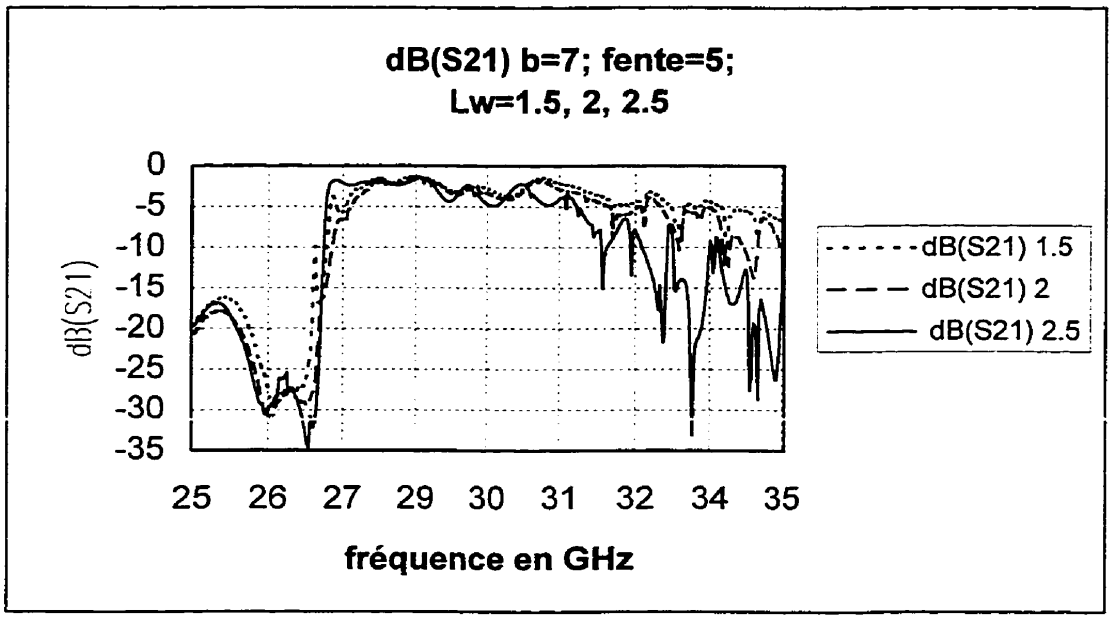


Figure 5.10 : Coefficient de transmission S21 de la transition microruban -NRD pour différentes longueurs du circuit ouvert dans le guide NRD

On remarque que la variation de Lw ne génère pas de décalage en fréquence. On peut dire que Lw n'affecte pas la fréquence de coupure du guide NRD ce qui est normal. Cependant, la longueur du circuit ouvert dans le NRD affecte le niveau du coefficient de transmission. On remarque pour une longueur Lw de 2.5 mm, on obtient le meilleur coefficient de transmission.

Influence de la largeur de la fente

Influence de la largeur de la fente

Dans cette partie, nous avons fait varier la largeur de la fente pendant que les autres paramètres sont fixes.

b=7 mm

Lw=2.5 mm

Ls= 2 mm

a = 4.08 mm

La figure 5.11 présente le coefficient de transmission S21 en dB pour des largeurs de la fente égales à 1.5 mm , 2 mm et 2.5 mm.

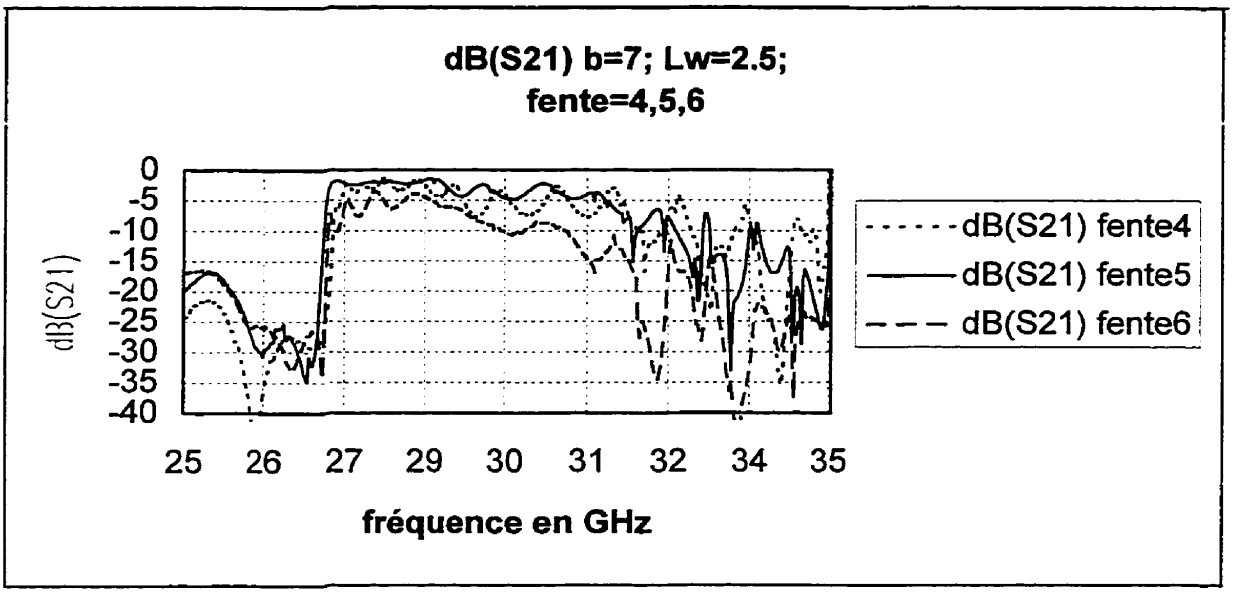


Figure 5.11 : Coefficient de transmission S21 de la transition microruban -NRD pour différentes largeurs de la fente.

On remarque que la largeur de la fente n'affecte que le niveau de coefficient de transmission. On constate qu'on a le meilleur couplage avec une largeur de fente de 5 mm.

5.6 Paramètres de la transition

Après avoir déterminer les dimensions du diélectrique du NRD qui correspondent à notre bande de fréquence, nous avons effectué plusieurs simulations pour déterminer la forme et les dimensions de la fente ainsi que les paramètres Ls et Lw nécessaires à l'adaptation de la ligne microruban au guide NRD.

Nous avons retenu les paramètres de la simulation qui permettent d'avoir le meilleur coefficient de transmission.

Ainsi, la meilleure réponse est obtenue avec les paramètres suivants :

- *La ligne microruban*

  ligne de 50 Ohm

  εr=3.27

  w=0.8805 mm

  h=15 mil

- *Le guide NRD*

  a=4.08 mm

  b=7.1 mm

  εr=2.04 (Téflon)

  longueur=55 mm

- *La fente*

  largeur=5 mm

  longueur=0.5 mm

- *Les positions des circuits ouverts*

  Ls=2 mm

  Lw=2.5 mm

5.7 Résultats simulés et expérimentaux

Le coefficient de transmission de la transition microruban- guide NRD dont les paramètres ont été définis dans la partie précédente est présenté à la figure 5.12.

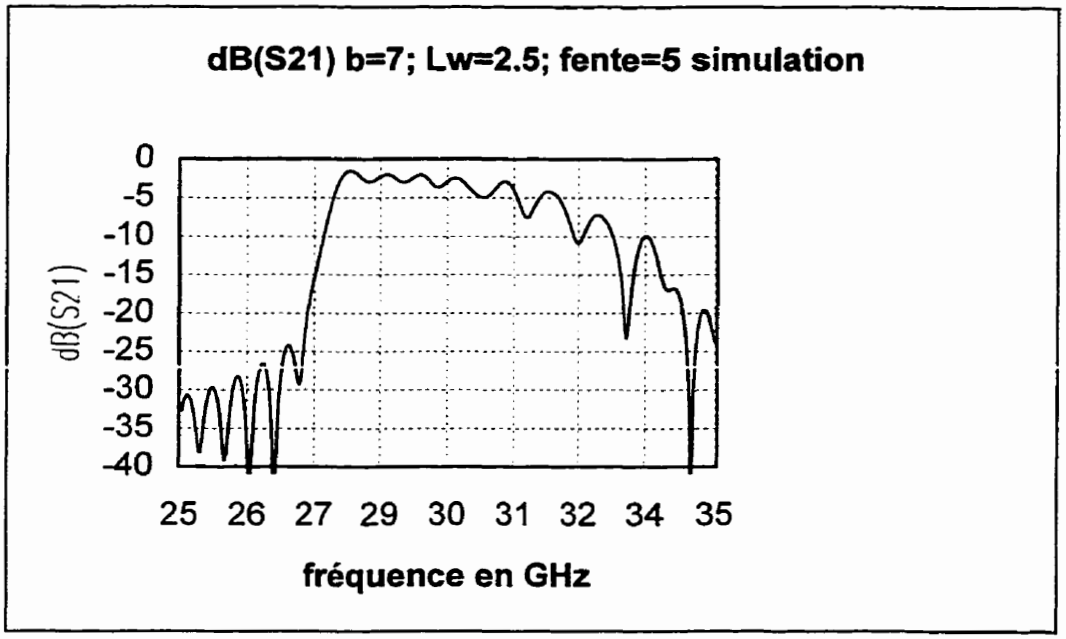


Figure 5.12 : Coefficient de transmission simulé S21 de la transition microruban - guide NRD avec les paramètres optimaux

Pour faire mesurer le coefficient de transmission de la transition, il a fallu faire une calibration TRL pour ramener le plan de référence des mesures au niveau de la fente. De cette manière, on ne considère pas les pertes dans les connecteurs et les pertes dans le circuit.

Le layout de la transition est présenté à la figure 5.13

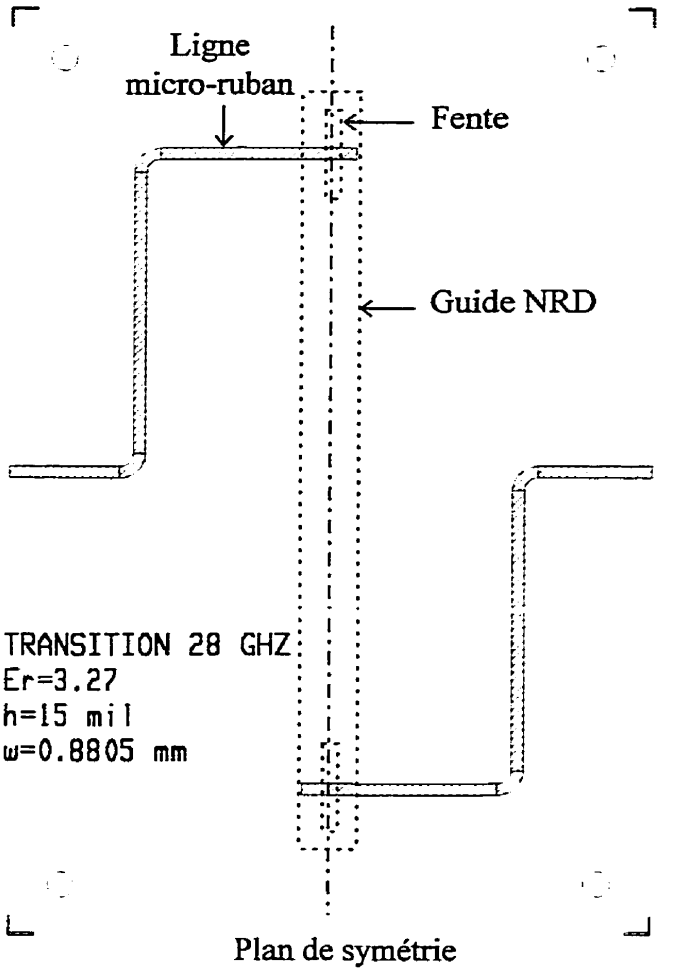


Figure 5.13 : Layout de la transition microruban - Guide NRD

On remarque qu'il a fallu mettre des courbes de 90° dans le circuit pour pouvoir utiliser la fixture test WILTRON qui ne permet de mesurer que les circuits dont la largeur est inférieure à 2 pouces.

Le layout du kit de calibration TRL est présenté à la figure 5.14.

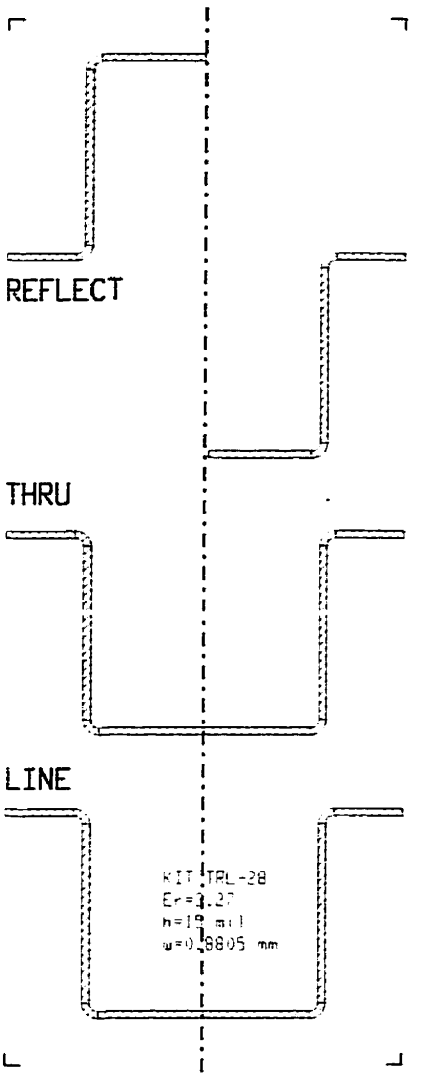


Figure 5.14 : Kit de calibration TRL

On remarque que le kit de calibration contient le même nombre de courbes de 90° que le circuit de la transition pour tenir compte de l'effet de chacune d'elles dans notre calibration.

Le 'REFLECT' est un circuit ouvert de longueur L.

Le 'THRU' est une ligne de longueur 2L.

Le 'LINE' est une ligne de longueur 2L+λg/4 calculée à 28 GHz.

Pour avoir le plan de référence au niveau de la fente, on rentre les valeurs ci-dessous dans l'analyseur de réseaux HP-8510C.

Le délai du 'THRU' est 0 ps.

Le délai du 'REFLECT' est 0 ps.

Le délai du 'LINE' est 8.9 ps (délai de λg/4 à 28 GHz).

On prend le 'THRU' comme référence.

Après avoir calibré l'analyseur de réseaux, nous avons mesuré cette transition à l'aide de l'analyseur de réseau. Les résultats obtenus sont présentés à la figure 5.15 .

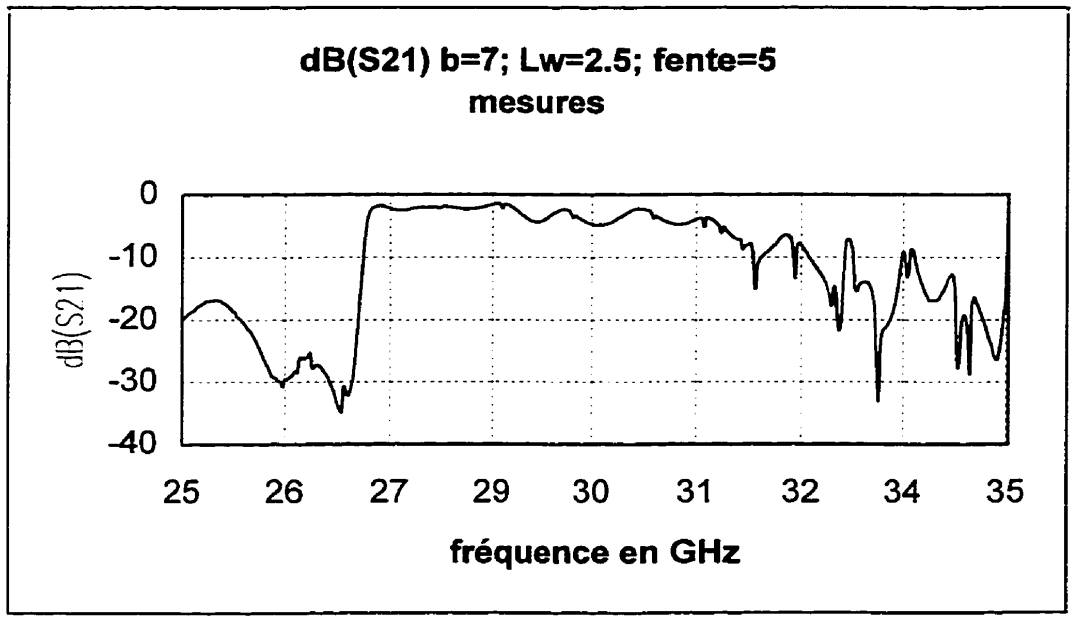


Figure 5.15 : Coefficient de transmission mesuré S21 de la transition optimale

5.8 Interprétations des résultats

Les résultats expérimentaux s'avèrent excellents. Nous avons obtenu une largeur de bande de 6 GHz où les pertes sont inférieures à 2.5 dB pour les 2 transitions. De plus, dans la fréquence centrale d'intérêt de 28 GHz nous avons 2 dB de pertes sans aucune fluctuation sur une largeur de bande de 2 GHz. On a donc 1 dB de perte pour chaque transition, ce qui est excellent.

Les résultats simulés présentent les mêmes caractéristiques en termes de largeur de bande et coefficient de transmission que les résultats mesurés. La figure 5.16 démontre bien la similitude qui existe entre les résultats simulés et les résultats expérimentaux.

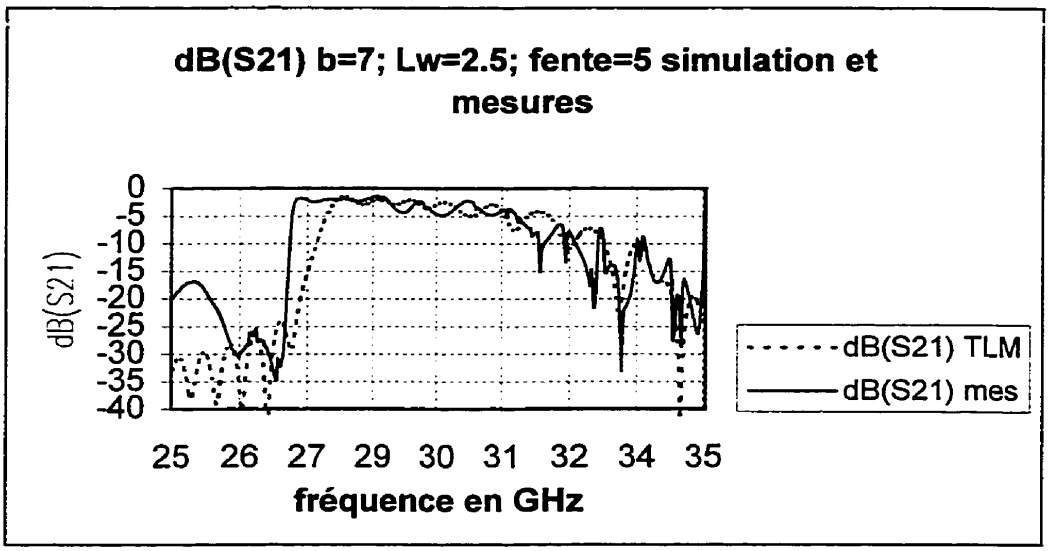


Figure 5.16: Coefficient de transmission S21 de la transition mesuré et simulé

On peut donc dire que les résultats expérimentaux concordent bien avec les résultats simulés.

De plus, on peut remarquer que la transition conçue rejette tout signal en bas de 27.5 GHz. La transition microruban - guide NRD peut parfaitement remplir le rôle d'un filtre

passe-bande de fréquence de coupure à 27.5 GHz. Implantée dans le doubleur 14-28 GHz ou le tripleur 9.333-28 GHz, cette transition fera en sorte de supprimer à la sortie les fréquences indésirées.

5.9 Conclusion

Dans ce chapitre, une description de la transition microruban - guide NRD a été présentée.

Nous sommes parvenus à concevoir une transition à 28 GHz à très faible perte (1 dB de perte) avec une fréquence de coupure de 27.5 GHz et une largeur de bande supérieure à 2 GHz.

En vue des résultats obtenus, nous avons retenu cette transition pour l'intégrer à nos circuits planaires. En effet , elle promet une bonne intégration de circuit planaire et guide NRD.

CHAPITRE 6 : Les filtres

6.1 Introduction

Lors de la conception des multiplicateurs de fréquence, nous avons eu besoin d'un filtre passe-bas ayant une fréquence de coupure supérieure à 10 GHz et d'un filtre passe-bande ayant une fréquence centrale de 28 GHz.
Dans ce chapitre, la conception de chacun de ces filtres est présentée.

6.2 Filtre passe-bande à 28 GHz

La présence d'un filtre à la sortie du multiplicateur est nécessaire pour filtrer la 2e harmonique dans le cas du doubleur 14-28 GHz et la 3ième harmonique dans le cas du tripleur 9.333-28 GHz.
Nous devons concevoir un filtre passe-bande dont la fréquence centrale est à 28 GHz. Ce filtre doit être relativement large bande pour couvrir toute la bande LMCS et compenser à tout décalage éventuel en fréquence. On a fixé la largeur de bande à 4 GHz.
Le gabarit du filtre passe-bande est présenté à la figure 6.1.

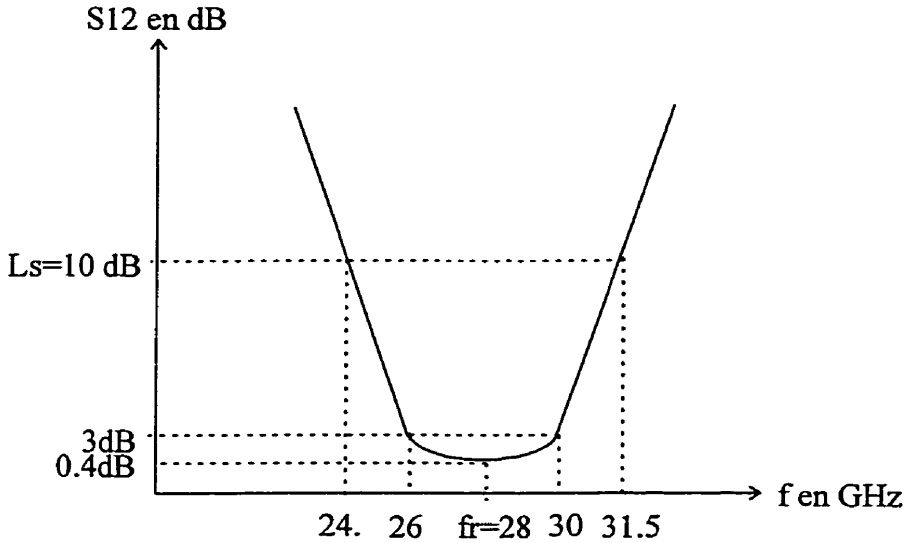


Figure 6.1 : Gabarit du filtre passe-bande à 28 GHz

Pour notre conception, nous avons choisi un filtre Buterworth à lignes couplées. La topologie de ce filtre est présentée à la figure 6.2.

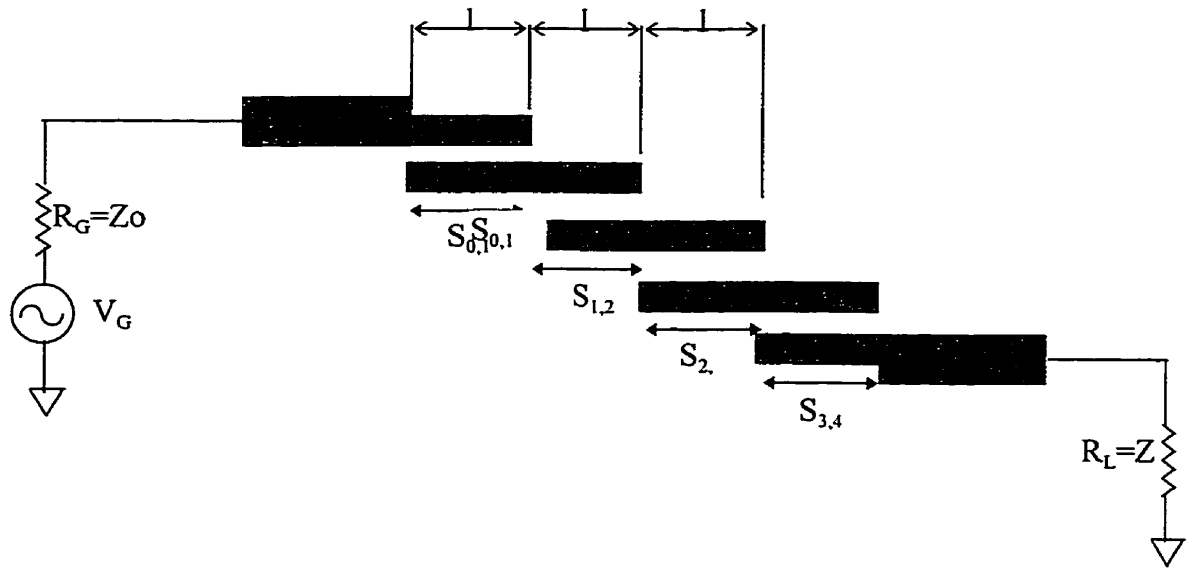


Figure 6.2 : Topologie du filtre passe-bande avec les lignes couplées

Le prototype d'un filtre passe-bas avec éléments localisés est présenté à la figure 6.3

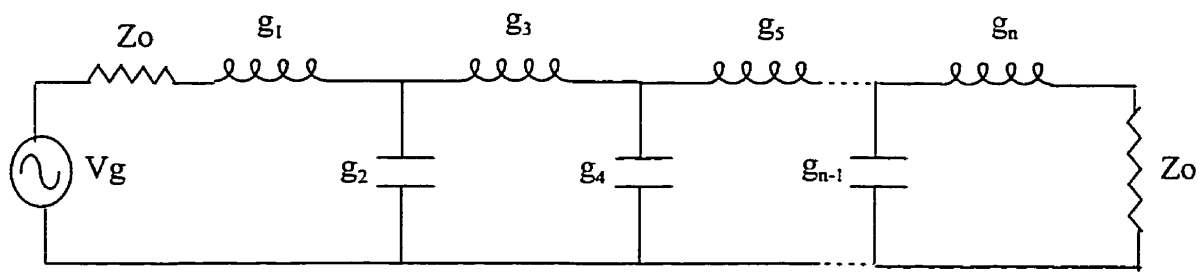


Figure 6.3 : Prototype d'un filtre passe-bas avec éléments localisés

Dans le cas d'un filtre Buterworth, la valeur des éléments localisés est donnée par l'équation 6.1.

$$g_k = 2\sin\left(\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right) \qquad \text{avec } k=1,2,\ldots, n \qquad (6.1)$$

n est l'ordre du filtre

La première étape dans la conception du filtre passe-bande est de convertir le prototype du filtre passe-bas (figure 6.3) en une forme qui contient des impédances d'inverteur et des inductances en série (figure 6.4).

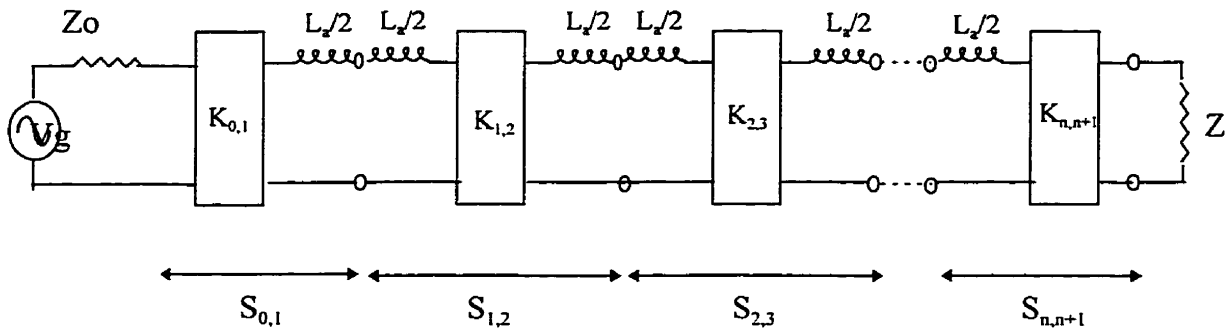


Figure 6.4 : Représentation d'un filtre avec lignes couplées

La propriété d'un inverteur est la suivante :

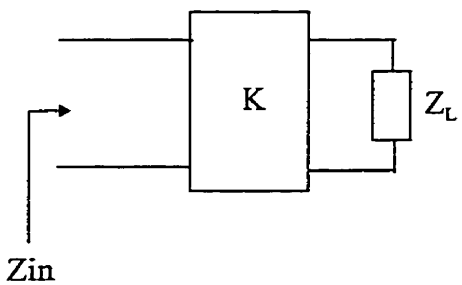


Figure 6.5: Propriété de l'inverteur

$$Zin = \frac{K^2}{Z_L} \tag{6.2}$$

$$\text{déphasage} = \pm\frac{\pi}{2}$$

La correspondance entre le prototype passe-bas (figure 6.3) et la représentation du filtre à lignes couplées (figure 6.4) est donnée dans [7].

- Valeur des inverteurs des sections externes :

$$\frac{K_{0,1}}{Zo} = \frac{K_{n,n+1}}{Zo} = \frac{1}{\sqrt{g_1}} \tag{6.3}$$

- Valeur des inverteurs des sections intérieures

$$\frac{K_{k,k+1}}{Zo} = \frac{1}{\sqrt{(g_k g_{k+1})}} \qquad \text{avec } k=1,2,.....,n-1 \tag{6.4}$$

Pour établir l'équivalence entre la représentation du filtre à lignes couplées (figure 6.4) et le circuit réel du filtre (figure 6.1), on utilise les équations reliant les impédances des modes pair et impair des lignes couplées aux valeurs des inverteurs données dans [7].

- Impédances des modes pair et impair des sections externes

$$(Zo_e)_{0,1} = (Zo_e)_{n,n+1} = Zo\left[1+\left(1+\frac{g_1}{2}\tan\phi_1\right)^{-\frac{1}{2}}\right] \tag{6.5.a}$$

$$(Zo_o)_{0,1} = (Zo_e)_{n,n+1} = Zo\left[1-\left(1+\frac{g_1}{2}\tan\phi_1\right)^{-\frac{1}{2}}\right] \tag{6.5.b}$$

avec $\phi_1 = \frac{\pi . f_1}{2 f_r}$

- Impédances des modes pair et impair des sections intérieures (k=1,2,....,n-1)

$$(Zo_e)_{k,k+1} = s\left[N_{k,k+1} + \frac{K_{k,k+1}}{Zo}\right] \tag{6.6.a}$$

$$(Zo_o)_{k,k+1} = s\left[N_{k,k+1} - \frac{K_{k,k+1}}{Zo}\right] \tag{6.6.b}$$

où

$$s = \frac{2g_1 Zo}{2 + g_1 \tan\phi_1} \qquad \text{et} \qquad N_{k,k+1} = \sqrt{\left(\frac{K_{k,k+1}}{Zo}\right)^2 + \left(\frac{\tan\phi_1}{2}\right)^2}$$

Une fois qu'on a déterminé les impédances du mode pair et du mode impair, on peut trouver les paramètres de la ligne couplée à l'aide du logiciel 'LINE CALC' disponible sur MDS.

6.2.1 Design du filtre passe-bande à 28 GHz

Dans cette partie, nous faisons le design du filtre passe-bande ayant le gabarit de la figure 6.1.

Pour trouver l'ordre du filtre qui permet d'avoir ce gabarit, il faut résoudre l'équation 6.7:

$$Ls = 10\log\left(1 + w_s^{2n}\right) \qquad (6.7)$$

avec $w_s = \frac{2(f - fr)}{f_2 - f_1}$ ou f=31.5 GHz ; fr=28 GHz ; f_2=30 GHz ; f_1=26GHz

On trouve n=1.963

On prend n=2.

Le filtre est alors un filtre du second ordre.

D'après l'équation 6.1, on trouve :

$g_1 = g_2 = 1.414$

La valeur des inverteurs des sections externes est déduite de l'équation 6.3.

$$\frac{K_{0,1}}{Zo} = \frac{K_{2,3}}{Zo} = \frac{1}{\sqrt{g_1}}$$

Pour Zo=50Ω, on trouve $K_{0,1}$=$K_{2,3}$=42.05

La valeur de l'inverteur de la section intérieure est déduite de l'équation 6.4.

$$\frac{K_{1,2}}{Zo} = \frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}}$$

Pour Zo=50Ω, on trouve $K_{1,2}$=35.36

À partir des équations 6.5, on détermine les impédances du mode pair et du mode impair des lignes couplées des sections externes.

On trouve

$$(Zo_e)_{0,1} = (Zo_e)_{2,3} = 68.58 \qquad (6.8.a)$$

$$(Zo_o)_{0,1} = (Zo_o)_{2,3} = 31.42 \qquad (6.8.b)$$

À partir des équations 6.6, on détermine les impédances du mode pair et du mode impair de la ligne couplée de la section intérieure.

On trouve

$$(Zo_e)_{1,2} = 50.54 \qquad (6.9.a)$$

$$(Zo_o)_{1,2} = 36.736 \qquad (6.9.b)$$

Pour déterminer les caractéristiques des lignes couplées (largeur 'w' et espacement 'S'), on utilise le logiciel LINE CALC

On a utilisé comme substrat du TMM3 (ε_r=3.27) d'épaisseur h=15 mil.

Pour les lignes couplées des sections externes, on trouve :

w_1=w_3=0.8 mm

S_1=S_3=0.03 mm=1.18 mil

Pour les lignes couplées de la section interne, on trouve :

w_2=1.11 mm

S_2=0.25 mm

Pour déterminer la longueur des lignes couplées l, on doit calculer la longueur d'onde à 28 GHz.

Pour une ligne microruban de 50 Ω (w=0.8805 mm) sur le même substrat (ε_r=3.27, h=15 mil), on trouve avec LINE CALC, ε_{eff}=2.5741 à 28 GHz.

La longueur d'onde est calculée à partir de l'équation 6.10.

$$\lambda_g = \frac{C}{f\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{6.10}$$

À 28 GHz, on trouve λ_g=6.68 mm

$$l = \frac{\lambda_g}{4} = 1.65\text{mm}$$

On remarque que S_1 et S_3 avoisinent 1 mil. La limite de fabrication sur l'espacement des lignes est de 5 mil. On doit donc optimiser le circuit sur MDS en imposant un espacement des lignes couplées supérieur à 5mil.

Les dimensions finales du filtre passe-bande sont les suivantes :

Lignes couplées d'entrée

w_1=0.3096 mm

S_1=0.130 mm = 5.12 mil

l_1 = 1.5 mm

Lignes couplées intérieures

w_2=0.3096 mm

S_2=0.458 mm = 18 mil

l_1 = 1.721 mm

Lignes couplées de sortie

w_1=0.3096 mm

S_1=0.130 mm = 5.12 mil

l_1 = 1 mm

Le layout final du filtre passe-bande à lignes couplées et de fréquence centrale 28 GHz est présenté à la figure 6.6.

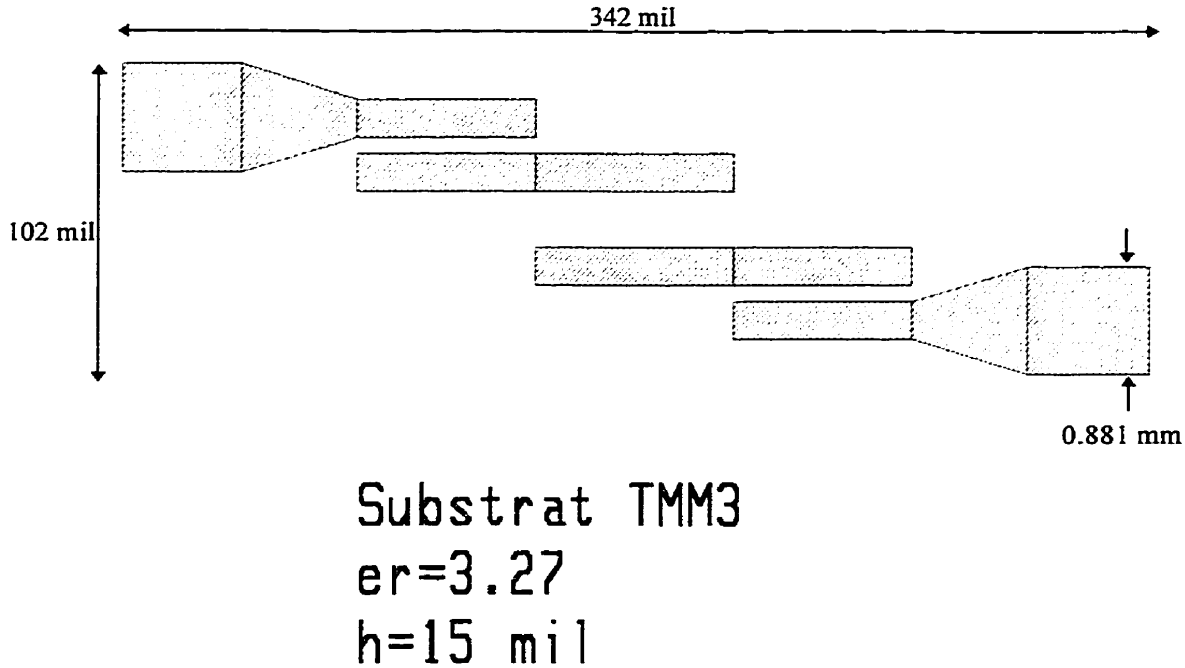
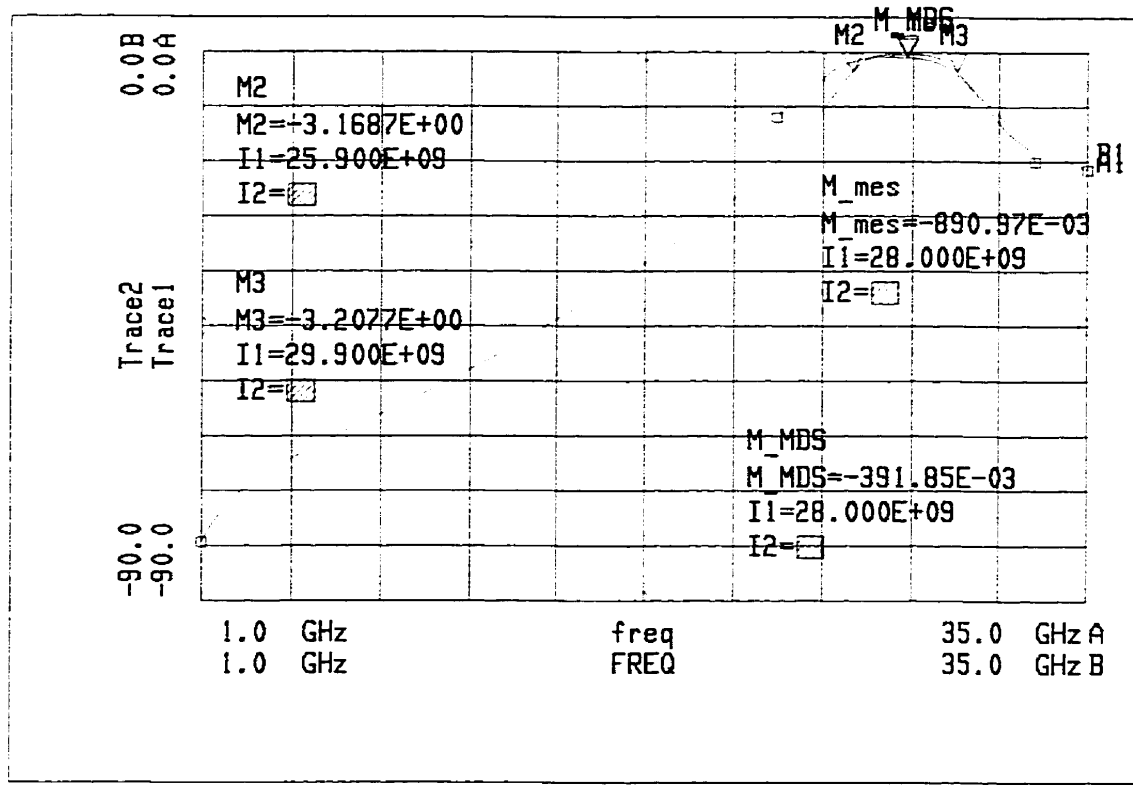


Figure 6.6 : Layout du filtre passe-bande à lignes couplées (f_r=28 GHz)

6.2.2 Performances du filtre passe-bande à 28 GHz

Le coefficient de transmission du filtre passe-bande simulé et mesuré est présenté à la figure 6.7.



Trace1=dB(passbanb28mds..S[1,2])
Trace2=dB(passband28mes..S[1,2])

Figure 6.7 : Coefficient de transmission simulé et mesuré du filtre passe-bande à 28 GHz

D'après les simulations, on remarque que le coefficient de transmission correspond au gabarit du filtre défini à la figure 6.1. En effet, la fréquence centrale est à 28 GHz et la largeur de bande est de 4 GHz.

Quand aux mesures, ils sont très comparables aux simulations. Nous avons 0.9 dB de perte dans la bande passante au lieu de 0.4 dB soit 0.5 dB de plus ce qui est négligeable à la fréquence de 28 GHz.

D'autre part, on remarque que la fréquence centrale est à 27.5 GHz.

Pour ce qui est de largeur de bande, elle est plus grande de 800 MHz.

Nous pouvons donc considérer les performances obtenues très satisfaisantes.

6.3 Filtre passe-bas à 14 GHz

Dans le cas du tripleur réactif, il faut mettre un filtre passe-bas à l'entrée pour permettre le passage de la fondamentale (9.333 GHz) et bloquer les harmoniques d'ordre supérieur. Ainsi, on empêche le passage de la 2ième harmonique et de la 3ième harmonique dans le réseau d'entrée.

Nous devons concevoir un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est à 14 GHz. Le gabarit du filtre passe-bas est décrit à la figure 6.8.

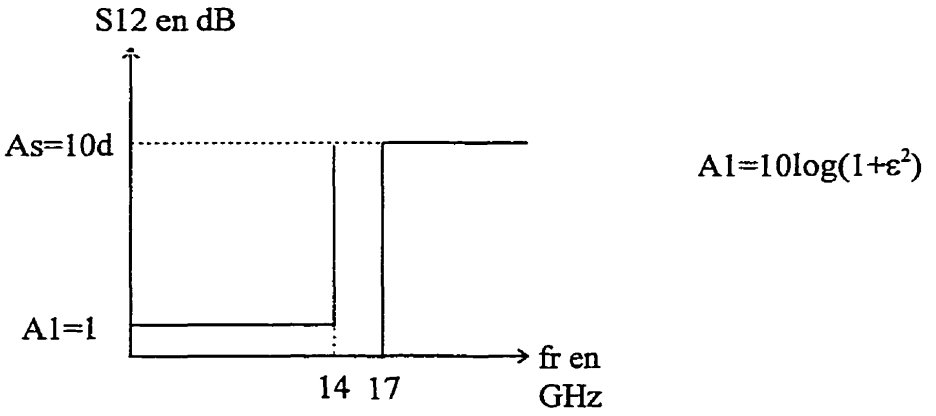
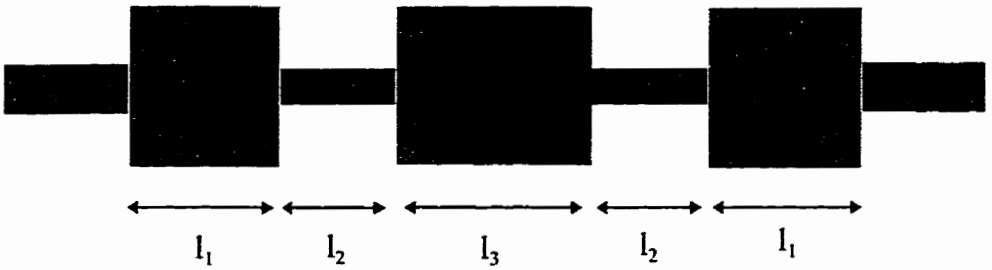


Figure 6.8 : Gabarit du filtre passe-bas

$$A_1 = 10\log(1+\varepsilon^2) \qquad \text{équation 6.11}$$

La topologie du filtre passe-bas est une topologie à saut d'impédance. Cette topologie est présentée à la figure 6.9.



Zo=50Ω
Zo1<<Zo
Zo2>>Zo

Figure 6.9 : Filtre passe-bas à saut d'impédance

On a décidé d'utiliser un filtre. Tchebyscheff Le filtre passe-bas d'ordre n de type Tchebyscheff avec des éléments localisés est présenté à la figure 6.10.

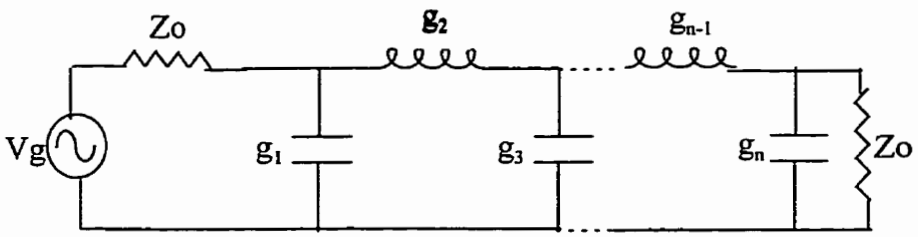


Figure 6.10 : Filtre passe-bas de type tchebyscheff

avec $g_1 = \frac{2}{\eta}\sin\left(\frac{\pi}{2.n}\right)$ (6.12.a)

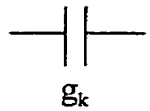
$$g_k g_{k+1} = \frac{4\sin\theta_k \sin\left(\frac{2k+1}{2n}\right)\pi}{\eta^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right)} \quad (6.12.b)$$

où $\theta_k = \frac{2k-1}{2n}\pi$ avec k=1,2,....,n

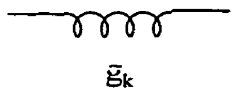
et $\eta = \sinh\left(\frac{1}{n} a \sinh\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right)$

n est l'ordre du filtre.

Pour trouver les impédances dénormalisées, on effectue les transformations suivantes :



$$\longrightarrow \quad C_k = \frac{g_k}{Ro.wo} \tag{6.13}$$



$$\longrightarrow \quad L_k = \frac{Ro.g_k}{wo} \tag{6.14}$$

avec wo=2πfo

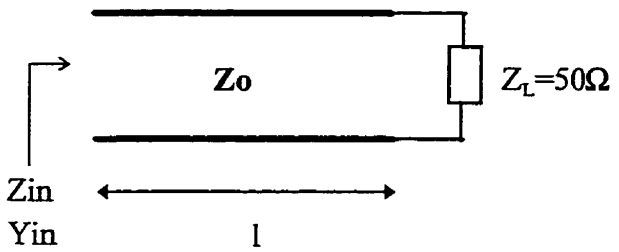
Une fois qu'on a déterminé les capacités et les inductances du filtre, il faut trouver leur équivalent en termes de ligne microruban.

6.3.1 Théorie des lignes de transmission

On peut faire les approximations suivantes :

1. Une petite section d'une ligne à haute impédance peut être approximée par une inductance en série.
2. Une petite section d'une ligne à faible impédance peut être approximée par une inductance en parallèle.

Soit le circuit suivant :



$$Zin = Zo\frac{Z_L + jZo\tan\beta.l}{Zo + jZ_L\tan\beta.l} \qquad (6.15)$$

Si $\beta.l < \pi/6$ c'est à dire que $l < \lambda/12$, on peut faire l'approximation suivante : $\tan\beta l \approx \beta l$

l'équation 6.15 devient :

$$Zin = Zo\frac{Z_L + jZo\beta.l}{Zo + jZ_L\beta.l} \qquad (6.16)$$

Si la ligne est une ligne à haute impédance c'est-à-dire $Zo >> Z_L$, l'équation 6.16 devient :

$$Zin \approx Z_L + jZo\beta.l = Z_L + jw.\frac{Zo.l}{v} \qquad (6.17)$$

où $v=3.10^8$ m/s

Donc une petite section de ligne à haute impédance se comporte comme une inductance L en série avec Z_L.

$$L = \frac{Zo.l}{v} \qquad (6.18)$$

Dans le cas d'une ligne à faible impédance, on peut faire le même raisonnement avec l'admittance Yin.

$$Yin = Yo\frac{Y_L + jYo\tan\beta.l}{Yo + jY_L\tan\beta.l} \qquad (6.19)$$

Si $\beta.l < \pi/6$ c'est à dire que $l < \lambda/12$, on peut faire l'approximation suivante : $\tan\beta l \approx \beta l$ l'équation 6.19 devient :

$$Yin = Yo\frac{Y_L + jYo\beta.l}{Yo + jY_L\beta.l} \tag{6.20}$$

Si la ligne est une ligne à faible impédance c'est-à-dire Yo>>YL, l'équation 6.20 devient :

$$Yin \approx Y_L + jYo\beta.l = Y_L + jw.\frac{Yo.l}{v} \tag{6.21}$$

où $v=3.10^8$ m/s

Donc une petite section de ligne à faible impédance se comporte comme une capacité en parallèle avec Z_L.

$$C = \frac{Yo.l}{v} \tag{6.22}$$

Pour trouver le filtre passe-bas en lignes microruban correspondant au filtre passe-bas avec éléments localisés, il faut utiliser les équations 6.18 et 6.22.

6.3.2 Conception du filtre passe-bas à 14 GHz

On doit concevoir un filtre passe-bas au gabarit de la figure 6.8.

Pour trouver l'ordre du filtre nécessaire pour avoir le gabarit de la figure 6.8, il faut satisfaire l'équation 6.23.

$$n \geq \frac{a\cosh\left[\frac{\left(10^{\frac{As}{10}}-1\right)}{\left(10^{\frac{Al}{10}}-1\right)}\right]^{\frac{1}{2}}}{a\cosh(ws)} \tag{6.23}$$

On trouve $n \geq 3.82$

On prend $n=5$.

Le filtre est alors un filtre d'ordre 5.

De l'équation 6.11, on trouve $\varepsilon=0.51$

À partir des équations 6.12.a et 6.12.b, on trouve :

$g_1=2.1349$

$g_2=1.0911$

$g_3=3.0009$

$g_4=1.0911$

$g_5=2.1349$

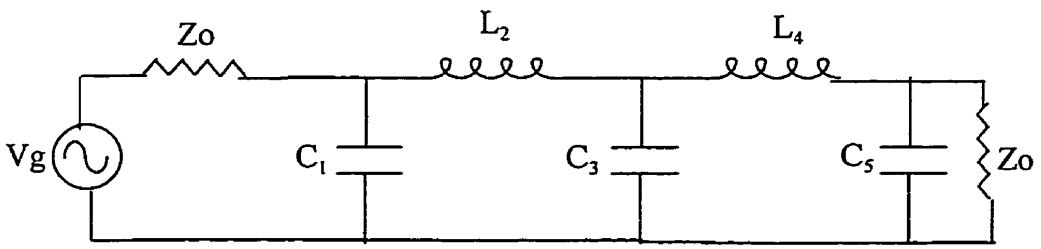
Après dénormalisation (équation 6.13 et 6.14), on trouve ;

$C_1=C_5=0.485$ pF

$C_3=0.682$ pF

$L_2=L_4=0.62$ nH

Le filtre passe-bas en éléments localisés est présenté à la figure 6.11.



$C_1=C_5=0.485$ pF

$C_3=0.682$ pF

$L_2=L_4=0.62$ nH

Figure 6.11 : Filtre passe-bande d'ordre 5 en éléments localisés

À présent, il faut trouver l'équivalent du filtre de la figure 6.11 en lignes microruban.
La topologie du filtre passe-bas est une topologie à saut d'impédance. Un filtre passe-bas d'ordre 5 à saut d'impédance est présenté à la figure 6.9.

Pour concevoir le filtre en lignes microruban, nous avons utilisé le TMM3 (ε_r=3.27 et h=15mil).
Pour pouvoir les approximations 1 et 2 sur les petites sections de lignes à faible et haute impédance, il faut que la longueur de ligne soit inférieure $\lambda/12$.
l_1 , l_2 et l_3 doivent donc être inférieures à $\lambda/12$.
Pour faciliter le calcul, on considère la longueur d'onde correspondante à une ligne de 50Ω.
On utilise le logiciel LINE CALC pour trouver la permittivité efficace d'une ligne de 50 Ω à 14 GHz.
On trouve ε_{eff}=2.618.

$$\lambda = \frac{v}{f\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = 13.25\text{mm}$$

On prend $l_1 = l_2 = \frac{\lambda}{12} = 1.1\text{mm}$

À partir de l'équation 6.22, on trouve l'impédance de la ligne qui correspond à C1 et C5.
On trouve Zo_1=7.56Ω .
À partir du logiciel LINE CALC, on trouve la largeur de ligne qui donne Zo_1 sur le substrat utilisé.
On trouve w_1=9.71 mm.
En remplaçant Zo par Zo_1 dans l'équation 6.22, on trouve la longueur l_3 qui donne C_3.
On trouve l_3=1.54 mm.

À partir de l'équation 6.21, on trouve l'impédance de la ligne qui correspond à L_2 et L_4.

On trouve Zo_2=169Ω .

À partir du logiciel LINE CALC, on trouve la largeur de ligne qui donne Zo_2 sur le substrat utilisé.

On trouve w_2=0.025 mm=0.98 mil.

La limite de fabrication sur la largeur d'une ligne est de 5 mil. Nous devons donc optimiser le circuit avec MDS pour avoir des lignes dont la largeur est supérieure à 5 mil. Après optimisation, les dimensions du filtre passe-bas sont les suivantes :

w_1= 3 mm

w_2=0.5 mm

l_1=1.431 mm

l_2=1.1 mm

l_3=2.5 mm

Le layout du filtre passe-bas à 14 GHz est présenté à la figure 6.13.

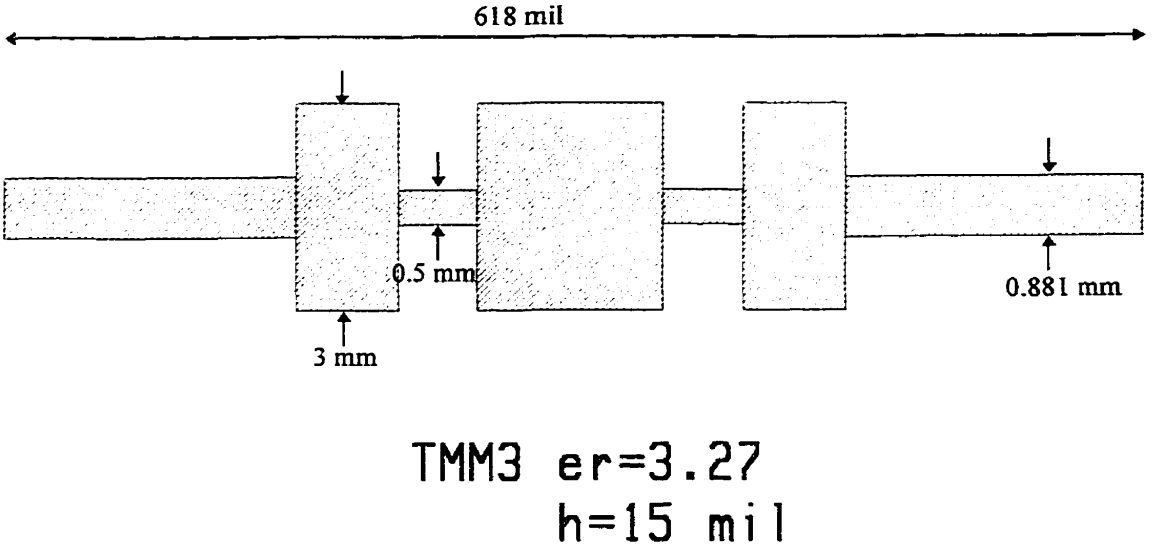


Figure 6.12 : Layout du filtre passe-bas à 14 GHz

6.3.3 Performances du filtre passe-bas à 14 GHz

Le coefficient de transmission simulé S12 du filtre passe-bas conçu est présenté à la figure 6.13.

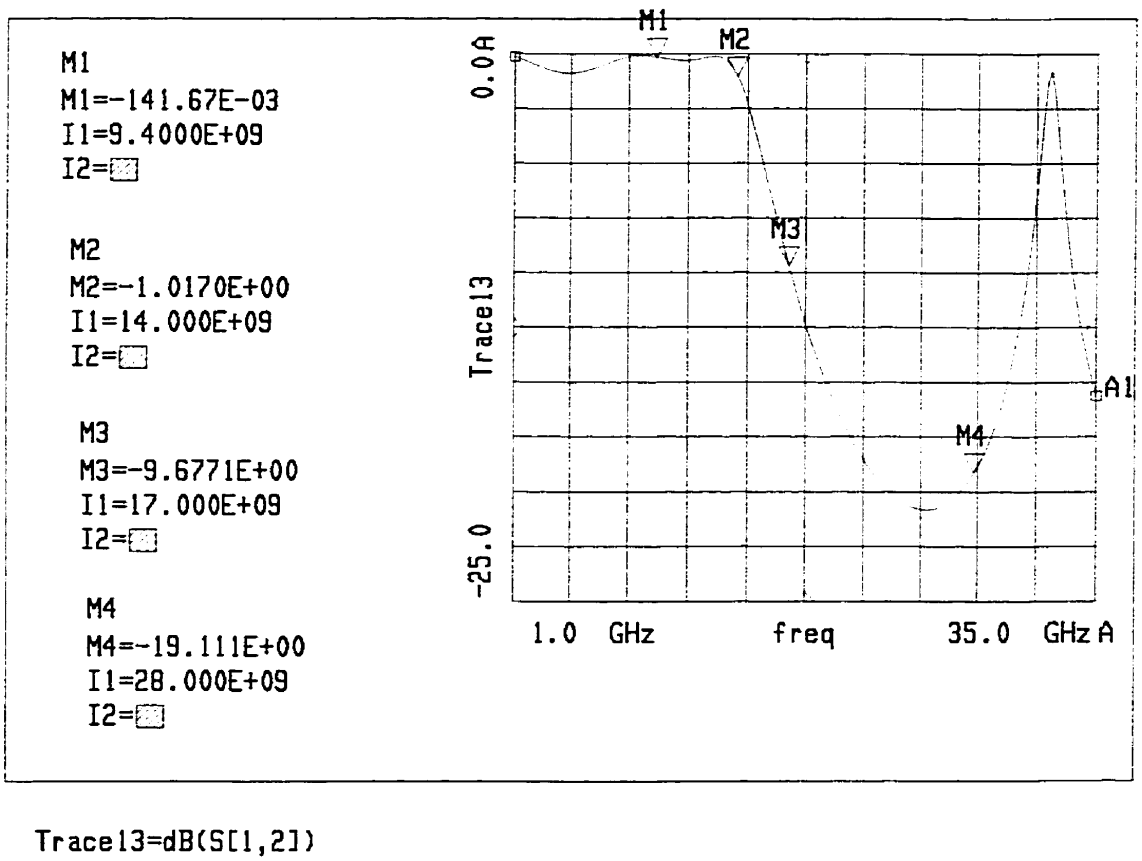


Figure 6.13 : Coefficient de transmission S12 simulé avec MDS du filtre passe-bas

D'après les simulations, on remarque que le coefficient de transmission correspond au gabarit du filtre passe-bas défini à la figure 6.8. En effet, la fréquence de coupure est à 14 GHz et la variation se S12 dans la bande passante est inférieure à 1 dB. De plus, à 17 GHz, on a à peu près 10 dB d'atténuation comme prévu. À 28 GHz, le filtre présente 20 dB d'atténuation.

Il faut souligner la présence d'une fréquence image autour de 34 GHz où la réponse du filtre remonte.

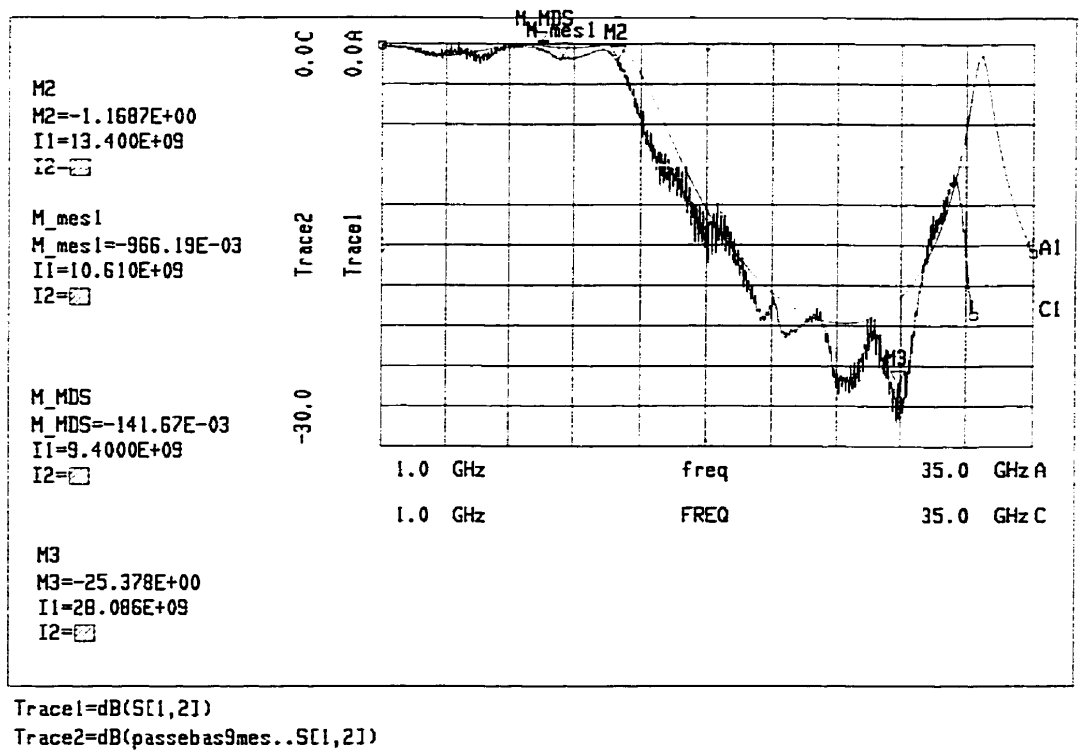


Figure 6.14 : Coefficient de transmission S12 mesuré et simulé du filtre passe-bas

Quant aux mesures, ils sont très comparables aux simulations. En effet, le filtre passe-bas mesuré présente aussi des fluctuations inférieures à 1 dB dans la bande passante. Il faut

cependant noter que la fréquence de coupure se situe autour de 13.4 dB au lieu de 14 GHz.

À 28 GHz, on a 25 dB d'atténuation.

Nous pouvons donc considérer les performances obtenues du filtre passe-bande comme satisfaisantes.

6.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la conception d'un filtre passe-bande à 28 GHz et d'un filtre passe-bas à 14 GHz nécessaires pour le design du doubleur 14-28 GHz et du tripleur 9.333-28 GHz.

Nous avons mesuré chacun de ces filtres pour vérifier leurs performances respectives. Nous avons obtenu des résultats très satisfaisants qui nous permettent de les utiliser dans le cadre de ce projet.

CHAPITRE 7 : Intégration du doubleur et du tripleur au guide NRD

7.1 Introduction

Dans cette partie, nous ferons l'assemblage du doubleur et du tripleur conçus précédemment avec le guide NRD.

Nous avons retiré le filtre passe-bande à 28 GHz du doubleur et du tripleur. La transition microruban - guide NRD agira comme un filtre à 28 GHz.

L'intégration des multiplicateurs au guide NRD ainsi que les performances finales du doubleur hybride 14-28 GHz et, du tripleur 9.333-28 GHz sont présentées dans ce chapitre.

7.2 Doubleur hybride 14-28 GHz

7.2.1 Intégration du doubleur planaire 14-28 GHz au guide NRD

Pour faire l'intégration du doubleur au guide NRD, nous avons retiré le filtre passe-bande à 28 GHz car la transition microruban-guide NRD agit comme un filtre passe-bande à 28 GHz.

Le layout du circuit est présenté à la figure 7.1.

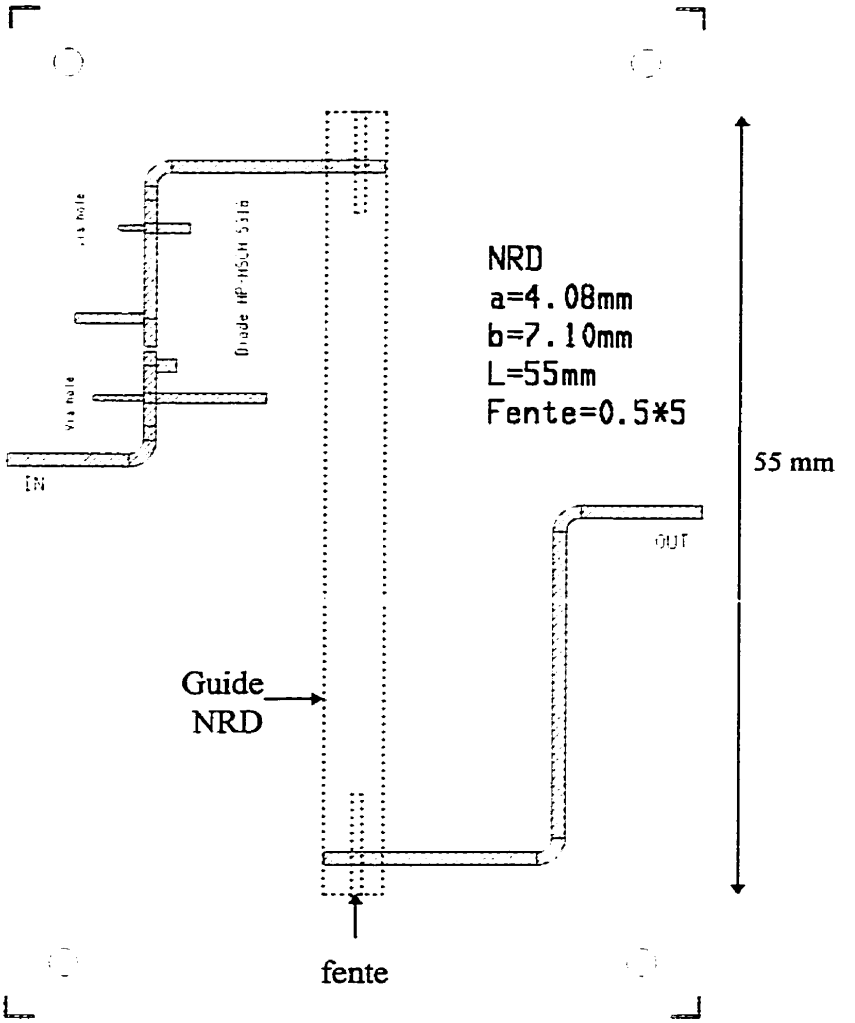


Figure 7.1 : Doubleur hybride 14-28 GHz

Pour faire la simulation de ce circuit sur MDS, nous avons remplacé la transition microruban- guide NRD par un 'deux ports' caractérisé par les paramètres S mesurés de la transition microruban- guide NRD.

Les pertes de conversion du doubleur hybride devraient être supérieures d'environ 2.5 dB par rapport au doubleur planaire 14-28 GHz. Ces 2.5 dB sont attribuables aux pertes dans les transitions microruban- guide NRD. Les pertes de conversions simulées sur MDS du doubleur hybride devraient tourner autour de 12 dB tandis que les pertes de conversion mesurées devraient être égales à 15 dB à cause des pertes dans le substrat à haute fréquence.

En simulant tel qu'il est le circuit, nous avons noté que les pertes de conversions sont supérieures à ce qu'on a prévu. On a noté 5 dB supplémentaires au lieu de 2.5 dB. Ceci est dû au fait que le doubleur est désadapté à la sortie. En effet, la transition microruban-guide NRD ne présente pas une impédance de 50 Ω.
Il faut donc réoptimiser le doubleur de telle sorte à adapter sa sortie et à obtenir des pertes de conversion qui se situe autour de 12 dB. Cette dernière optimisation a tenu compte des courbes à 90° présentes dans le circuit final et a été facilement accompli par MDS. Le circuit final présente des modifications mineures par rapport au doubleur original.

7.2.2 Performances du doubleur hybride 14-28 GHz

7.2.2.a Performances simulées

Les spectres de puissance à l'entrée et à la sortie du dispositif sont présentés à la figure 7.2 et 7.3 respectivement. La puissance d'entrée au niveau de la diode est aussi présentée sous forme de tableau à la figure 7.2.

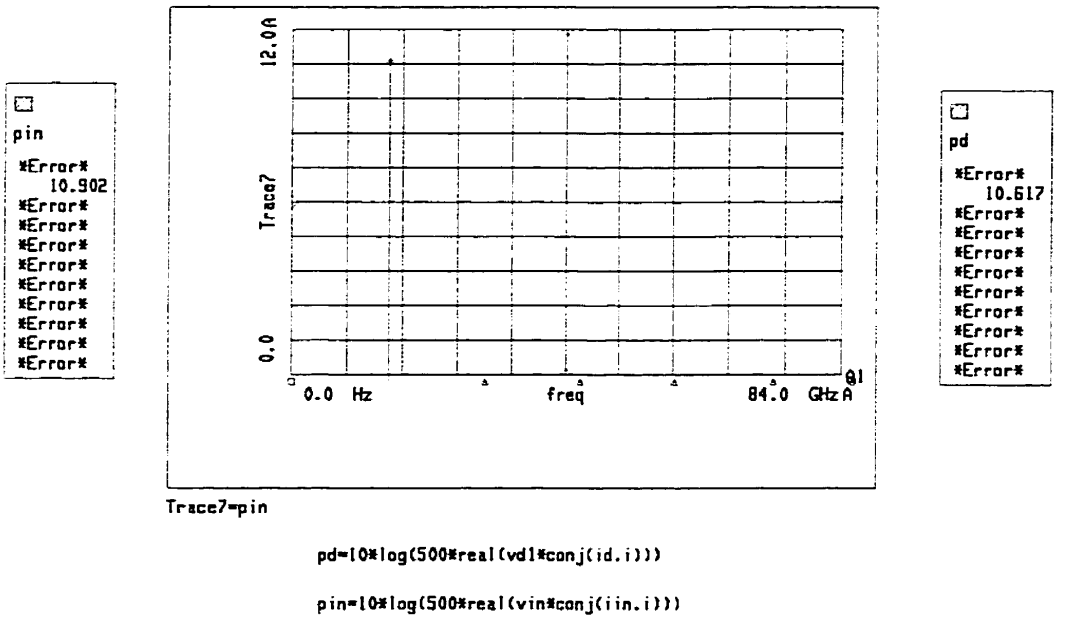


Figure 7.2 : Puissance à l'entrée du doubleur hybride, Pin, et puissance au niveau de la diode Pd

On remarque qu'il y 0.4 dB de perte dans le réseau d'entrée.

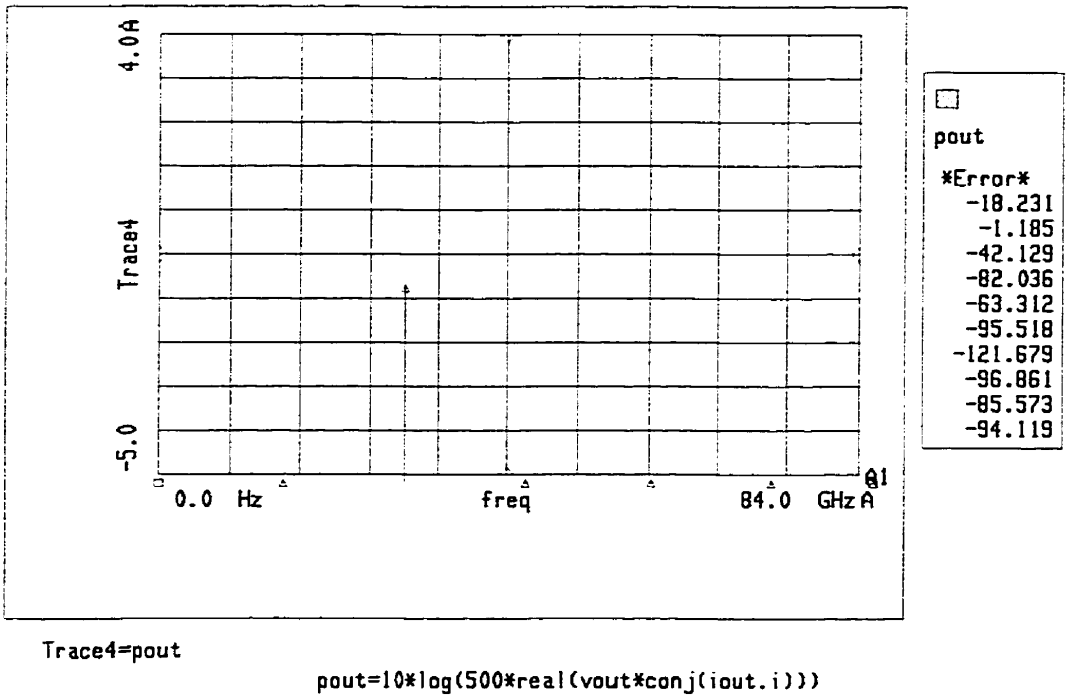
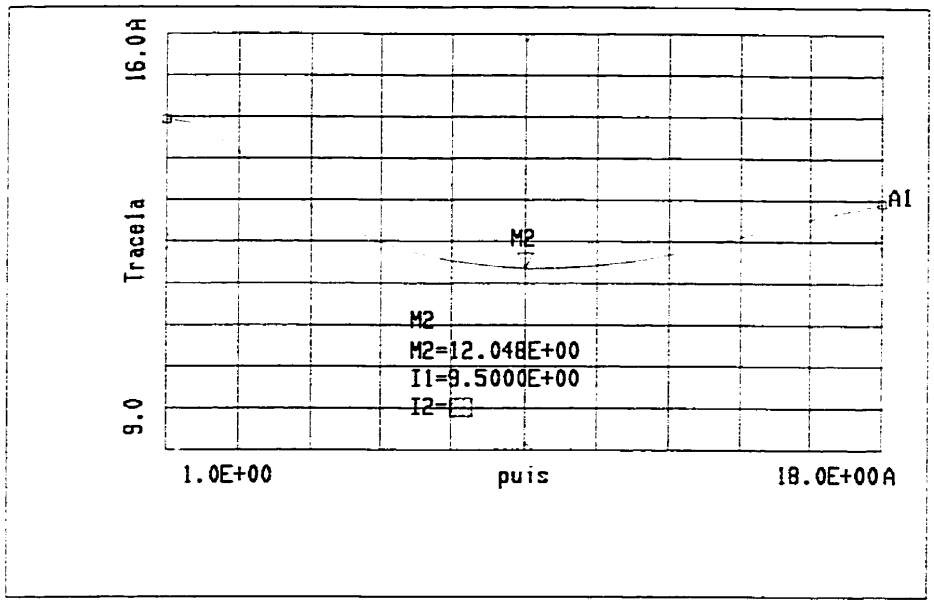


Figure 7.3 : Puissance de sortie du doubleur

D'après l'équation 1.6, on peut calculer les pertes de conversion du doubleur à partir de la puissance à l'entrée et à la sortie.

L= 11 - (-1.185) = 12.185 dB

La figure 7.4 montre les pertes de conversion en fonction de la puissance d'entrée. On remarque qu'on a un minimum de pertes de conversion lorsque la puissance d'entrée se situe autour de 9.5 dB.



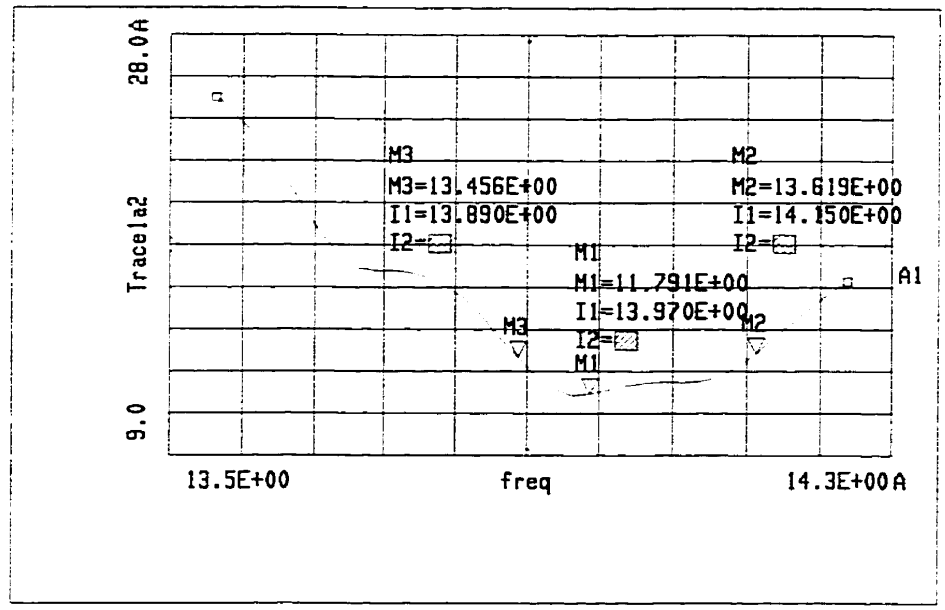

```
Tracela=ecl        pin2=10*log(500*real(vin*conj(iin.i)))

                   pout1=10*log(500*real(vout*conj(iout.i)))

                   ecl=pin2[*,2]-pout1[*,3]
```

Figure 7.4 : Pertes de conversion du doubleur hybride en fonction de la puissance d'entrée

On remarque que les pertes de conversion augmentent lorsqu'on s'éloigne de la puissance pour laquelle on a optimisé le doubleur (11dBm).

Pour évaluer la largeur de bande du doubleur, nous avons fixé une tolérance de -2dB sur la variation des pertes de conversion.

La figure 7.5 montre la variation des pertes de conversion du doubleur hybride en fonction de la fréquence. La puissance d'entrée est fixée à 11dBm.



Tracela2=ec4

```
pin5=10*log(500*real(vin*conj(iin.i)))
pout3=10*log(500*real(vout*conj(iout.i)))
ec4=pin5[*,2]-pout3[*,3]
```

Figure 7.5 : Pertes de conversion en fonction de la fréquence pour une puissance de 11dBm

On a fixé une marge de 2dB dans la variation des pertes de conversion pour déterminer la largeur de bande.

ΔL=2dB

L=14.15GHz - 13.8GHz = 350MHz

7.2.2 b Performances mesurées

Comme dans le cas du doubleur planaire, nous avons mesuré le doubleur hybride à l'aide d'un puissance-métre. La transition microruban-guide NRD fait en sorte de n'avoir que la

deuxième harmonique à 28 GHz. La puissance mesurée par le puissance-métre correspond à la puissance à 28 GHz.

Le montage du banc de mesure est le même que celui de la figure 2.28.

Nous avons effectué deux mesures différentes. La première mesure a pour but de déterminer les pertes de conversion du doubleur hybride à fréquence fixe (14GHz) et à différents niveaux de puissance d'entrée. La deuxième mesure a pour but de déterminer la largeur de bande du doubleur hybride. On fixe la puissance d'entrée et on fait varier la fréquence du signal d'entrée. On calcule par la suite les pertes de conversion à chaque fréquence.

- Mesures des pertes de conversion

On a remarqué qu'on a un décalage en fréquence par rapport à 14 GHz. Les pertes de conversion sont minimales à 13.73 GHz. Les mesures qui suivent sont faites pour une fréquence fixe de 13.73 GHz au lieu de 14 GHz.

Nous avons noté la puissance de la 2ième harmonique (28Ghz) pour chaque valeur de la puissance d'entrée qui varie de -2 à 14dBm.

La puissance d'entrée, puis_in, est déduite de la manière suivante :

puis_in = puis_source - perte dans le câble d'entrée à 14 GHz

La puissance de sortie, pout28, est déduite de la manière suivante :

pout28 = pout_lu + perte dans le câble de sortie à 28Ghz

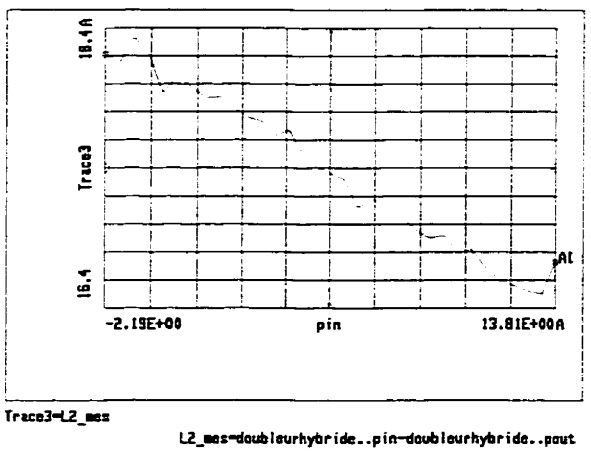
Les pertes dans le câble d'entrée à 14Ghz sont égales à 2.19dB.

Les pertes dans le câble de sortie à 28Ghz sont égales à 4.21dB.

Les pertes de conversion sont déduites de la manière suivante :

$L_{3\text{-}mes}$ = puis_in - pout28

La puissance d'entrée, la puissance de sortie à 28Ghz et les pertes de conversion mesurées du doubleur hybride se trouvent à la figure 7.6.



doubleurhybride..pin	doubleurhybride..pout	L2_mes
-2.190	-20.400	18.210
-1.690	-19.850	18.160
-1.190	-19.520	18.330
-0.690	-18.920	18.230
-0.190	-18.130	17.940
0.310	-17.750	18.060
0.810	-17.160	17.970
1.310	-16.590	17.900
1.810	-16.100	17.910
2.310	-15.520	17.830
2.810	-14.950	17.760
3.310	-14.420	17.730
3.810	-13.820	17.630
4.310	-13.360	17.670
4.810	-12.700	17.510
5.310	-12.100	17.410
5.810	-11.550	17.360
6.310	-11.010	17.320
6.810	-10.310	17.120
7.310	-9.870	17.180
7.810	-9.320	17.130
8.310	-8.750	17.060
8.810	-8.150	16.960
9.310	-7.590	16.900
9.810	-7.110	16.920
10.310	-6.480	16.790
10.810	-6.010	16.820
11.310	-5.380	16.690
11.810	-4.790	16.600
12.310	-4.250	16.560
12.810	-3.710	16.520
13.310	-3.190	16.500
13.810	-2.920	16.730

Figure 7.6 : Puissance d'entrée, puissance de sortie et pertes de conversion mesurées du doubleur hybride

Pour une puissance d'entrée de 11.3 dBm, on a des pertes de conversion d'environ 16.7 dB.

- Mesure de la largeur de bande du doubleur hybride 14-28 GHz

La puissance d'entrée est fixée à 11.81 dBm.

Nous avons noté la puissance de la 2ième harmonique pour des fréquences d'entrée qui varient de 13.5 GHz à 14.09 GHz.

Pour évaluer la largeur de bande du doubleur, nous avons fixé une tolérance de -2 dB sur la variation des pertes de conversion.

La figure 7.7 montre la variation des pertes de conversion mesurées du doubleur hybride en fonction de la fréquence.

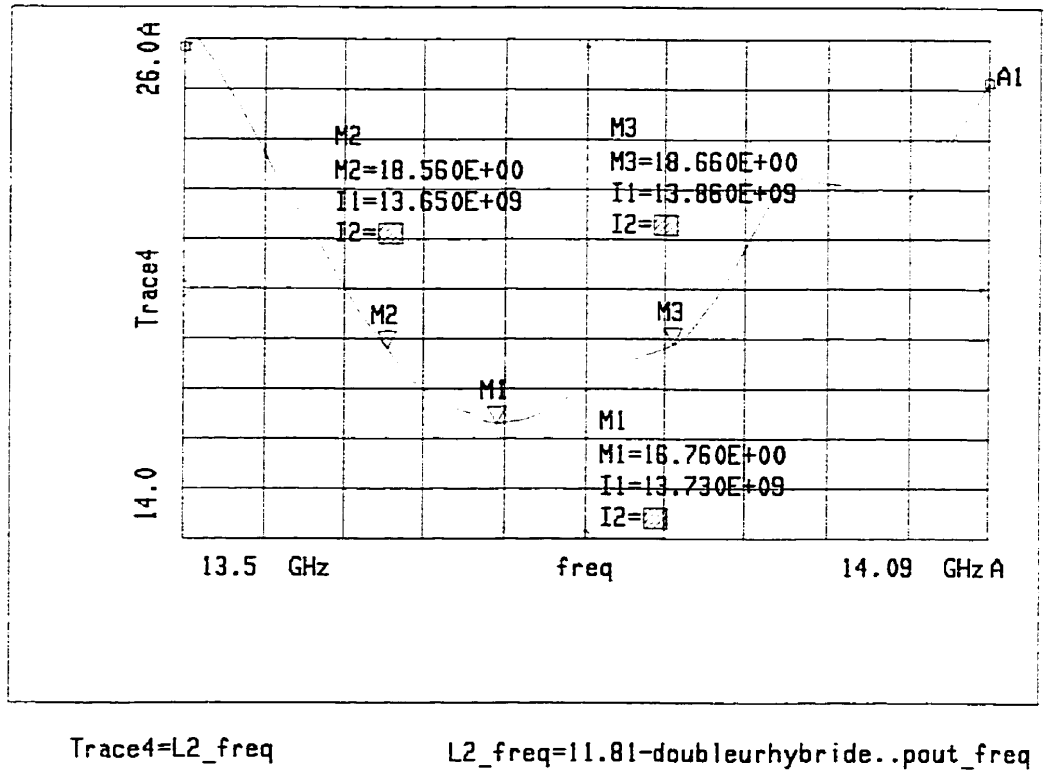


Figure 7.7 : Variation des pertes de conversion mesurées du doubleur hybride en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de 11.81 dBm

On a fixé une marge de 2dB dans la variation des pertes de conversion pour déterminer la largeur de bande.

ΔL=2dB

L=13.86GHz - 13.65GHz = 210 MHz.

- Comparaison des résultats mesurés avec les résultats simulés

Dans la figure 7.8, les pertes de conversion mesurées et les pertes de conversion simulées avec MDS en fonction de la puissance d'entrée sont tracées sur le même graphe pour permettre de les comparer.

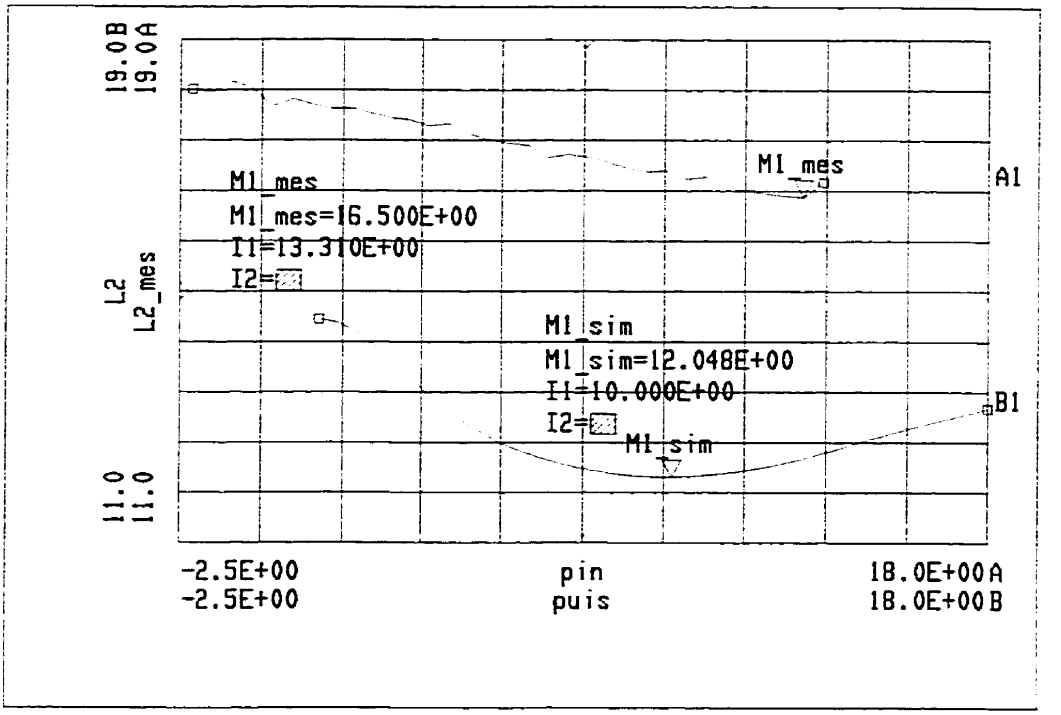
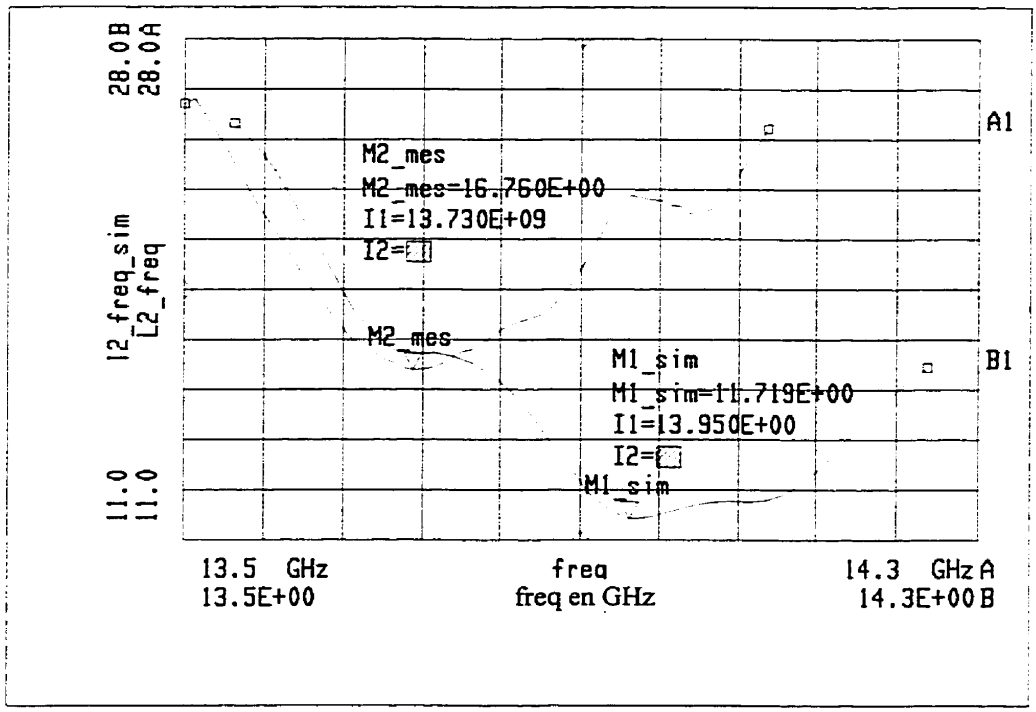


Figure 7.8 : Pertes de conversion simulées et mesurées du doubleur hybride 14-28 GHz

On remarque qu'en pratique, on a en moyenne 4.5 dB de pertes supplémentaires par rapport aux pertes de conversion trouvées avec MDS.

On se rappelle que MDS, dans ses simulations, ne tenait pas compte des pertes dans le substrat.

Dans la figure 7.9, les pertes de conversion mesurées et simulées du doubleur hybride en fonction de la fréquence du signal d'entrée sont tracées sur le même graphe.



L2_freq1=11.81-doubleurhybride..pout_freq

Figure 7.9 : Pertes de conversion mesurées et simulées du doubleur hybride en fonction de la fréquence

On remarque que le doubleur hybride présente un décalage en fréquence de 250 MHz.

La largeur de bande mesurée est plus petite que la largeur de bande simulée (210 MHz vs 350 MHz).

Le fait d'avoir un décalage en fréquence fait en sorte que la fréquence de sortie du doubleur hybride avoisine la fréquence de coupure du guide NRD. Ce qui entraîne une diminution de la largeur de bande du doubleur.

7.2.3 Interprétation des résultats

Sur MDS, nous avons optimisé le doubleur hybride 14-28Ghz pour tenir compte de l'effet des transitions. Dans notre simulation, nous avons inclus les deux transitions microruban-guide NRD. Les pertes de conversion du doubleur hybride sur MDS sont de 12 dB. Ces pertes représentent les pertes de conversion du doubleur planaire (9.5 dB) plus les pertes dans les transitions (2.5 dB).

Comme mentionné précédemment, MDS ne considère pas les pertes dans le substrat. D'après les mesures du doubleur planaire (Chapitre 2), ces pertes s'élèvent à 3 dB. Ainsi, les pertes de conversion du doubleur hybride devraient se situer autour de 15 dB.

Finalement, les mesures expérimentales du doubleur hybride nous ont permis de trouver que les pertes de conversion se situent autour de 16.5 dB soit 4.5 dB de plus que les pertes de conversion trouvées avec MDS et 1.5 dB de plus que ce qu'on attendait.

On peut attribuer les pertes supplémentaires (1.5 dB) aux dimensions plus importantes de la partie planaire et au fait d'avoir 4 courbes à 90° dans notre circuit.

Nous avons simulé avec MOMENTUM, 2 courbes à 90° pour quantifier approximativement les pertes dans les courbes.

Le layout des courbes simulées est présenté à la figure 7.10.

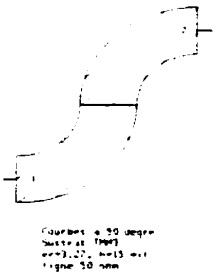


Figure 7.10 : Layout de 2 courbes à 90°

Le coefficient de transmission S12 simulé à l'aide de MOMENTUM des courbes à 90° est présenté à la figure 7.11.

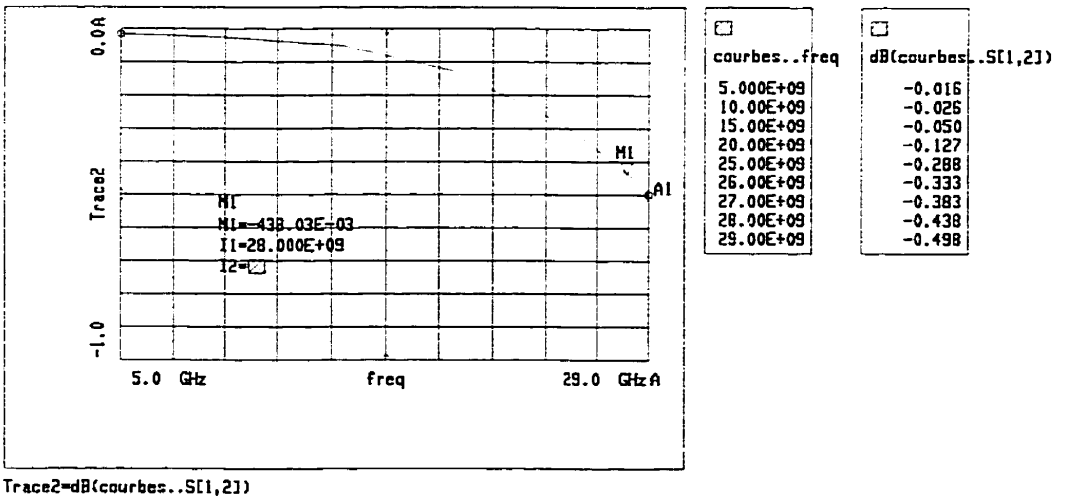


Figure 7.11 : Coefficient de transmission S12 simulé des 2 courbes à 90° de la figure 7.10.

On remarque qu'au fur et à mesure que la fréquence augmente, les pertes dans les courbes augmentent. À basse fréquence, elles ne présentent aucune perte.
Autour de 28 GHz, les 2 courbes à 90° introduisent des pertes d'environ 0.5 dB.
Pour notre circuit final qui comporte 4 courbes à 90°, on doit avoir 1 dB de pertes additionnelles.
L'utilisation des courbes à 90° est nécessaire pour pouvoir avoir un circuit de longueur inférieure à 2 pouces qui est la largeur de la fixture Wiltron. Malheureusement, on ne peut pas faire de calibration TRL pour compenser les pertes dans les courbes.

Nous avons aussi noté un décalage en fréquence d'à peu près 250 MHz. La fréquence optimale de fonctionnement du doubleur hybride se situe à 13.73 GHz au lieu de 14 GHz
Quant à la largeur de bande mesurée, elle est plus petite que la largeur de bande simulée (210 MHz vs 350 MHz). Le décalage en fréquence engendre un diminution de largeur de bande car la fréquence de sortie du doubleur hybride avoisine à un moment donné la fréquence de coupure du guide NRD.

En général, Nous pouvons considérer les résultats obtenus comme étant concluant.

7.3 Tripleur hybride 9.333-28 GHz

7.3.1 Intégration du tripleur planaire 9.333-28 GHz au guide NRD

Comme dans le cas du doubleur, nous avons retiré le filtre passe-bande à 28 GHz car la transition microruban-guide NRD agit comme un filtre passe-bande à 28 GHz.
Le layout du tripleur hybride est présenté à la figure 7.12.

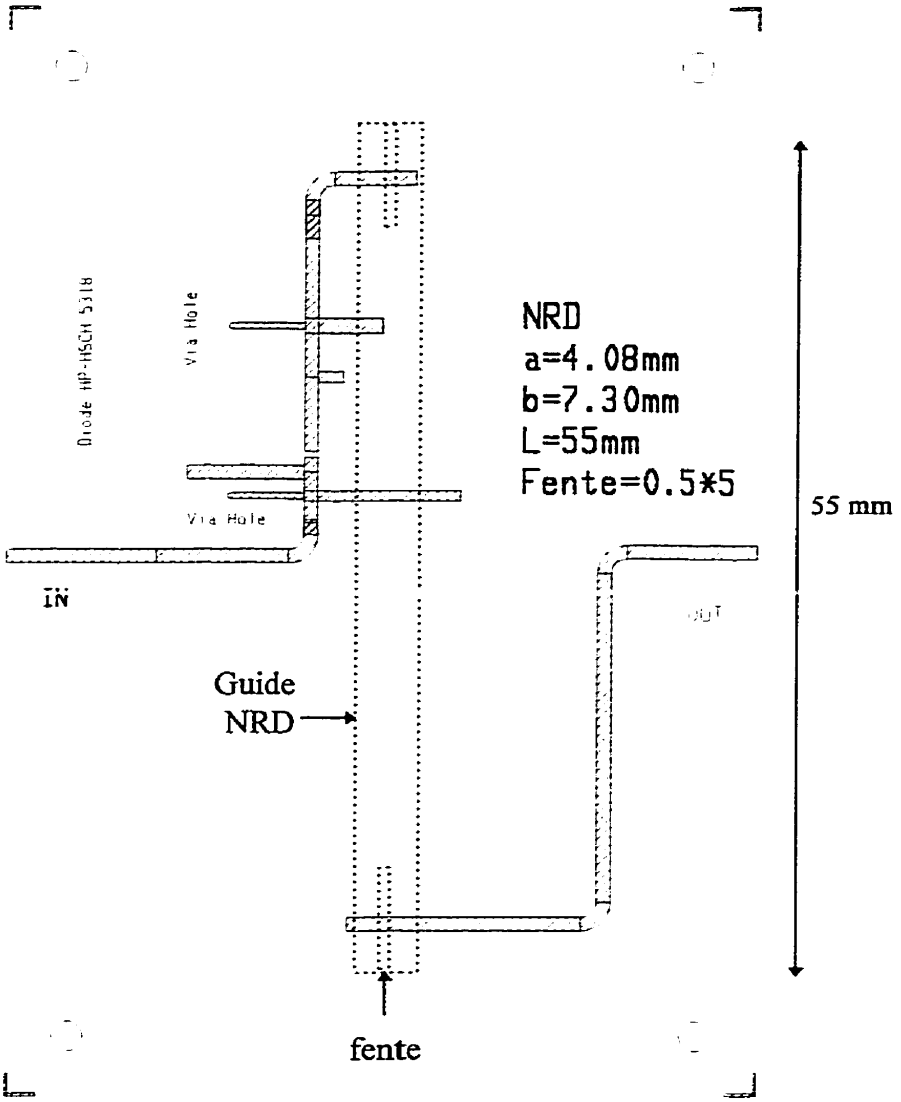


Figure 7.12 : Tripleur hybride 9.333-28 GHz

Nous avons simulé ce circuit en remplaçant la transition microruban- guide NRD par un 'deux ports' caractérisé par les paramètres S mesurés de la transition microruban- guide NRD.

Les pertes de conversion du tripleur hybride devraient être supérieures d'environ 2.5 dB par rapport au tripleur planaire 9.333-28 GHz. Ces 2.5 dB sont attribuables aux pertes dans les transitions microruban- guide NRD. Les pertes de conversions simulées sur MDS du tripleur hybride devraient tourner autour de 15 dB tandis que les pertes de conversion mesurées devraient être égales à 19.5 dB à cause des pertes dans le substrat à haute fréquence.

Comme dans le cas du doubleur, il faut réoptimiser le tripleur de telle sorte à adapter sa sortie à la transition microruban-guide NRD et à obtenir des pertes de conversion qui se situent autour de 15 dB. Cette dernière optimisation a tenu compte des courbes à 90° présentes dans le circuit final et a été facilement accomplie par MDS.

7.3.2 Performances du tripleur hybride 9.333-28 GHz

7.3.2.a Performances simulées

Les spectres de puissance à l'entrée et à la sortie du tripleur hybride sont présentés à la figure 7.13 et 7.14 respectivement. La puissance d'entrée au niveau de la diode est aussi présentée sous forme de tableau à la figure 7.13.

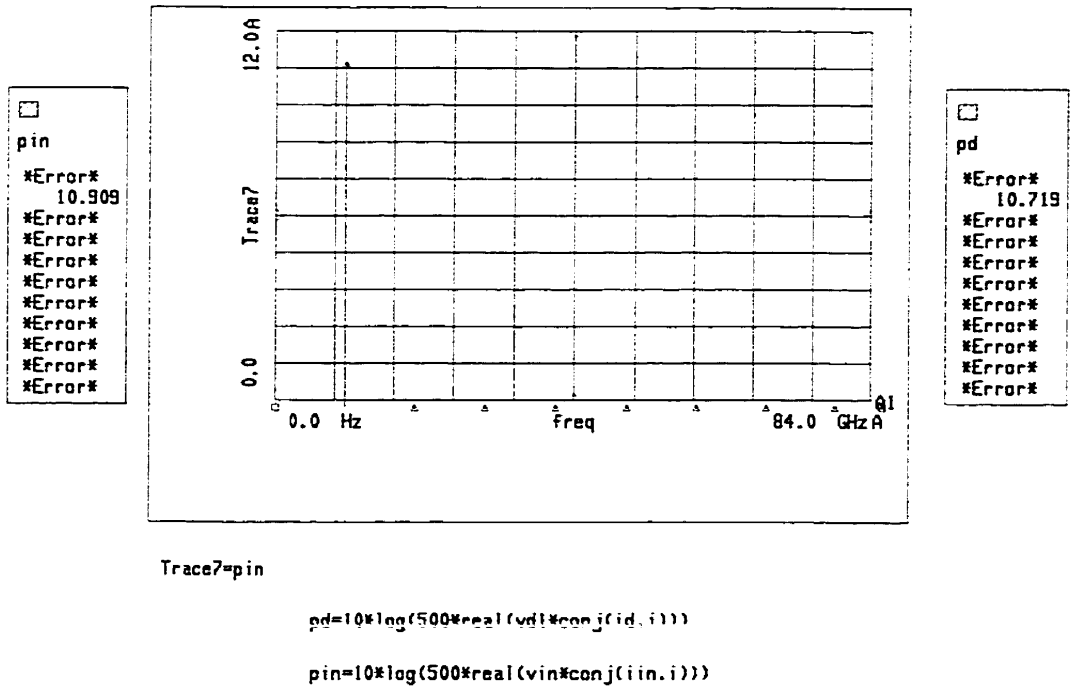


Figure 7.13 : Puissance à l'entrée du tripleur hybride, Pin, et puissance au niveau de la diode Pd

On remarque qu'il y 0.3 dB de perte dans le réseau d'entrée du tripleur hybride.

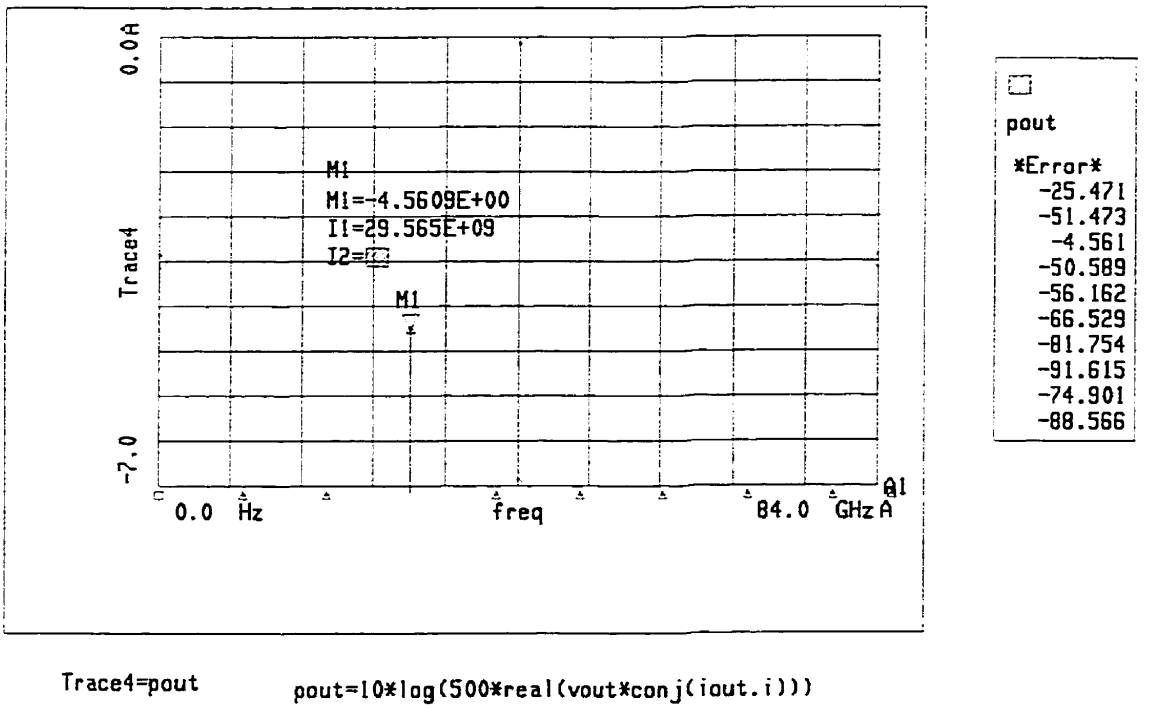
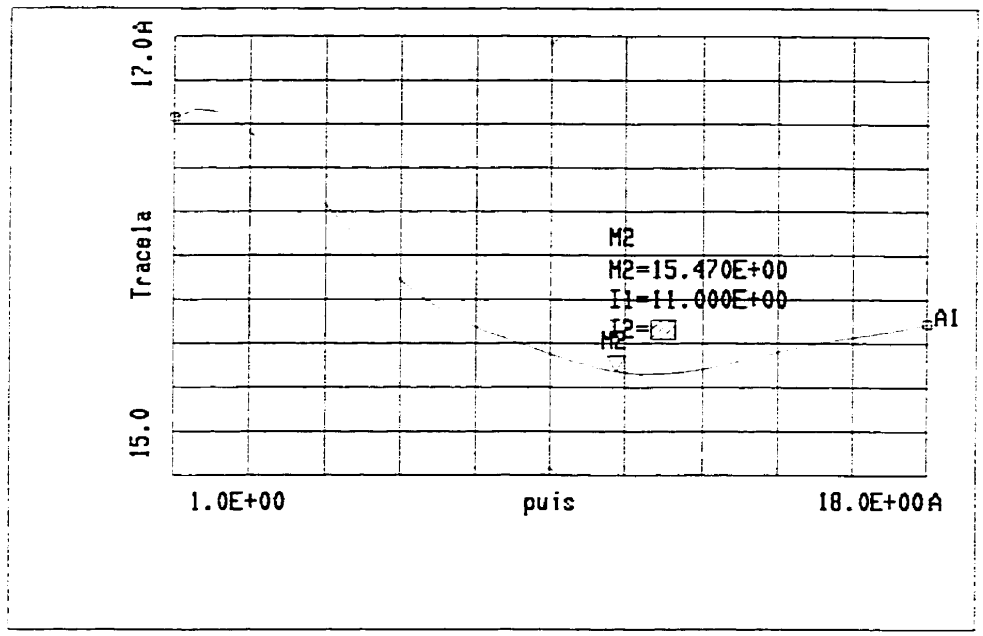


Figure 7.14 : Puissance de sortie du tripleur hybride

D'après l'équation 1.6, on peut calculer les pertes de conversion du tripleur à partir de la puissance à l'entrée et à la sortie.

L= 11 - (-4.56) = 15.56 dB

La figure 7.15 montre les pertes de conversion du tripleur hybride en fonction de la puissance d'entrée. On remarque qu'on a un minimum de pertes de conversion lorsque la puissance d'entrée se situe autour de 11 dB.

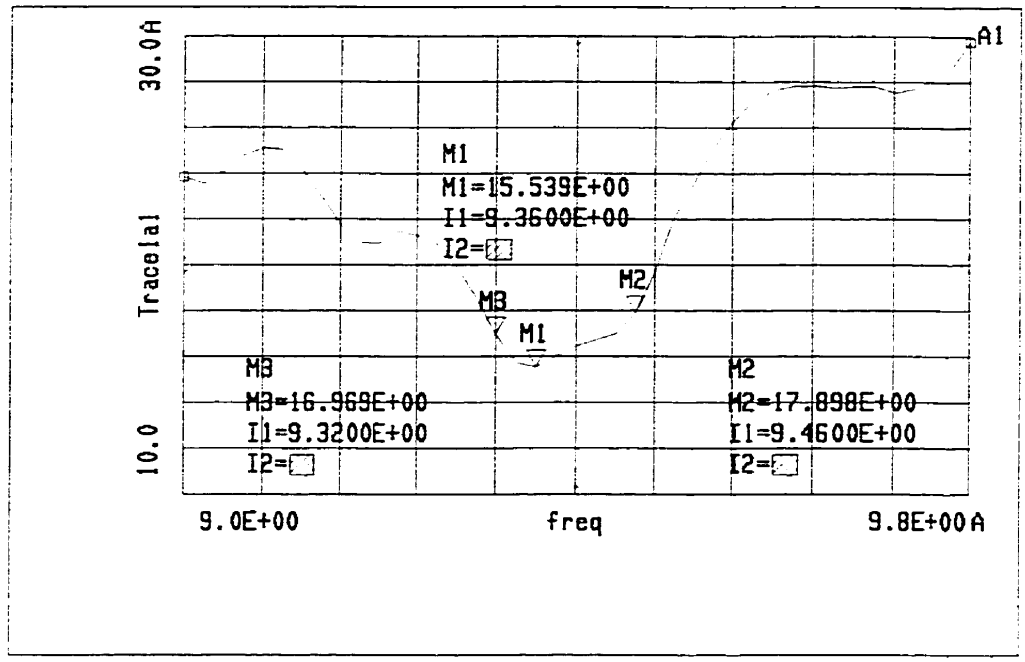



```
Tracela=L3_sim        pin2=10*log(500*real(vin*conj(iin.i)))
                      pout1=10*log(500*real(vout*conj(iout.i)))
                      L3_sim=pin2[*,2]-pout1[*,4]
```

Figure 7.15 : Pertes de conversion du tripleur hybride en fonction de la puissance d'entrée

Pour évaluer la largeur de bande du tripleur hybride, nous avons fixé une tolérance de -2dB sur la variation des pertes de conversion.

La figure 7.16 montre la variation des pertes de conversion du tripleur hybride en fonction de la fréquence. La puissance d'entrée est fixée à 11dBm.




```
Trace1a1=L3_freq_sim
```

```
pin5=10*log(500*real(vin*conj(iin.i)))
pout2=10*log(500*real(vout*conj(iout.i)))
L3_freq_sim=pin5[*,2]-pout2[*,4]
```

Figure 7.16 : Pertes de conversion du tripleur hybride en fonction de la fréquence pour une puissance de 11dBm

On a fixé une marge de 2dB dans la variation des pertes de conversion pour déterminer la largeur de bande.

ΔL=2dB

L=9.46GHz - 9.32GHz = 140MHz.

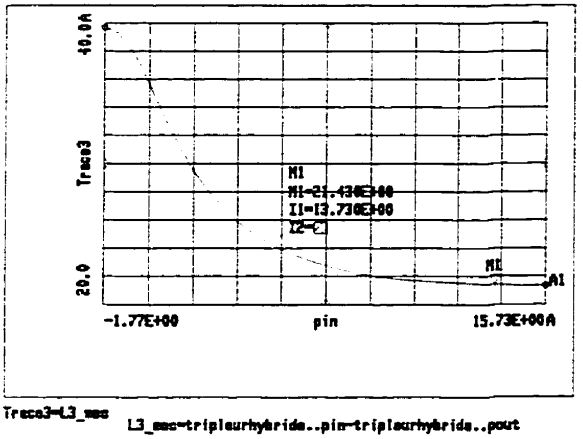
7.3.2 b Performances mesurées

Nous avons procédé de la même manière que pour le doubleur hybride pour mesurer les performances du tripleur hybride.
La puissance mesurée par le puissance-mètre correspond à la puissance de la troisième harmonique.
Le montage du banc de mesure est le même que celui de la figure 4.19.

Nous avons mesuré la puissance à la sortie en fonction de la puissance, et de la fréquence du signal d'entrée.

- Mesures des pertes de conversion

Dans le cas du tripleur hybride, nous n'avons pas noté de décalage en fréquence. Les pertes de conversion sont minimales à 9.331 GHz.
Nous avons noté la puissance de la 3ième harmonique (28Ghz) pour chaque valeur de la puissance d'entrée qui varie de -2 à 16dBm.
La puissance d'entrée, puis_in, est déduite de la manière suivante :
puis_in = puis_source - perte dans le câble d'entrée à 9.333 GHz
La puissance de sortie, pout28, est déduite de la manière suivante :
pout28 = pout_lu + perte dans le câble de sortie à 28Ghz
Les pertes dans le câble d'entrée à 9.333Ghz sont égales à 1.77dB.
Les pertes dans le câble de sortie à 28Ghz sont égales à 4.18dB.
Les pertes de conversion sont déduites de la manière suivante :
$L_{3\text{-}mes}$ = puis_in - pout28
La puissance d'entrée, la puissance de sortie à 28Ghz et les pertes de conversion mesurées du doubleur hybride se trouvent à la figure 7.17.



tripleurhybride..pin	tripleurhybride..pout	L3_mes
-1.770	-41.460	39.690
-1.270	-40.590	39.320
-0.770	-39.050	38.280
-0.270	-36.900	36.630
0.230	-34.420	34.650
0.730	-31.940	32.670
1.230	-29.740	30.970
1.730	-27.720	29.450
2.230	-25.990	28.220
2.730	-24.420	27.150
3.230	-23.050	26.280
3.730	-21.760	25.490
4.230	-20.660	24.890
4.730	-19.630	24.360
5.230	-18.640	23.870
5.730	-17.760	23.490
6.230	-16.930	23.160
6.730	-16.130	22.860
7.230	-15.380	22.610
7.730	-14.680	22.410
8.230	-13.970	22.200
8.730	-13.310	22.040
9.230	-12.700	21.930
9.730	-12.080	21.810
10.230	-11.510	21.740
10.730	-10.940	21.670
11.230	-10.390	21.620
11.730	-9.850	21.580
12.230	-9.310	21.540
12.730	-8.770	21.500
13.230	-8.230	21.460
13.730	-7.700	21.430
14.230	-7.170	21.400
14.730	-6.670	21.350
15.230	-6.110	21.340
15.730	-5.630	21.360

Figure 7.17 : Puissance d'entrée, puissance de sortie et pertes de conversion mesurées du tripleur hybride

Pour une puissance d'entrée de 11.23 dBm, on a des pertes de conversion d'environ 21.6 dB.

- Mesure de la largeur de bande du tripleur hybride 9.333-28 GHz

La puissance d'entrée est fixée à 12.23 dBm.

Nous avons noté la puissance de la 3ième harmonique pour des fréquences d'entrée qui varient de 9.1 GHz à 9.7 GHz.

Pour évaluer la largeur de bande du tripleur, nous avons fixé une tolérance de -2dB sur la variation des pertes de conversion.

La figure 7.18 montre la variation des pertes de conversion mesurées du tripleur hybride en fonction de la fréquence.

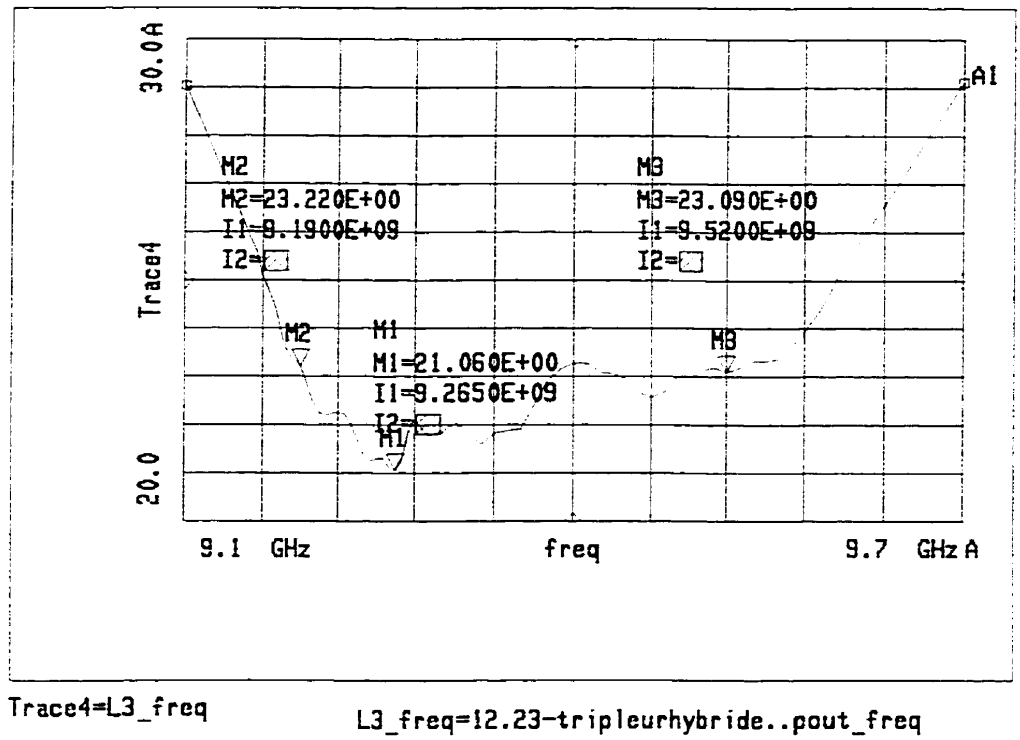


Figure 7.18 : Variation des pertes de conversion mesurées du tripleur hybride en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de 12.23 dBm

On a fixé une marge de 2dB dans la variation des pertes de conversion pour déterminer la largeur de bande.

ΔL=2dB

L=9.52GHz - 9.18GHz = 340 MHz.

- Comparaison des résultats mesurés avec les résultats simulés

Dans la figure 7.19, les pertes de conversion mesurées et les pertes de conversion simulées avec MDS du tripleur hybride en fonction de la puissance d'entrée sont tracées sur le même graphe pour permettre de les comparer.

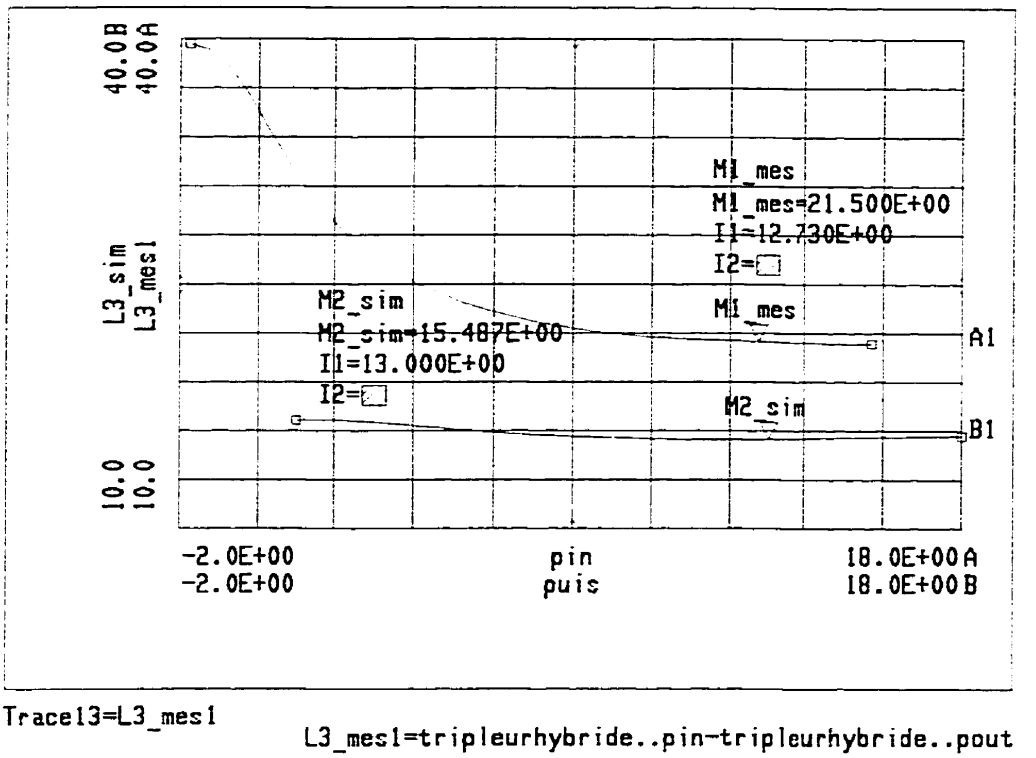


Figure 7.19 : Pertes de conversion simulées et mesurées du tripleur hybride 9.333-28 GHz

On remarque qu'en pratique, on a en moyenne 6 dB de pertes supplémentaires par rapport aux pertes de conversion trouvées avec MDS qui ne considère pas les pertes dans le substrat.

Dans la figure 7.20, les pertes de conversion mesurées et simulées du tripleur hybride en fonction de la fréquence du signal d'entrée sont tracées sur le même graphe.

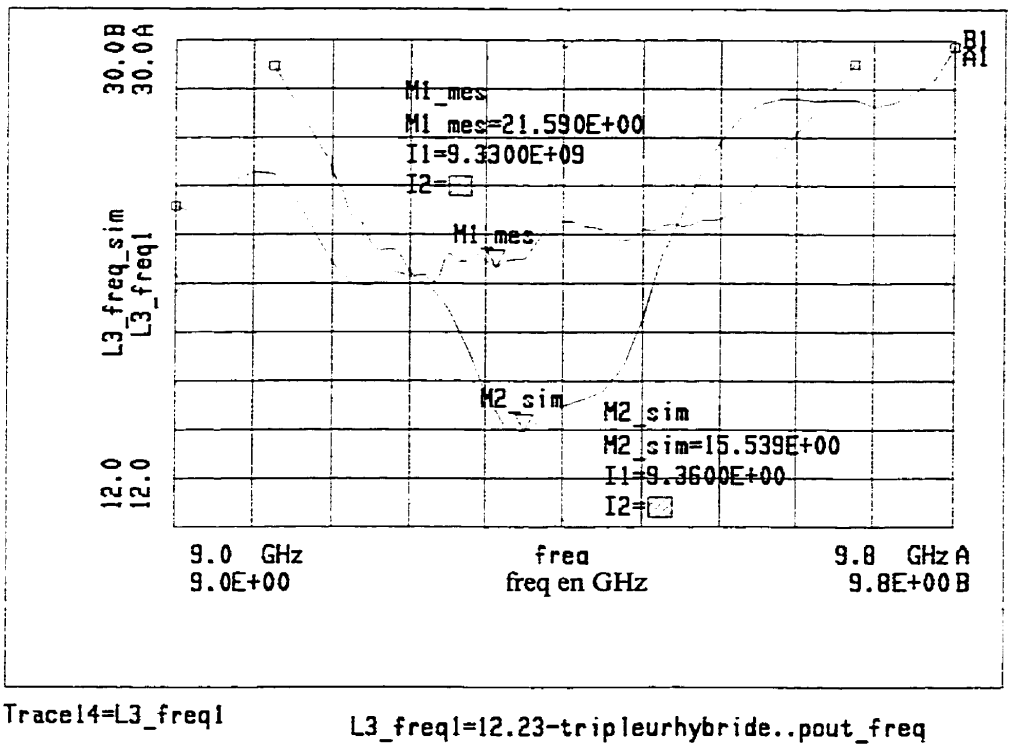


Figure 7.20 : Pertes de conversion mesurées et simulées du tripleur hybride en fonction de la fréquence

La largeur de bande mesurée est deux fois plus grande que la largeur de bande simulée (340 MHz vs 140 MHz).

7.3.3 Interprétation des résultats

Sur MDS, nous avons optimisé le tripleur hybride 9.333-28Ghz pour tenir compte de l'effet des transitions qui présentent en moyenne 2.5 dB de pertes. Les pertes de conversion du tripleur hybride sur MDS sont de 15.5 dB. Ces pertes représentent les

pertes de conversion du tripleur planaire (13 dB) plus les pertes dans les transitions (2.5 dB).

Comme mentionné précédemment, MDS ne considère pas les pertes dans le substrat. D'après les mesures du tripleur résistif planaire (Chapitre 4), ces pertes s'élèvent à 5 dB. Ainsi, les pertes de conversion du tripleur hybride devraient se situer autour de 20.5 dB.

Finalement, les mesures expérimentales du tripleur hybride nous ont permis de trouver que les pertes de conversion se situent autour de 21.5 dB soit 6 dB de plus que les pertes de conversion trouvées avec MDS et 1 dB de plus que ce qu'on prévoyait.

Comme pour le doubleur hybride, on attribue les pertes supplémentaires (1 dB) aux dimensions plus importantes de la partie planaire et au fait d'avoir 4 courbes à 90° dans le tripleur hybride. D'après la figure 7.11, Nous avons évalué les pertes dans les 4 courbes à environ 1 dB à 28 Ghz.

Contrairement au doubleur hybride, le tripleur hybride ne présente aucun décalage en fréquence. Ainsi la largeur de bande mesurée ne se trouve pas diminuée. elle est même deux fois plus grande que la largeur de bande simulée (340 MHz vs 140 MHz).

Les résultats obtenus s'avèrent en général satisfaisants.

7.4 Conclusion

Ce chapitre représentait l'étape finale de notre projet soit l'intégration du doubleur et du tripleur au guide NRD. Les performances détaillées des circuits obtenus y ont été présentées.

Les pertes de conversion mesurées du doubleur hybride s'élèvent à 16.5 dB et sa largeur de bande est de 210 MHz. Pour le tripleur hybride, ses pertes de conversion mesurées s'élèvent à 21.5 dB et sa largeur de bande est de 340 MHz.

L'écart entre les performances mesurées et simulées s'explique par la présence de courbes à 90° qui présentent des pertes à hautes fréquences (28 GHz) et par les dimensions plus importantes de la partie planaire.

Les résultats obtenus expérimentalement valident ainsi toutes les étapes de conception et du fait même le concept d'intégration du guide NRD aux circuits planaires.

Conclusions et recommandations

Au cours de ce mémoire, toutes les étapes de conception du doubleur et tripleur de fréquence en technologie microruban et leur intégration au guide NRD ont été expliquées en détails et mises en oeuvre. Les différentes mesures effectuées prouvent que le concept d'intégration des circuits planaires au guide NRD est réalisable et donne des résultats satisfaisants étant donné la technologie utilisée (MIC) et les contraintes de fabrication.

Le doubleur hybride 14-28 GHz conçu a des pertes de conversion égales à 16.5 dB soit 4 dB de plus que le doubleur planaire (12.5 dB). L'augmentation des pertes est attribuable aux pertes plus importantes dans la partie planaire à cause de ses dimensions plus grandes et de ses courbes à 90°.

Quant au tripleur hybride 9.333-28 GHz, ses pertes de conversion mesurées se situent autour de 21.5 dB soit 4.5 dB de plus que le tripleur planaire (17 dB). Comme pour le doubleur hybride, l'augmentation des pertes est due aux dimensions plus importantes de la partie planaire, aux courbes à 90° et aux transitions microruban-guide NRD.

Au cours de nos mesures, nous avons remarqué que nos doubleur et tripleur hybrides jouissent d'une bonne largeur de bande ce qui permet de les utiliser pratiquement sur toute la bande de fréquence des systèmes de communications locales multipoints 'LMCS'.

Les performances en tant que telles des multiplicateurs conçus, autant planaires qu'hybrides, sont quelconques. Ceci est dû au fait que ce sont des multiplicateurs résistifs, et non réactifs. Pour obtenir de meilleures performances, il faut avant tout utiliser un multiplicateur réactif avec une diode varactor très performante aux fréquences millimétriques. Il ne va pas sans dire qu'une bonne précision de fabrication des Wire-Bond et des Via-holes est de mise pour obtenir de meilleurs résultats. Le modèle exact de chacun d'eux est nécessaire pour faire un design rigoureux.

L'utilisation d'une diode varactor à barrières quantiques (QBV) par exemple serait appropriée pour obtenir des pertes de conversion minimales aux fréquences millimétriques. En effet, des pertes de conversion de l'ordre de 2 dB pour un tripleur sont possibles avec ce genre de diode.
D'autre part, pour minimiser les pertes dans la partie planaire, il faut la miniaturiser. L'utilisation de la technologie MHMIC ou même de MMIC est recommandable. Ainsi, les dimensions de la partie planaire seraient réduites et les courbes à 90° seraient supprimées.

Il est vrai que les deux transitions microruban-guide NRD présentent 2 dB de pertes mais elles permettent d'utiliser le guide NRD dans sa bande de fréquence de prédiction et de bénéficier de tous ses avantages. En effet, le guide NRD permet de concevoir des circuits passifs présentant des pertes minimes aux fréquences millimétriques ce qui n'est pas le cas avec les circuits planaires. Cet avantage du guide NRD compense les pertes dans les transitions. De plus, les techniques de conception des circuits passifs en guide NRD ont été développées et approuvées au sein du laboratoire POLYGRAMES.

Suite à ce projet, le principe d'intégration des circuits planaires au guide NRD s'avère très faisable. D'autres circuits hybrides actifs tels que les amplificateurs, mélangeurs et antennes actives combinant les avantages de la technologie planaire et du guide NRD sont très réalisables. De plus, les circuits hybrides sont facilement intégrables dans un système grâce à leurs interfaces planaires.
En attendant de développer des logiciels de conception de circuits actifs adaptés au guide NRD, cette configuration hybride de circuits représente une bonne alternative qui permet d'utiliser les logiciels de conception de circuits micro-ondes qui existent déjà et de bénéficier du savoir-faire acquis dans le domaine de conception des circuits planaires tout en tirant profit des faibles pertes du guide NRD aux fréquences millimétriques.

Il reste à espérer que cette tentative encouragera l'utilisation du guide NRD et contribuera à le sortir de sa phase de marginalisation d'autant plus qu'à l'avenir la bande millimétrique sera largement utilisée dans les systèmes de communication.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BURCKHARDT, C.B. , (1965/04), "Analysis of Varactor frequency multipliers for arbitrary capacitance variation and drive level, " *The Bell system technical journal.*

[2] FEBER, Marck T. , CHRAMICC, J. , ADAMSKY, M. , (1995), "Microwave and millimeter-wave diode frequency multipliers," *Artech House.*

[3] HAN, L. , WU, K. , (1996/07), senior member, IEEE and Renato G. Bosisio, Fellow, IEEE," An integrated transition of microstrip to Non Radiative Dielectric waveguide for microwave and millimeter-wave circuits," IEEE *Transactions on microwave theory*, vol 44, no.7.

[4] HERSCOVICI, N. , (1991/07), student member, IEEE, David m. Pezar, fellow, IEEE, "Full wave analysis of aperture-coupled microstrip lines," IEEE *Transactions on microwave theory,* vol 39, no7.

[5] MASS, Stephen A. , (1988), " Non linear microwave circuits," *Artech House*

[6] RIZZI, Peter A. , (1985), "Microwave Engineering Passive circuits," *PRENTICE HALL.*

[7] YONEYAMA, T. , (1991/11), "Infrared and millimeter waves," vol II, Chap 2, Non Radiative Dielectric waveguide.

Annexe A

Caractéristiques de la diode HP-HSCH 5318

HSCH-53xx series

Beam Lead Silicon Schottky Diodes

model | s parameters | application notes

Medium barrier

V_{BR} = 4 V, V_f = 500 mV @ 1 mA, I_r = 100 nA @ 1 V
best use: mixers, detectors

part number	C_T	R_D	package	outline	data sheet	FAXback
HSCH-5310 DC tested	0.10 pF	20 Ω	beamlead single		catalog	# 5384S
HSCH-5312 DC tested	0.15 pF	16 Ω	beamlead single		catalog	# 5384S
HSCH-5314 RF tested	0.15 pF	16 Ω	beamlead single		catalog	# 5384S
HSCH-5512 DC tested ΔV_f < 10 mV	0.15 pF ΔC_T < 0.02 pF	16 Ω ΔR_D < 3 Ω	beamlead series pair		catalog	
HSCH-5316 DC tested	0.25 pF	12 Ω	beamlead single		catalog	# 5384S
HSCH-5318 RF tested	0.25 pF	12 Ω	beamlead single		catalog	# 5384S

Low barrier

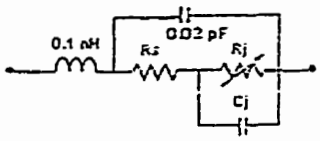
V_{BR} = 4 V, V_f = 375 mV @ 1 mA, I_r = 400 nA @ 1 V
best use: mixers, detectors

part number	C_T	R_D	package	outline	data sheet	FAXback
HSCH-5340 RF tested	0.10 pF	20 Ω	beamlead single		catalog	# 53848
HSCH-5330 DC tested	0.10 pF	20 Ω	beamlead single		catalog	# 53848
HSCH-5531 DC tested batch matched $\Delta V_f < 10$ mV	0.10 pF $\Delta C_T < 0.02$ pF	20 Ω $\Delta R_D < 3$ Ω	beamlead series pair		catalog	
HSCH-5332 DC tested	0.15 pF	16 Ω	beamlead single		catalog	# 53848
HSCH-5336 DC tested	0.25 pF	12 Ω	beamlead single		catalog	# 53848

HSCH-53xx Model s

[top]

Equivalent Circuit model

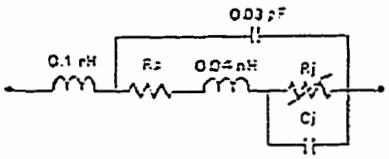


HSCH-5314

parameter	units	1.0 mA self bias	1.5 mA self bias	3.0 mA self bias	20 uA DC bias	50 uA DC bias	150 uA DC bias
Rs	ohm	5.0	5.2	5.0	2.8	4.7	2.7
Rj	ohm	393	232	150	1240	618	211
Cj	pF	0.11	0.11	0.12	0.11	0.12	0.13

HSCH-5318

parameter	units	1.0 mA self bias	1.5 mA self bias	3.0 mA self bias	20 uA DC bias	50 uA DC bias	150 uA DC bias
Rs	ohm	5.1	5.0	5.0	5.1	3.9	4.7
Rj	ohm	244	178	109	2050	665	242
Cj	pF	0.16	0.15	0.19	0.18	0.19	0.20



HSCH-5340

parameter	units	1.0 mA self bias	20 uA DC bias	50 uA DC bias	150 uA DC bias
Rs	ohm	11	11	11	11
Rj	ohm	267	1400	560	187
Cj	pF	0.11	0.09	0.09	0.10

SPICE models

The parameters are for a single diode. Parameters also apply to the individual diodes within multiple diode configurations (HSCH-5512 or HSCH-5531).

parameter	units	-5316 -5318	-5312 -5314 -5512	-5310	-5330 -5340 -5531	-5336 -5332
BV	V	5	5	5	5	5
CJO	pF	0.2	0.13	0.09	0.09	0.13
EG	eV	0.69	0.69	0.69	0.69	0.69
IBV	A	10E-5	10E-5	10E-5	10E-5	10E-5
IS	A	3E-10	3E-10	3E-10	4E-8	4E-8
N	-	1.08	1.08	1.08	1.08	1.08
RS	ohms	5	9	13	113	9
PB (Vj)	V	0.65	0.65	0.65	0.5	0.5
PT (XTI)	-	2	2	2	2	2
M	-	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5

HSCH-53xx Series S Parameter Data

[top]

Microwaves and RF

HEWLETT PACKARD

Search
Components Home
About Components
Products
Industries
New Systems
Newsletters
How to Buy
Customer Support

Selection Guide Index | Schottky, PIN, mw & mmw Diodes |
BJT & FET Transistors | Amplifier & other RFICs | Hybrid Assemblies

HSCH-5318 and HSCH-5316
S Parameters at 1 mA

The following file can be copied for use in frequency domain simulators. Highlight the text between the horizontal rules by dragging you mouse over it, then copy to the clipboard (in most browsers, do this using the Edit pull down menu or enter CTRL+C).

```
!HSCH-5318 and HSCH-5316 Schottky diodes
!S-parameters at 1 mA self-bias. Last updated 6/7/94

# ghz s ma r 50

0.1     0.671   -0.7
0.5     0.671   -3.4
1.0     0.671   -6.8
1.5     0.671   -10.3
2.0     0.671   -13.7
2.5     0.672   -17.1
3.0     0.672   -20.5
3.5     0.672   -23.9
4.0     0.672   -27.3
4.5     0.673   -30.8
5.0     0.673   -34.2
5.5     0.674   -37.6
6.0     0.674   -41.0
6.5     0.675   -44.4
7.0     0.675   -47.8
7.5     0.676   -51.2
8.0     0.677   -54.5
8.5     0.678   -57.9
9.0     0.679   -61.3
9.5     0.680   -64.6
10.0    0.681   -68.0
10.5    0.682   -71.3
11.0    0.683   -74.6
11.5    0.685   -77.9
12.0    0.686   -81.2
```

Microwaves and RF

HEWLETT PACKARD

Microwaves and RF

HEWLETT PACKARD

HSCH-5318 and HSCH-5316
S Parameters at 20 mA

The following file can be copied for use in frequency domain simulators. Highlight the text between the horizontal rules by dragging you mouse over it, then copy to the clipboard (in most browsers, do this using the Edit pull down menu or enter CTRL+C).

```
!HSCH-5318 and HSCH-5316 Schottky diodes
!S-parameters at 20 microamps external bias. Last updated 6/7/94

# ghz s ma r 50

0.1     0.931   -0.8
0.5     0.931   -3.8
1.0     0.931   -7.5
1.5     0.930   -11.3
2.0     0.930   -15.0
2.5     0.929   -18.8
3.0     0.928   -22.5
3.5     0.927   -26.3
4.0     0.926   -30.0
4.5     0.924   -33.7
5.0     0.923   -37.5
5.5     0.921   -41.2
6.0     0.920   -44.8
6.5     0.918   -48.5
7.0     0.916   -52.2
7.5     0.914   -55.8
8.0     0.912   -59.4
8.5     0.910   -63.0
9.0     0.908   -66.6
9.5     0.905   -70.2
10.0    0.903   -73.7
10.5    0.901   -77.2
11.0    0.899   -80.7
11.5    0.897   -84.2
12.0    0.895   -87.6
```

Microwaves and RF

HEWLETT PACKARD

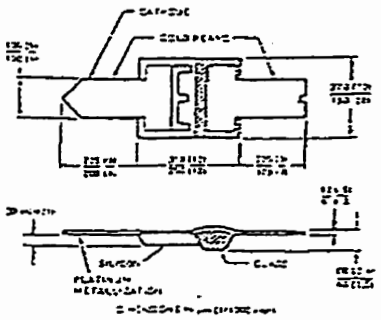
HEWLETT PACKARD

Beam Lead Schottky Diodes for Mixers and Detectors

HSCH-53xxTXV Series

Features

- *Platinum Tri-Metal System High Temperature Stability
- *Silicon Nitride Passivation Stable Reliable Performance
- *Low Noise Figure 7.5 dB max. at 26 GHz.
- *Rugged Construction 4 Grams Minimum Lead Pull
- *Low Capacitance 0.10 pF Max. at 0.0 V
- *Polyimide Scratch Protection



Description/Applications

These beam lead diodes are constructed using a metal-semiconductor Schottky barrier junction. Advanced epitaxial techniques and precise process control insure uniformity and repeatability of this planar passivated microwave semiconductor. A nitride passivation layer provides immunity from contaminants which could otherwise lead to I_R drift.

These beam lead diodes are ideally suited for use in stripline or microstrip circuits. Their small size and uniform dimensions give them low parasitics and repeatable RF characteristics through K-band.

Absolute Maximum Ratings*

Operating Temperature	-65 C to +175 C
Storage Temperature	-65 C to +200 C
Minimum Lead Strength	4 grams pull on any lead
Diode Mounting Temperature	+350C for 10 sec. max.
CW Power Dissipation @ Ta = +25C Measured in an infinite heat sink derated linearly to zero at maximum rated temperature	150mW
Pulse Power Incident at Ta = +25C 1 uS pulse, Du = 0.001	1.0 W

*Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to the device.

These diodes are ESD sensitive. Handle with care to avoid static discharge through the diode.

Electrical Specifications for RF tested diodes at Ta = +25C

Part Number HSCH-	Batch* Matched HSCH-	Barrier	Maximum Noise Figure NF (dB)	IF Impedance Zin (Ω) Min.	Max.	Max. SWR	Minimum Breakdown Voltage VBR (V)	Maximum Dynamic Resistance Rd (Ω)	Maximum Capacitance Cv (pF)	Maximum Forward Voltage VF (mV)	Maximum Leakage Current IR (nA)
5318TXV	5319TXV	Medium	6.2 at 9.175 GHz	200	400	1.5:1	4	12	0.25	500	100
5314TXV	5315TXV	Medium	7.2 at 16 GHz	200	400	1.5:1	4	16	0.15	500	100
5320TXV	5321TXV	Medium	7.5 at 26 GHz	200	400	1.5:1	4	20	0.10	500	100
5338TXV	5339TXV	Low	6.2 at 9.175 GHz	150	350	1.5:1	4	12	0.25	375	400
5334TXV	5335TXV	Low	7.2 at 16 GHz	150	350	1.5:1	4	16	0.15	375	400
5340TXV	5341TXV	Low	7.5 at 26 GHz	150	350	1.5:1	4	20	0.10	375	400
Test Condn.			DC Load Resistance = 0 Ω L.O. Power = 1 mW IF = 30 MHz, 1.5 dB NF				IR ≤ 10 uA	IF = 5 mA	VR = 0 V f = 1 MHz (1)	IF = 1 mA	VR = 1 V

* ΔNF ≤ 0.1 dB, ΔZin ≤ 25 Ohms. Minimum Batch size is 20 units.

Note

1. : Cv = Measured Capacitance − Cj = 0.02 pF (fringing cap)

Electrical Specifications for DC Tested Diodes at Ta = +25C

Part Number HSCH	Batch* Matched HSCH	Barrier	Minimum Breakdown Voltage VBR (V)	Maximum Dynamic Resistance Rd (Ω)	Maximum Capacitance Cv (pF)	Maximum Forward Voltage VF (mV)	Maximum Leakage Current IR (nA)
5316TXV	5317TXV	Medium	4	12	0.25	500	100
5312TXV	5313TXV	Medium	4	15	0.15	500	100
5318TXV	5311TXV	Medium	4	20	0.10	500	100
5336TXV	5337TXV	Low	4	12	0.25	375	400
5332TXV	5333TXV	Low	4	15	0.15	375	400
5330TXV	5331TXV	Low	4	20	0.10	375	400
Test Condition			IR = 10 uA	IF = 5 mA	VR = 0 V f = 1 MHz (1)	IF = 1 mA	VR = 1 V

* Batch Match Condition: ΔVF < 15 mV at IF = 5.0 mA. Minimum Batch Match size is 20 units.

Note

1. : Cv = Measured Capacitance − Cj = 0.02 pF (fringing cap)

Annexe B

Caractéristiques de la diode varactor de marque METELICS MSV-34067

metelics CORPORATION

VARACTORS
30-Volt MSV 34,000 Series
45-Volt MSV 38,000 Series
60-Volt MSV 40,000 Series

Features

- High-Q
- Low leakage
- Rugged construction
- Military and space reliability level available
- Passivated
- Repeatable performance

Applications

- Tuning oscillators, filters and resonators
- Voltage controlled capacitor

Varactor Specifications @ 25°C

New Model	Old Model MTV–	V_{BR} Min. @ 10 μA (Volts)	C_J ± 10% @ −4V (pF)	C_J Ratio Typ.	Q_{-4} Min. 50 MHz (Volts)	R_s Typ. 1 GHz (Ohms)	F_{C4} Typ.* (GHz)
CHIP	30V Series			C_{J0}/C_{J30}			
MSV-34,060-C11	3000A-01	30	.4	3.4	6300	1.3	315
MSV-34,064-C11	3000B-01	30	.6	3.6	5300	1.0	267
MSV-34,067-C11	3001-01	30	.8	4.0	4500	.9	225
MSV-34,069-C11	New	30	1.0	5.0	4000	.8	200
MSV-34,075-C11	3002-01	30	1.8	5.0	3600	.5	183
MSV-34,082-C12	3004-01	30	3.8	5.0	2700	.3	136
MSV-34,087-C12	3006-01	30	5.8	5.5	2200	.2	114
MSV-34,092-C12	3010-01	30	9.8	6.0	2000	.2	101
	45V Series			C_{J0}/C_{J45}			
MSV-38,060-C11	4500A-01	45	.4	3.5	4500	1.8	225
MSV-38,064-C11	4500B-01	45	.6	3.5	3200	1.7	160
MSV-38,067-C11	4501-01	45	.8	4.0	3000	1.3	150
MSV-38,075-C11	4502-01	45	1.8	5.5	2600	.7	133
MSV-38,082-C12	4504-01	45	3.8	5.5	2100	.4	105
MSV-38,087-C12	4506-01	45	5.8	6.0	1800	.3	93
MSV-38,092-C12	4510-01	45	9.8	6.0	1800	.2	92
	60V Series			C_{J0}/C_{J60}			
MSV-40,060-C11	6000A-01	60	.4	5.5	3000	2.7	150
MSV-40,064-C11	6000B-01	60	.6	5.5	2600	2.0	133
MSV-40,067-C11	6001-01	60	.8	5.5	2600	1.6	125
MSV-40,075-C11	6002-01	60	1.8	6.0	2200	.8	111
MSV-40,082-C12	6004-01	60	3.8	6.0	1500	.5	79
MSV-40,087-C12	6001-01	60	5.8	7.0	1500	.4	78
MSV-40,092-C12	6010-01	60	9.8	7.0	1000	.3	51

*F_{C4} = 1/2π × R_s × C_{J-4} (Hz; R_s = Ohms; C_{J-4} = Farads)

Varactor Specifications @ 25°C (Continued)

	Old Model MTV-	V_{BR} Min. @ 10 μA (Volts)	C_{T-4} ±10% @ −4V (pF)	C_T Ratio Typ.	Q_{-4} Min. 50 MHz (Volts)	R_s Typ. 1 GHz (Ohms)	F_{C4} Typ. (GHz)
T85 Package	**30V Series**			C_{T0}/C_{T30}			
MSV-34,060-T85	3000A-31	30	0.6	3.0	6300	1.3	315
MSV-34,064-T85	3000B-31	30	0.8	3.3	5300	1.0	267
MSV-34,067-T85	3001-31	30	1.0	3.4	4500	.9	225
MSV-34,069-T85	New	30	1.2	3.5	4000	.8	200
MSV-34,075-T85	3002-31	30	2.0	3.6	3500	.5	183
MSV-34,082-T85	3004-31	30	4.0	3.9	2700	.3	135
MSV-34,087-T85	3006-31	30	6.0	4.0	2200	.2	114
MSV-34,092-T85	3010-31	30	10.0	4.2	2000	.2	101
	45V Series			C_{T0}/C_{T45}			
MSV-38,060-T85	4500A-31	45	0.6	4.0	4500	1.8	225
MSV-38,064-T85	4500B-31	45	0.8	4.2	3200	1.7	160
MSV-38,067-T85	4501-31	45	1.0	4.4	3000	1.3	150
MSV-38,075-T85	4502-31	45	2.0	5.0	2600	.7	133
MSV-38,082-T85	4504-31	45	4.0	5.4	2100	.4	105
MSV-38,087-T85	4506-31	45	6.0	5.5	1800	.3	93
MSV-38,092-T85	4510-31	45	10.0	5.6	1800	.2	92
	60V Series			C_{T0}/C_{T60}			
MSV-40,060-T85	6000A-31	60	0.6	4.6	3000	2.7	150
MSV-40,064-T85	6000B-31	60	0.8	4.6	2500	2.0	133
MSV-40,067-T85	6001-31	60	1.0	4.8	2500	1.6	125
MSV-40,075-T85	6002-31	60	2.0	5.5	2200	.8	111
MSV-40,082-T85	6004-31	60	4.0	6.0	1500	.5	79
MSV-40,087-T85	6006-31	60	6.0	6.5	1500	.4	73
MSV-40,092-T85	6010-31	60	10.0	7.0	1000	.3	51

Silicon Varactor Description

The MSV series of Metelics silicon varactor diodes are constructed using advanced material and processes, resulting in a lower series resistance (R_s) than is produced with conventional methods. This lower R_s results in a higher Q. These diodes are suitable for applications where the most Q for the dollar is required, since they are competitive with the lower end of GaAs diodes for Q, while priced as silicon.

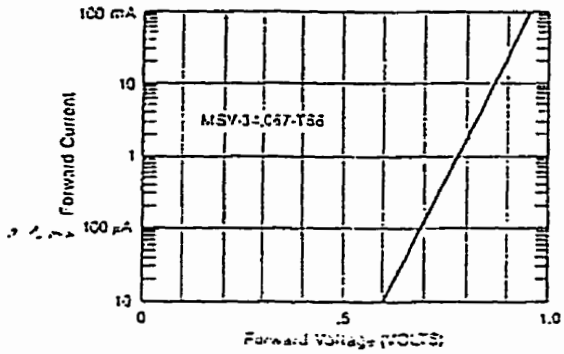
Maximum Ratings

Storage Temperature ..... −65 to +150°C
Operating Temperature ..... −65 to +150°C
Soldering Temperature ..... 230°C for 30 sec
DC Power Dissipation ..... 100 mW max
derate linearly to
0 mW at +150°C

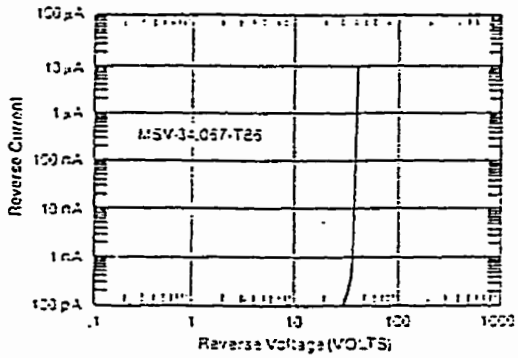
METELICS CORPORATION
975 Stewart Drive
Sunnyvale, CA 94086
Telephone: (408) 737-8181
TWX: 910-339-9537
FSCM: & CAGE 59355

Typical Data

I-V Forward Curve



I-V Reverse Curve



Metelics tuning varactors are capable of passing MIL-STD-750 specifications.

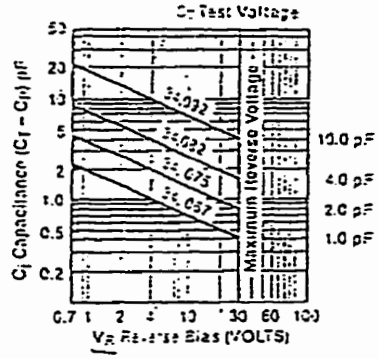
Electrical characteristics provided for each diode: V_{BR} @ 10 µA, C_{T-4} and Q_{-4}. Total capacitance $(C_J) = C_p + C_j$

where C_p — package capacitance
C_j — junction capacitance
(Q) equation calculation

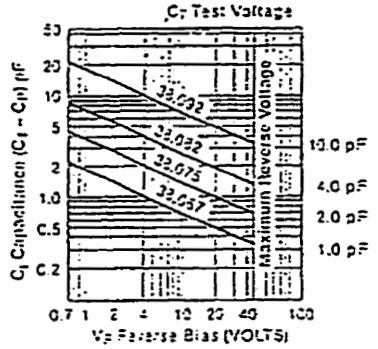
$$Q = \frac{1}{2\pi f R_s C_j}$$

where: f = 50 MHz
R_s = series resistance @ 1 GHz
C_j = junction capacitance @ 1 MHz

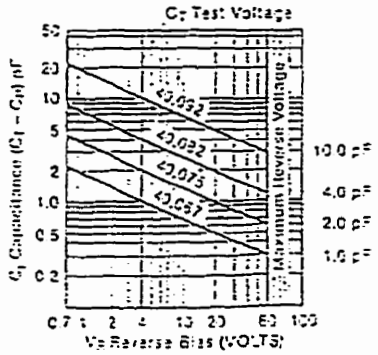
Performance Information @ 25°C
Junction Capacitance vs Reverse Bias



MSV 34,000 Series V_{BR} > 30V @ 10 µA



MSV 38,000 Series V_{BR} > 45V @ 10 µA



MSV 40,000 Series V_{BR} > 60V @ 10 µA

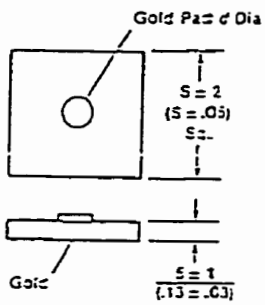
METELICS CORPORATION
975 Stewart Drive
Sunnyvale, CA 94086
Telephone: (408) 737-8181
TWX: 910-339-9537
FSCM & CAGE 59365

POLARITY: CATHODE ANODE
HEAT SINK CAP
PAD

Package Outlines

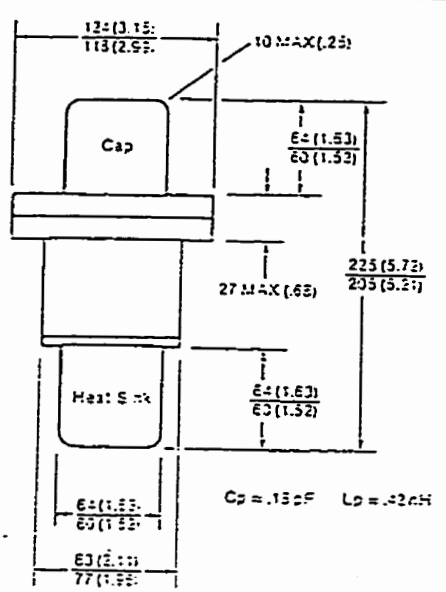
Dimensions are in Mils (mm).

C x Y



CHIP SIZE CODE X	CHIP SIZE s	PAD SIZE CODE Y	PAD DIA. c
1 (.03)	15 (.25)	1 (.03)	1 to 2 (.03 to .05)
2 (.05)	20 (.5)	2 (.05)	>2 (> .05)
3 (.08)	30 (.75)		
7 (1.3)	70 (1.75)		

T86



Also available in other outlines. See outline sheet.

Notes: Consult factory for special versions, configurations, packages, high reliability screening, or custom designs.

Disclaimer: This data sheet provides information only and Metelics Corporation reserves the rights to alter without notice the specifications, design, price, or conditions of supply of this product.

Date Code 8305 Rev. A

Annexe C

Modèle de diode dans MDS et paramètres Spice

Parameters

Parameter	Description	Default
	MODEL PARAMETERS	
IS	[I_S] Saturation current density. Models the reverse bias leakage current of the junction.	10-14 A m-2
BV	[BV] Reverse breakdown voltage. Reverse voltage at which diode undergoes Zener avalanche.	∞V
IBV	[IBV] Current at which reverse breakdown occurs. If both BV and IBV are specified, the system tries to "move" the reverse breakdown curve to include both points. In extreme cases, this cannot be done and the system displays a warning.	10-3 A m-2
IMAX	Forward explosion current.	1.0 A
XTI	[XTI] Saturation current temperature exponent. Used to model the effect of temperature on ID.	3.0
TNOM	Parameter measurement temperature.	25°C
KF	[kf] Flicker (1/f) noise coefficient.	0.0
AF	[af] Flicker (1/f) noise exponent.	1.0
RS	[RS] Series resistance. Models two different mechanisms in the diode: resistances due to connections to the semiconductor diode, and high-level injection effects that modify the exponential relationship of the diode.	0.0 W m-2
CJO	[Cj0] Zero bias junction capacitance. Junction capacitance due to depletion region effects. Cj is modeled as a function of voltage, and cj0 is the value of Cj at zero bias DC.	0.0 F m-2
TT	[tT] Transit time. Minimum time required to store or remove charge caused by excess minority carriers moving across junction. Included in nonlinear junction capacitance CD.	0.0 s
EG	[EG] Band gap. Used to calculate the temperature variation of IS.	1.11 eV
VJ	[VJ] Junction potential. Built-in potential due to space charge region of junction. Also referred to as f0.	1.0 V
M	[M] Junction exponential factor. Should range from 0.5 for an abruptly graded junction to 0.33 for a linearly graded junction. Also known as grading coefficient.	0.5
N	[n] Emission coefficient. Used in current equation for ideal diode. Should be between 1 and 2.	1.0
FC	[FC] Coefficient for forward bias depletion capacitance formula. Determine the transition point between the equations governing reverse bias and forward bias.	0.5
	SYSTEM-GENERATED PARAMETERS	
gd	Small signal conductance. [gD]. gD = ID/ VD, at the operating point.	
cd	Small-signal capacitance. [CD]. CD = QD/ VD, at the operating point.	

Diode Model and Model Form

Menu Path

```
INSERT/MDS COMPONENTS/NONLINEAR DEVICES/DIODE/MODEL
INSERT/MDS COMPONENTS/NONLINEAR DEVICES/DIODE/MODEL FORM

INSERT/COMPONENT/BY LABEL/DIODEMODEL
INSERT/COMPONENT/BY LABEL/DIODEMODELFORM
```

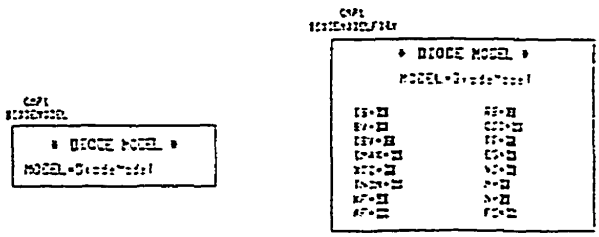
Notes

Noise parameters are defined and discussed in Paolo Antognetti and Giuseppe Massobrio, eds., *Semiconductor Device Modeling with SPICE*. New York: McGraw-Hill, 1988. The diode model in MDS includes internal shot noise. The value is given by the equation $2(q)(I_d)(B)$, where I_d is the diode current and B is the bandwidth for noise analysis (default = 1 Hz). The series resistor also contributes noise.

`IS`, `IBV`, `RS`, and so on, are per-square-meter. The value for area should be the *number of cells*. If you do use actual area, be sure that `IS` (and so on) correspond. Example: the default value for area is 1 square meter; the actual cell size is 3 square um. For two cells, the value for area is 2.

System-generated parameters are readable only. They are a product of the simulator.

A symbol component must be used with this model component. More than one symbol component can refer to the same model component. It is possible to read the value of the internal anode voltage when the respective ohmic resistance is nonzero. An options component must be inserted on the circuit page, and `OUTPUT INTERNAL NODES` must be answered `yes`. The node is labelled `label.node`. For example, the node name for the internal anode of `CMPXX` is `CMPXX.a`.



Schematic Symbols