UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉTUDE DE LA TECHNOLOGIE D'INTÉGRATION HYBRIDE PLANAIRE ET GUIDE NRD POUR LA CONCEPTION DE CIRCUITS EN ONDES MILLIMÉTRIQUES

DOMINIC DESLANDES

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE INFORMATIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION

DU DIPLÔME DE MAÎTRE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (M.Sc.A.)

(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

MAI 2001

© Dominic DESLANDES, 2001.

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.

0-612-65571-7

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

ÉTUDE DE LA TECHNOLOGIE D'INTÉGRATION HYBRIDE PLANAIRE ET GUIDE NRD POUR LA CONCEPTION DE CIRCUITS EN ONDES MILLIMÉTRIQUES

présenté par: DESLANDES Dominic

en vue de l'obtention du diplôme de: Maître ès science appliquées

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

M. BOSISIO Renato G., M.Sc.A., président

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

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

À mes parents et amis.

Merci de votre support.

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je voudrais remercier le professeur Ke Wu pour ses précieux conseils, sa patience, son enthousiasme à partager ses idées et surtout, pour avoir accepté de me diriger dans mes travaux de maîtrise.

Un grand merci au personnel de soutien du laboratoire. Merci à M. Jules Gauthier et M. Steeve Dubé pour leurs conseils et leur disponibilité tout au long de la fabrication des différents prototypes. Merci à M. René Archambault pour sa patience à solutionner tous les problèmes informatiques rencontrés.

Merci aussi à M. Yves Cassivi pour les conversations enrichissantes tout au long de mes travaux.

Finalement, merci à tous mes collègues du groupe Poly-GRAMES qui ont partagé leur temps et leurs connaissances.

RÉSUMÉ

L'émergence des télécommunications à bande ultra large au cours des dernières années a mené à l'octroi de nouvelles bandes de fréquences pour les communications sans fils. Ces bandes de fréquences, situées dans la région des ondes millimétriques, promettent des liens à très haut débit entre les utilisateurs. Plus particulièrement, le service de distribution multipoint local (LMDS) permet d'envisager des communications bidirectionnelles impliquant Internet, la téléphonie et même la télévision à haute définition. Cependant, pour être viable la technologie utilisée doit être fiable, performante mais surtout peu dispendieuse. Le succès du déploiement d'un tel réseau repose principalement sur une condition : l'accès doit être possible au plus grand nombre de personnes, ce qui implique un coût de construction très bas.

La technologie habituellement utilisée permet d'obtenir des circuits très performants, à un coût toutefois trop élevé. Les circuits passifs sont construits en guide d'onde et les circuits actifs en technologie planaire. L'intégration de l'ensemble du système demande une bonne précision et beaucoup de temps, ce qui augmente considérablement le coût de production. Pour le réduire, une autre technologie devrait être utilisée, soit le guide diélectrique non-rayonnant (NRD). Celui-ci fournit des composants passifs offrant peu de perte et facile à construire. Mais l'avantage majeur repose sur sa simplicité d'intégration avec les circuits planaires. Ceux-ci peuvent simplement être déposés sur le guide NRD et deviennent ainsi partie intégrante du

guide diélectrique. Nous obtenons un module compact, simple à construire et surtout peu dispendieux.

Ce projet présente l'étude de la technologie d'intégration hybride entre le guide NRD et les circuits planaires. Cette étude est faite à travers les différentes étapes de conception d'une partie du module haute fréquence d'un récepteur. La partie principale de cette intégration est la transition entre le NRD et le circuit planaire. Trois topologies sont étudiées, correspondant aux trois lignes de transmission les plus utilisées : la ligne microruban, la ligne coplanaire et la ligne à fente. Les avantages et les inconvénients de chaques structures sont présentés ainsi que leurs performances respectives. Une brève étude du filtre NRD permet de présenter les étapes de conception et de caractériser la sensibilité du filtre aux étapes de construction. L'étude des transitions et du filtre fait apparaître un problème ; des modes parasites sont excités dans le guide NRD. Un suppresseur de modes est alors introduit afin de supprimer les effets parasites non désirés, tout en laissant passer le mode fondamental. Finalement, les différentes méthodes d'intégration d'un amplificateur, relatives à la ligne de transmission utilisée, sont présentées. Un module intégrant deux transitions, un filtre, un suppresseur et un amplificateur MMIC est construit et mesuré. Les résultats obtenus sont conformes aux résultats simulés et confirment les avantages de l'intégration hybride.

ABSTRACT

The ultra wide bandwidth telecommunication emergence in the last years has conducted to the attribution of new frequency bands for wireless communications. These frequency bands, in the millimeter-wave range, promise high data rate link between users. Particularly, the Local Multipoint Distribution Services (LMDS) standard allows bi-directional communication including Internet, the telephone services and even high definition television (HDTV). To be viable such system must use efficient, reliable and low-cost components. The success of such network is based mainly on one condition : the access must be easy to the most people, which implies a low-cost implementation.

The technology required to realize high efficiency circuit is already available, but productions cost are extremely high. For millimeter wave, passive circuits use waveguide technology and active circuits planar technology. System integration of those two technologies requires highly accurate assembly thus further increasing production time and cost. To reduce it, an other technology should be used, the Non-Radiative Dielectric waveguide (NRD). The later provides solutions for designing low-loss passive devices along with ease of construction. But the major advantage is the possibility to easily integrate planar circuits. These ones can be deposited on top of the NRD and become full part of the dielectric guide.

This project presents the study of the planar non-planar hybrid integration tech-

nology. The study is done through the design of the first part of a RF receiver. The principal part of this integration is the transition between NRD and planar circuit. Three topologies will be studied : microstrip line, coplanar line and slotline. The advantages and disadvantages of each structure will be presented with their performances. A design procedure for NRD filters and realization tolerances are presented. The study of transitions and filters revealed a problem ; parasitic guided modes are excited in the NRD. A mode suppressor is introduced to remove the parasitic effects, without deteriorating the fundamental mode. Finally, different amplifier integration schemes will be analyzed. A circuit integrating two transitions, a filter, a suppressor, and an amplifier are built and measured. The results, agreeing with the simulations, confirm the advantage of this hybrid integration.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE iv

REMERCIEMENTS v

RÉSUMÉ vi

ABSTRACT viii

TABLE DES MATIÈRES x

LISTE DES TABLEAUX xiv

LISTE DES FIGURES xv

INTRODUCTION 1

CHAPITRE 1 : Notions théoriques relatives au NRD 6

1.1 Rappel historique 7

1.2 Caractéristiques du NRD 9

1.2.1 Description physique du NRD 10

1.2.2 Expression des champs 11

1.2.3 Calcul des constantes de propagation 13

1.2.4 Calcul de l'impédance 16

1.2.5 Calcul des pertes 19

1.2.6 Calcul de la largeur de bande 20

CHAPITRE 2 : Transitions entre circuits planaires et NRD 23

2.1 Rappel historique 23

2.2 Méthode de conception 25

2.3 Transition de ligne microruban à NRD 26

2.3.1 Optimisation et résultats simulés 27

2.3.2 Excitation des modes parasites 29

2.3.3 Sensibilité de construction 30

2.4 Transition de ligne coplanaire à NRD 31

2.4.1 Optimisation et résultats simulés 32

2.4.2 Excitation des modes parasites 34

2.4.3 Sensibilité de construction 35

2.5 Transition de ligne à fente à NRD 36

2.5.1 Optimisation et résultats simulés 37

2.5.2 Excitation des modes parasites 38

2.5.3 Sensibilité de construction 39

2.6 Choix de la transition 40

2.7 Construction et mesures 41

CHAPITRE 3 : Conception du filtre NRD 44

3.1 Rappel théorique 44

3.2 Choix du matériel et des dimensions 47

3.3 Conception du filtre 50

3.4 Sensibilité de construction 51

3.5 Propagation des modes parasites 56

3.6 Considérations pratiques 58

CHAPITRE 4 : Suppresseur de modes 60

4.1 Rappel historique 60

4.2 Conception du suppresseur 61

4.2.1 Définition de l'impédance 63

4.2.2 Adaptation quart-d'onde 65

4.2.3 Adaptation progressive 68

4.2.4 Adaptation simplifiée 71

4.3 Construction et mesures 74

CHAPITRE 5 : Intégration de l'amplificateur 78

5.1 Intégration active 79

5.1.1 Ligne microruban 80

5.1.2 Ligne coplanaire 81

5.1.3 Ligne à fente 82

5.2 Construction et mesures 83

CONCLUSIONS ET RECOMMANDATIONS 86

5.3 Travaux futurs 88

RÉFÉRENCES 90

LISTE DES TABLEAUX

1.1 Solutions modales des champs électromagnétiques du NRD 12

3.1 Spécifications du filtre à concevoir 50

4.1 Dimensions du suppresseur progressif 70

LISTE DES FIGURES

1.1 Vue de coupe de la structure générale du NRD 10

1.2 Orientation des champs électromagnétiques des modes LSE_{10} et LSM_{10} 13

1.3 Intensité des champs électromagnétiques des modes LSE_{10} et LSM_{10} 14

1.4 Schéma de la structure pour le calcul de la constante de propagation . 16

1.5 Diagramme d'opération d'un NRD avec $\epsilon_r = 2,54$ 21

1.6 Caractéristique de dispersion du NRD avec a=4,572 x b=4,267 et $\epsilon_r = 2,54$ 22

2.1 Transition entre une ligne microruban et un guide NRD 27

2.2 Schéma de la transition entre une ligne microruban et un guide NRD 28

2.3 Réponse en fréquence de la transition entre une ligne microruban et un guide NRD 29

2.4 Réponse en fréquence des modes parasites de la transition entre une ligne microruban et un guide NRD 30

2.5 Réponse en fréquence de la transition modifiée entre une ligne microruban et un guide NRD 31

2.6 Transition entre une ligne coplanaire et un guide NRD 32

2.7 Schéma de la transition entre une ligne coplanaire et un guide NRD . 33

2.8 Réponse en fréquence de la transition entre une ligne coplanaire et un guide NRD 34

2.9 Réponse en fréquence des modes parasites de la transition entre une ligne coplanaire et un guide NRD 35

2.10 Réponse en fréquence de la transition modifiée entre une ligne coplanaire et un guide NRD 36

2.11 Transition entre une ligne à fente et un guide NRD 37

2.12 Schéma de la transition entre une ligne à fente et un guide NRD . . . 38

2.13 Réponse en fréquence de la transition entre une ligne à fente et un guide NRD 39

2.14 Réponse en fréquence des modes parasites de la transition entre une ligne à fente et un guide NRD 40

2.15 Réponse en fréquence de la transition modifiée entre une ligne à fente et un guide NRD 41

2.16 Réponse en fréquence de la transition simulée et mesurée 43

3.1 Structure de couplage des filtres NRD 45

3.2 Modèle équivalent circuit des discontinuités NRD 45

3.3 Modèle équivalent inverseur des discontinuités NRD 46

3.4 Coefficient de transmission de trois filtres dont les fréquences de coupure sont 31, 32, et 33 GHz 48

3.5 Coefficient de transmission de quatre filtres de permittivité différente 50

3.6 Dimensions du filtre NRD 51

3.7 Réponse en fréquence du filtre NRD 52

3.8 Sensibilité de construction de la hauteur de guide NRD 53

3.9 Sensibilité de construction de la largeur de guide NRD 54

3.10 Sensibilité de construction de la longueur des résonateurs NRD 55

3.11 Propagation des modes parasites dans le filtre NRD 56

3.12 Effets de modes parasites sur la réjection du filtre 58

4.1 Comparaison du champ électrique du NRD et du guide rectangulaire 62

4.2 Variation de l'impédance en fonction de la distance des murs électriques 64

4.3 Suppresseur de mode avec adaptation quart-d'onde 65

4.4 Résultats du suppresseur de modes quart-d'onde 67

4.5 Suppresseur de mode avec adaptation progressive 68

4.6 Notation des dimensions calculées du suppresseur progressif 70

4.7 Résultats du suppresseur de modes progressif 71

4.8 Structure du suppresseur dérivée d'un cylindre 73

4.9 Résultats du suppresseur de modes simplifié 74

4.10 Résultats simulé d'un filtre avec et sans suppresseur 75

4.11 Effet de la variation de la hauteur du NRD sur le suppresseur 76

4.12 Structure mesurée comprenant 2 transitions, un filtre et un suppresseur 77

4.13 Résultats mesurés de la structure montrée à la figure 4.12 77

5.1 Schéma bloc de la partie haute fréquence d'un émetteur récepteur . . 79

5.2 Intégration de l'amplificateur sur une ligne microruban 80

5.3 Intégration de l'amplificateur sur une ligne coplanaire 82

5.4 Schéma de balun : a) Ligne à fente à Microruban b) Ligne à fente à Coplanaire 83

5.5 Structure mesurée comprenant deux transitions un filtre un suppresseur et un amplificateur 84

5.6 Résultats simulés et mesurés du circuit complet 85

INTRODUCTION

Au cours des dix dernières années, nous avons assisté à l'émergence des technologies dans le domaine des télécommunications sans fil. Autrefois un objet de luxe, le téléphone cellulaire est maintenant un outil de travail bien établi et entre dans la vie quotidienne afin de remplacer le téléphone conventionnel. Mais en plus de la téléphonie, plusieurs autres applications font leurs apparitions, tel que la télévision numérique et l'Internet sans fil. Étant donné que le spectre fréquentiel dans les bandes VHF et UHF est déjà saturé, le développement doit se faire à des fréquences supérieures, soit les micro-ondes et les ondes millimétriques. Ces bandes de fréquence offrent des possibilités de communications à haut débit, augmentant d'autant plus les applications possibles.

L'utilisation récente de la bande de fréquence des ondes millimétriques dans les systèmes de communications a stimulé la recherche dans le domaine des micro-ondes. Le service de communication multipoints local (LMCS) au Canada et le service de distribution multipoints local (LMDS) aux États-Unis sont deux exemples de nouvelles technologies fonctionnant à 28 GHz où l'émergence d'un nouveau marché crée un intérêt marqué pour la recherche et le développement. À ces fréquences, il est possible de relier ensemble des utilisateurs distants de quelques kilomètres. Ceci en fait un outil de choix pour la conception de réseaux de télécommunications dans les régions urbaines. De plus, les radars anti-collision, pour les automobiles, fonction-

neront aussi dans la bande millimétrique. Ces différentes applications génèrent un marché potentiel très grand. Toutefois, les circuits doivent fonctionner dans toutes les conditions climatiques, être simple à construire et à un prix très bas.

Pour réaliser ces circuits, plusieurs technologies sont utilisées. La technique de construction des circuits intégrés micro-ondes (MMIC et MHMIC) permet d'obtenir une production de masse à faible coût. Avec ces technologies, il est possible d'intégrer les capacités, inductances ainsi que les transistors et les diodes pour la conception d'amplificateur et de mélangeur. Cependant, il est difficile d'obtenir des éléments possédant un bon facteur de qualité avec ces éléments discrets. En effet, on peut espérer obtenir un Q de quelques dizaines [24]. Cette limitation empêche la construction des filtres requis pour la sélection de la bande de fréquence désirée. On doit donc avoir recours à un autre type de technologie. La technique habituelle consiste à concevoir les filtres en guide d'onde rectangulaire. Ceux-ci permettent d'obtenir un facteur de qualité de l'ordre de quelques milliers [11]. Le désavantage de cette technologie est que la construction d'un tel filtre requiert beaucoup de temps et revient très cher. De plus, ceci nous conduit à un circuit volumineux et difficile à intégrer. Chaques technologies possèdent donc ses avantages mais aussi ses inconvénients. D'un côté, la technologie planaire est peu coûteuse et elle permet d'intégrer des circuits actifs. Il est cependant impossible d'y intégrer des filtres ayant un bon facteur de qualité. De l'autre côté, le guide d'onde rectangulaire permet d'obtenir d'excellents filtres, mais il est coûteux et difficile à intégrer.

En 1981. T. Yoneyama introduit le guide diélectrique non-rayonnant (NRD) [35]. Celui-ci est composé d'un ruban de matériel diélectrique inséré entre deux plaques métalliques. Il possède la même géométrie que le guide en H. En choisissant judicieusement les dimensions du ruban diélectrique, on peut obtenir une propagation de deux modes fondamentaux, appelés LSE et LSM. Ces modes ont la particularité de ne pas fuir entre les plaques métalliques. Le champ électromagnétique est donc confiné au milieu du diélectrique. Cette propriété en fait un guide très intéressant pour la conception de composant fonctionnant en ondes millimétriques. En supprimant la radiation, il est possible d'obtenir des circuits possédant un facteur de qualité élevé. De plus, c'est un guide qui est simple à construire et peu dispendieux. Toutefois, le NRD souffre dès le début d'un problème d'intégration. Afin de le relier aux autres composantes, on utilise une transition avec un guide d'onde rectangulaire. Ceci conduit à des transitions volumineuses. L'intégration aux circuits planaires demeure alors tout aussi complexe.

En 1997, l'idée d'une intégration hybride du NRD avec des circuits planaires est introduite [29]. La transition est alors effectuée avec une ligne microruban. Le plan de masse de la ligne microruban sert en même temps de plaque métallique pour le NRD. Le couplage s'effectue par une mince ouverture dans le plan de masse. Cette proposition a l'avantage d'éliminer les inconvénients de la transition du guide rectangulaire au NRD tout en permettant de retirer les avantages du NRD. On peut construire l'antenne, les filtres et des résonateurs pour les oscillateurs avec des

composantes NRD et les coupler aux amplificateurs et mélangeurs à l'aide d'une simple transition de ligne microruban au NRD. Nous obtenons un circuit intégré complet dont les composants actifs, assemblés sur le circuit planaire, sont couplés aux composants passifs, réalisés en NRD.

Afin de valider la faisabilité de cette intégration hybride, une étude plus approfondit doit être conduite. Certains problèmes relatifs à l'intégration n'ont pas encore été mis en évidence. Ce projet de maîtrise a pour but d'étudier les différents aspects relatifs à l'intégration hybride du NRD aux circuits planaires. Une revue des différentes transitions présentées dans la littérature sera effectuée et une nouvelle structure de transition, utilisant la ligne à fente, sera présentée. Un grand intérêt sera apporté aux considérations pratiques. On retrouve dans la littérature très peu de discussion portant sur la construction du NRD, l'alignement des différentes pièces et les méthodes utilisées pour coller le tout. Les différents problèmes relatifs à l'intégration seront mis en évidence et la solution proposée sera explicitée.

Ce mémoire débutera par un bref rappel des notions théoriques entourant le NRD. Les équations importantes obtenues dans la littérature seront présentées. Le second chapitre sera consacré à l'étude des configurations de transitions des circuits planaire au NRD. Trois principales transitions seront étudiées, soit celles utilisant la ligne microruban, la ligne coplanaire et la ligne à fente. Le couplage, la largeur de bande, la sensibilité ainsi que l'excitation des modes parasites seront les principales caractéristiques observées. Dans le troisième chapitre, nous discuterons des points

importants relatifs à la conception et la construction de filtre NRD. Un bref rappel concernant la conception théorique du filtre sera donné, pour ensuite s'attarder sur les considérations qui n'ont pas été développé dans la littérature : le choix du matériel, les dimensions du guide NRD, la sensibilité aux dimensions ainsi que des étapes concernant la construction. Ceci nous amènera à parler, dans le quatrième chapitre, des suppresseurs de modes. Étant donné que les transitions excitent certains modes parasites, il sera nécessaire d'introduire une structure permettant de supprimer ce couplage. Dans le cinquième et dernier chapitre, nous discuterons de l'intégration de l'amplificateur. Dans ce même chapitre, nous présenterons les résultats finaux de l'ensemble de la structure. Finalement nous conclurons et présenterons nos recommandations pour les travaux futurs.

CHAPITRE 1

NOTIONS THÉORIQUES RELATIVES AU NRD

Dans le présent chapitre, les notions théoriques relatives aux NRD seront présentées. Étant donné que le NRD est maintenant étudié depuis presque 20 ans, plusieurs travaux théoriques et pratiques ont été achevés. Ceux-ci ont une très grande importance, car ils permettent, en partant de bases simples, d'étudier des composantes plus complexes. Toutefois, ces travaux sont répartis sur plusieurs années et aussi dans une grande quantité de publications. Afin de mettre en perspective l'ensemble des travaux réalisés jusqu'à présent et de présenter les bases théoriques qui seront utilisées tout au long de ce mémoire, ce chapitre fera un bref rappel de l'état de l'art dans le domaine du NRD.

Une brève revue historique du développement du NRD débutera le chapitre. Nous enchaînerons ensuite avec la présentation du guide diélectrique non-rayonnant et de ses caractéristiques. Dans cette section nous traiterons de l'expression des champs hybrides dans le guide diélectrique. Le calcul de la constante de propagation sera ensuite présenté. Nous poursuivrons avec les différentes définitions de l'impédance. L'expression des pertes totales dans le guide sera alors rappelée, pour finalement parler de la largeur de bande.

1.1 Rappel historique

Le NRD, tel que nous le connaissons, a été présenté en 1981 par Yoneyama [35]. Cet article décrivait la structure du NRD et analysait son principe d'opération. Étant donné sa nature non-rayonnante, on prévoyait déjà qu'il serait un guide très intéressant pour les ondes millimétriques. Il présente, par rapport au guide d'onde rectangulaire, les avantages d'être simple à fabriquer et peu coûteux. De plus, de par sa nature non-rayonnante, il possède moins de pertes que la ligne microruban.

Bien que ce soit la première fois qu'on utilisait les modes hybrides comme moyen de propagation dans cette structure, la géométrie de ce guide était connue et avait été étudiée depuis longtemps. En 1953, Tischer étudie les modes propageant dans un ruban de diélectrique inséré entre deux plaques métalliques [27]. Les modes TE sont analysés ainsi que la propagation des modes hybrides. Il est démontré que les modes TEM et TM ne peuvent propager. Le mode dominant de cette structure est alors le TE_{10}. Dans cette structure, la distance entre les plaques métalliques n'a aucun effet sur la propagation des modes TE. Elle permet cependant de fixer la propagation des modes hybrides. Étant donné que ces derniers sont indésirables, Moore définit en 1957 un critère de non-propagation pour ces modes [23]. La distance maximale b entre les plaques permettant de supprimer tous les modes hybrides est définie par :

$$\frac{b}{\lambda_0} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1+\tan^2 k_{1e}a}{1+K_1\tan^2 k_{1e}a}} \tag{1.1}$$

où a est la largeur du ruban diélectrique, K_1 est la constante diélectrique du matériel et k_{1e} est trouvé en résolvant :

$$\pi^2 \left(\frac{2a}{\lambda_0}\right)^2 (K_1 - K_2) = \left[\frac{k_{1e}a}{cos(k_{1e}a)}\right]^2 \tag{1.2}$$

K_2 est la constante diélectrique du milieu entourant le ruban diélectrique entre les deux plaques, soit de l'air dans la majorité des cas. Cette limitation sur la hauteur du guide correspond à la fréquence de coupure du mode LSE_{10}, le premier mode hybride à propager dans le NRD. Les modes hybrides de cette structure était donc déjà connus, mais personne n'avait eu l'idée de les utiliser pour propager l'énergie. En 1959, une étude exhaustive sur ce guide est publiée [6]. Regroupant les différents résultats, il calcule aussi les pertes et le transport de puissance pour le mode dominant. Ce guide prit ensuite le nom de guide en H. Il reçut une certaine attention au cours des années qui suivirent.

Ce n'est qu'en 1981 qu'on pense à utiliser les modes hybrides. En 1984, un chapitre sur le NRD est publié [32]. On y voit apparaitre la description des champs électromagnétiques dans le guide, le diagramme d'opération et la caractérisation des pertes. De plus, T. Yoneyama étudie la largeur de bande, le couplage entre guides et publie plusieurs mesures effectuées au cours des dernières années. Utilisant ces résultats, plusieurs travaux viennent s'ajouter aux cours des années suivantes. Le NRD étant un guide à faible perte, plusieurs s'intéressent à la conception de filtre

[4, 15, 34]. Divers autres composantes sont étudiés, comme le circulateur [1, 13, 17], les antennes [30, 31, 36] et les jonction en T [5, 18], mais c'est sur les transitions que le plus gros travail a été accompli. Le chapitre 2, consacré aux transitions, fera le rappel des différentes recherches dans ce secteur. C'est toutefois en 2000 que Boone publie sa thèse portant sur l'étude et la conception de composants passifs en technologie NRD pour applications en ondes millimétriques [3]. Ce travail, présentant la base de la conception des filtres et autres structures, servira de point de départ à ce projet de maîtrise.

1.2 Caractéristiques du NRD

Avant de se lancer dans la conception de composantes NRD, il convient de connaître les propriétés du guide. Dans cette section, nous décrirons la structure du NRD. Nous définirons les équations décrivant le champ électrique et magnétique à l'intérieur du guide. Nous traiterons du calcul de l'impédance du NRD. Les équations décrivant les pertes dans le guide seront exposées. Finalement nous traiterons du calcul de la largeur de bande.

Tout au long de cette section, plusieurs exemples seront donnés. Le NRD utilisé sera composé de polystyrène ($\epsilon_r = 2.54$) de dimension a = 4,572mm et b = 4,267mm. Ce diélectrique a été choisi en fonction de sa facilité d'usinage, son faible coût et ses pertes relativement peu élevé ($\tan\delta = 5 \times 10^{-4}$), même s'il ne présente pas une largeur de bande maximale, comme nous le verrons plus loin.

1.2.1 Description physique du NRD

Le NRD est constitué d'un ruban de diélectrique inséré entre deux plaques métalliques. La figure 1.1 montre une vue de coupe de la structure. Plus généralement, le NRD peut être constitué de trois couches de diélectrique avec la condition que la couche du centre soit de permittivité supérieure à celles qui la bordent. Son principe

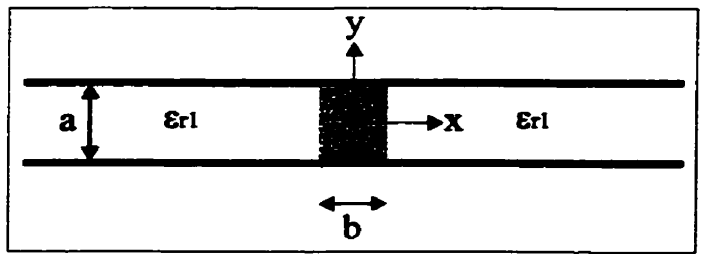

Figure 1.1: Vue de coupe de la structure générale du NRD

de fonctionnement est simple. La distance entre les deux plaques est telle que la propagation est impossible dans le milieu 2. On obtient ainsi la condition suivante :

$$a < \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{r1}}} \tag{1.3}$$

Cette condition permet de supprimer le rayonnement du guide, caractéristique très intéressante pour la construction de circuit. Étant donné qu'il ne peut y avoir de radiation, le champ électromagnétique est confiné dans le ruban diélectrique central. En effet, sa permittivité étant grande, il peut y avoir propagation. Cette nature non-radiative du NRD est une caractéristique très intéressante. Il est alors possible de construire des structures comportant des discontinuités, tel que des jonctions en T où des lignes NRD courbées, sans perte d'énergie causée par la radiation. L'énergie est

confinée en x par la condition de non-rayonnement et en y par les murs électriques (plaques métalliques).

1.2.2 Expression des champs

Le NRD propage deux modes hybrides, le LSE et le LSM. Le premier mode hybride propagatif est le LSE_{10}. Toutefois il possède plus de perte que le mode LSM_{10} [35]. Cette raison nous amène à utiliser ce dernier comme mode de propagation. Pour bien comprendre le fonctionnement du NRD et être en mesure de concevoir des composants, il convient de bien connaître la distribution du champ électromagnétique. Le développement de ces équations à fait l'objet de quelques articles [3, 32] et ne sera pas répété ici. Une méthode permettant de trouver l'expression des champs dans une structure à plusieurs couches a été développée par [3]. Ainsi, un guide d'onde rectangulaire peut être vu comme une structure à une couche. Le NRD est une structure à trois couches. On peut écrire le champ électromagnétique sous la forme d'une sommation de modes.

$$\vec{E} = \sum_{m=1}^{\infty} v_m(z)\vec{e}_{tm}(x,y) + \sum_{m=1}^{\infty} i_m(z)e_{mz}(x,y)\vec{z} \tag{1.4}$$

$$\vec{H} = \sum_{m=1}^{\infty} i_m(z)\vec{h}_{tm}(x,y) + \sum_{m=1}^{\infty} v_m(z)h_{mz}(x,y)\vec{z} \tag{1.5}$$

Tableau 1.1: Solutions modales des champs électromagnétiques du NRD

	Mode LSE	Mode LSM
e_{mx}	0	$\frac{1}{\epsilon_r^k} K_{m,2} \phi_m^{k,e}(x) \sin(\kappa(y))$
e_{my}	$-K_{m,1} \phi_m^{k,h}(x) \cos(\kappa(y))$	$-K_{m,2} \psi_m^{k,e}(x) \cos(\kappa(y))$
e_{mz}	$K_{m,1} \frac{m\pi/a}{\gamma} \phi_m^{k,h}(x) \sin(\kappa(y))$	$-K_{m,2} \frac{\gamma}{m\pi/a} \psi_m^{k,e}(x) \sin(\kappa(y))$
h_{mx}	$\frac{j}{\eta_0 k_0} \frac{1}{\mu_r^k} K_{m,2} \phi_m^{k,h}(x) \cos(\kappa(y))$	0
h_{my}	$-\frac{j}{\eta_0 k_0} K_{m,2} \psi_m^{k,h}(x) \sin(\kappa(y))$	$-j \frac{k_0}{\eta_0} K_{m,1} \phi_m^{k,e}(x) \sin(\kappa(y))$
h_{mz}	$\frac{-j}{\eta_0 k_0} K_{m,2} \frac{\gamma}{m\pi/a} \psi_m^{k,h}(x) \cos(\kappa(y))$	$-j \frac{k_0}{\eta_0} K_{m,1} \frac{m\pi/a}{\gamma} \phi_m^{k,e}(x) \cos(\kappa(y))$
$\psi_k^{1,(\cdot)}(x)$	$\frac{m\pi/a}{k_m^2} \frac{1}{\mu_r^k} \frac{d\phi_m^{k,h}}{dx}(x)$	$\frac{m\pi/a}{k_m^2} \frac{1}{\epsilon_r^k} \frac{d\phi_m^{k,e}}{dx}(x)$
$\phi_m^{1,(\cdot)}(x)$	$\frac{\sinh(q_{mx}^1 x)}{\sinh(q_{mx}^1 l_1)}$	$\frac{\epsilon_r^k}{q_{mx}^1} \frac{\cosh(q_{mx}^1 x)}{\sinh(q_{mx}^1 l_1)}$
$\phi_m^{k,(\cdot)}(x)$	$v_{m,1}^k \cosh(q_{mx}^k x) -$ $j v_{m,2}^k \frac{\mu_r^k k_0}{q_{mx}^k} \sinh(q_{mx}^k x)$	$\epsilon_r (\frac{v_{m,1}^k}{q_{mx}^k} \sinh(q_{mx}^k x) +$ $j \frac{v_{m,2}^k}{\epsilon_r^k k_0} \cosh(q_{mx}^k x))$

Avec

$$v_m(z) = a_m e^{-\gamma z} + b_m e^{\gamma z} \tag{1.6}$$

$$i_m(z) = a_m e^{-\gamma z} - b_m e^{\gamma z} \tag{1.7}$$

Le tableau 1.1 résume les équations générales servant à décrire les champs dans les structures multicouches. La formulation demeure quelque peu complexe et la géométrie des champs n'est pas facile à représenter. Nous savons toutefois que les modes LSE ne comportent aucune composante de champ électrique en x, tandis que pour

les modes LSM c'est le champ magnétique qui ne comportent aucune composante en x. Mais le reste des champs reste difficile à visualiser. Étant donné que seul les deux premiers modes se propageront dans les structures analysées, nous nous limiterons à ceux-ci. Pour bien comprendre la répartition des champs dans la guide, deux figures supplémentaires sont requises. Sur la première, la figure 1.2, nous voyons l'orientation des champs électromagnétiques pour les deux modes de premier ordre, le LSE_{10} et le LSM_{10}. Sur la deuxième, la figure 1.3, nous voyons l'intensité des champs pour les deux même modes. Ces deux graphiques nous permettent de mieux

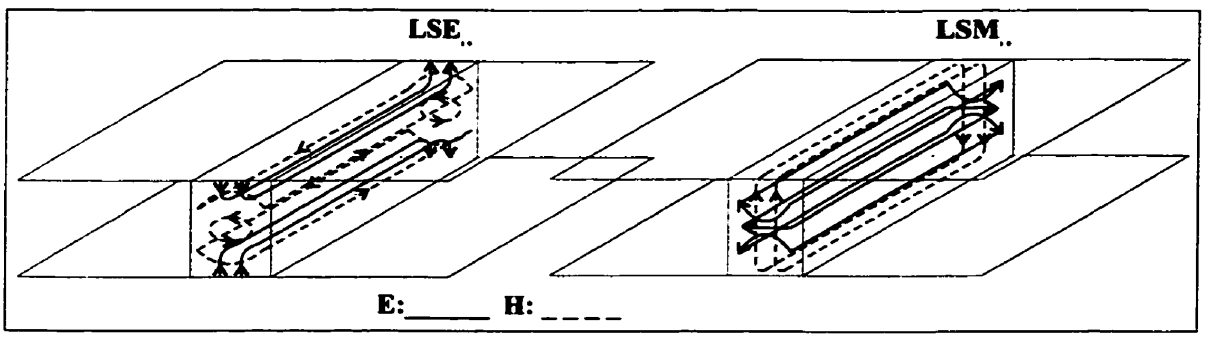

Figure 1.2: Orientation des champs électromagnétiques des modes LSE_{10} et LSM_{10}

comprendre la distribution des deux premiers modes hybrides se propageant dans un NRD. La forme du champs électromagnétique de mode LSM_{10} rappele celle du guide rectangulaire. Le mode LSE_{10} se rapproche plus du câble coaxial.

1.2.3 Calcul des constantes de propagation

Pour tout type de ligne de transmission, la connaissance des constantes de propagation est primordiale pour la conception de circuits. Toutefois, il faut bien spécifier

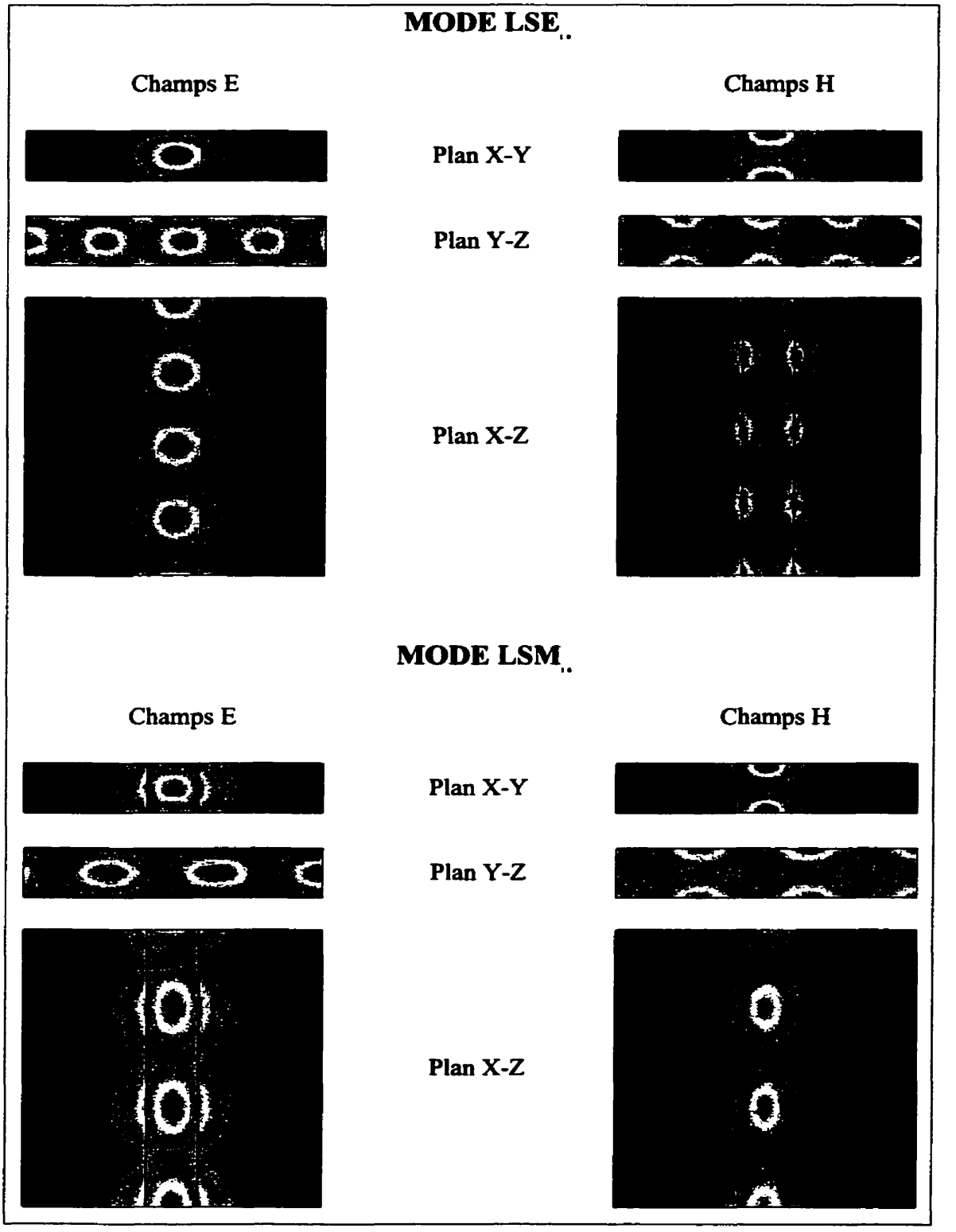

Figure 1.3: Intensité des champs électromagnétiques des modes LSE_{10} et LSM_{10}

la structure étudiée. Théoriquement un NRD est un ruban de diélectrique entre deux plaques métalliques infinies. En pratique ces plaques sont de dimensions finies. Du point de vue pratique. il est mieux d'avoir une structure inclue dans un boîtier métallique. Ceci nous amène donc à considérer des murs métalliques comme conditions aux frontières. Dans le cas qui nous concerne, le calcul de la constante de propagation passe par la résolution d'un système d'équations. Pour le mode LSE nous avons :

$$q_2 \tanh(q_2 \frac{l_2}{2}) = -q_1 \coth(q_1 l_1) \tag{1.8}$$

$$q_2 \coth(q_2 \frac{l_2}{2}) = -q_1 \coth(q_1 l_1) \tag{1.9}$$

Et pour le mode LSM nous avons :

$$q_2 \tanh(q_2 \frac{l_2}{2}) = -\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}} q_1 \coth(q_1 l_1) \tag{1.10}$$

$$q_2 \coth(q_2 \frac{l_2}{2}) = -\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}} q_1 \coth(q_1 l_1) \tag{1.11}$$

Ces systèmes d'équations permettent de trouver q_1 et q_2. Les valeurs l_1 et l_2 représentent l'épaisseur de chaque couche. C'est la distance du NRD aux murs électriques et la largeur du NRD lui-même. En particulier, l_2 correspond à la longueur b de la figure 1.1. Cette Notation est illustrée à la figure 1.4. La constante de propagation

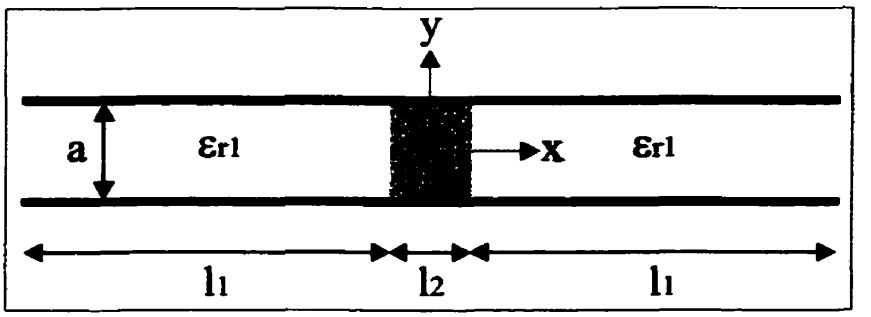

Figure 1.4: Schéma de la structure pour le calcul de la constante de propagation

est reliée à q_1 et q_2 avec les deux équations suivantes :

$$\gamma^2 + q_1^2 + \epsilon_{r1}\mu_r k_0^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 \tag{1.12}$$

$$\gamma^2 + q_2^2 + \epsilon_{r1}\mu_r k_0^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 \tag{1.13}$$

En résolvant ces équations nous pouvons calculer la constante de propagation. Pour un NRD de dimension a = 4,572mm, b = 4,267mm construit dans un diélectrique de permittivité 2,54 et une distance l_1 de 9,93mm, la constance de propagation à 28 GHz est de 327,5.

1.2.4 Calcul de l'impédance

Le concept d'impédance est très utilisé dans le domaine des micro-ondes. Ainsi, l'abaque de Smith est une façon de représenter l'impédance de façon graphique. Pour les structures propageant une onde TEM, la définition de l'impédance est unique et ne varie pas en fréquence. Pour les modes quasi-TEM elle est définie de la même façon, sur une plage de fréquence limitée. Cependant, dans le cas de structures propageant

des modes hybrides, cette définition n'est pas unique. Il convient donc de s'y attarder un peu. Il existe trois façons de définir l'impédance caractéristique d'un guide.

Premièrement en Tension-Courant

$$Z_{VI} = \frac{V}{I} \tag{1.14}$$

Deuxièmement en Tension-Puissance

$$Z_{PV} = \frac{V^2}{2P} \tag{1.15}$$

Troisièmement en Courant-Puissance

$$Z_{PI} = \frac{2P}{I^2} \tag{1.16}$$

La tension, le courant et la puissance sont alors définit par :

$$V = \int_A^B \vec{E} d\vec{l} \tag{1.17}$$

$$I = \oint_C \vec{H} d\vec{l} \tag{1.18}$$

$$P = \frac{1}{2} Re\{\int\int_S \vec{E} \wedge \vec{H} * d\vec{S}\} \tag{1.19}$$

Il est à noter que les champs électromagnétiques intervenant dans les calculs sont les champs totaux dans le guide. Toutefois par une excitation appropriée ou par une

suppression de mode, un guide où un seul mode se propage est obtenu. L'impédance se calcule alors avec seulement les champs d'un seul mode, celui qui propage.

Trois définitions de l'impédance existent et elles sont toute différentes les unes des autres. En analysant attentivement un NRD, nous constatons qu'une méthode semble plus approprié pour chaque mode. Dans le mode LSE_{10}, la tension V calculée entre les plaques métalliques dépend de la position en x ou l'on fait le calcul. Toutefois, le courant est identique en tout point du guide. Un choix judicieux pour l'impédance est donc en courant-puissance. Ceci nous conduit alors à une impédance qui est la même quel que soit l'endroit où nous la calculons dans le guide. Pour le mode LSM_{10}, c'est l'inverse. Le courant calculé est fonction de l'abscisse, tandis que la tension est constante en tout point. L'impédance sera donc calculée en se servant de la définition tension-puissance.

En plus de l'impédance caractéristique, il existe l'impédance modale ou impédance de mode. Celle-ci est définie par :

$$Z_m = \frac{E_x}{H_y} = \frac{E_y}{H_x} \tag{1.20}$$

Nous obtenons deux équations. Pour le mode LSE :

$$Z_m^{LSE} = -j\mu_r\eta_0 k_0 \frac{\gamma}{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \gamma^2} \tag{1.21}$$

et pour le mode LSM :

$$Z_m^{LSM} = \frac{j\eta_0}{\epsilon_r k_0} \frac{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \gamma^2}{\gamma} \tag{1.22}$$

Retenons que la définition de l'impédance pour les deux modes qui nous concernent n'est pas unique. Il sera donc difficile de travailler avec une approche dite circuit et de sortir des circuits équivalents des structures conçues.

1.2.5 Calcul des pertes

Le calcul des pertes pour le mode LSM_{10} a été conduit par [32]. La constante d'atténuation α_t peut-être écrite sous la forme :

$$\alpha_t = \alpha_c + \alpha_d \tag{1.23}$$

où α_c sont les pertes de conduction et α_d les pertes diélectriques. De part sa nature le NRD ne rayonne pas, c'est pourquoi il ne contient que ces deux termes qui sont définis par :

$$\alpha_c = \frac{W_c}{2P_t} \tag{1.24}$$

$$\alpha_d = \frac{W_d}{2P_t} \tag{1.25}$$

où W_c et W_d est la puissance dissipée par unité de longueur dans les conducteurs et le diélectrique respectivement. P_t est la puissance totale transportée dans le mode LSM_{10}. Le résultat suivant est finalement obtenu :

$$\alpha_c = 2R_s \frac{\omega\epsilon_r}{(\epsilon_r k_0^2 - q_1^2)\beta_{10} a} \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \frac{q_1 b + (1 + q_1^2/\epsilon_r q_2^2)\sin(q_1 b)}{q_1 b + (\epsilon_r - 1)k_0^2/q_2^2 \sin(q_1 b)} \tag{1.26}$$

$$\alpha_d = \frac{\epsilon_r k_0^2 \tan\delta}{2\beta_{10}} \frac{q_1 b + (1 - 2q_1^2/\epsilon_r k_0^2)\sin(q_1 b)}{q_1 b + (\epsilon_r - 1)k_0^2/q_2^2 \sin(q_1 b)} \tag{1.27}$$

avec

$$R_s = \sqrt{\omega\mu_0/2\sigma} \tag{1.28}$$

où σ est la conductivité des plaques métalliques. Les pertes pourront donc être évaluées dans les composantes conçues. [32] a évalué numériquement les pertes pour trois matériaux sur un NRD fonctionnant à 50 GHz. Il montre qu'en utilisant un matériel à faible perte comme l'alumine ($\tan\delta = 1 \times 10^{-4}$), il est possible d'obtenir un guide d'onde possédant moins de 5 dB/m de pertes totales. Ceci en fait donc un excellent guide en ondes millimétriques où les structures mesurent quelques centimètres.

1.2.6 Calcul de la largeur de bande

La largeur de bande est une caractéristique importante des guides d'onde. Plus elle est grande, plus il y a d'informations qui peuvent être transmises. Comme pour le guide d'onde rectangulaire, les dimensions a et b du NRD sont choisies de façon

à maximiser la largeur de bande. Pour ce faire, le diagramme d'opération est utilisé. Celui-ci représente l'évolution des fréquences de coupures des différents modes en fonction des dimensions physiques du NRD. La figure 1.5 montre le diagramme d'opération pour un NRD fabriqué en polystyrène ($\epsilon_r = 2,54$). La méthode permet-

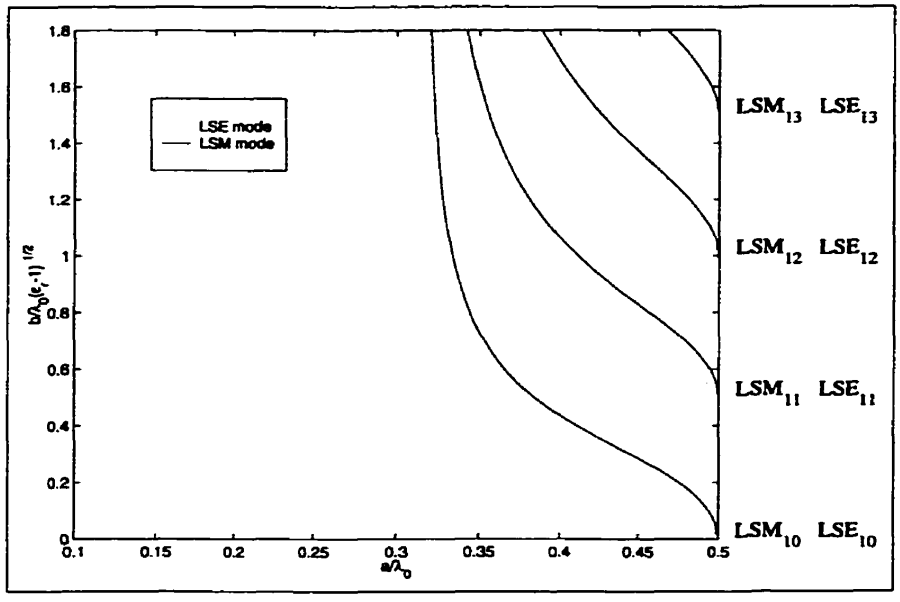

Figure 1.5: Diagramme d'opération d'un NRD avec $\epsilon_r = 2,54$

tant de trouver la largeur de bande à partir de ce diagramme est celle explicité en [3]. Pour obtenir la largeur de bande maximale, il faut que la permittivité du diélectrique soit de 6, pour le cas ou le NRD est entouré d'air. Avec cette permittivité, la largeur de bande est de 25,6%. Toutefois une permittivité comprise entre 4 et 7 permet d'obtenir une largeur de bande supérieure à 25%. Le NRD ne permet donc pas d'obtenir une aussi grande largeur de bande que le guide rectangulaire qui est de l'ordre de 65%. Cependant, plusieurs applications ne requièrent pas une aussi grande largeur de bande, et 10% est souvent suffisant. Le NRD est alors un guide utilisable.

Étant donné que la largeur de bande est plus petite, il ne faut pas oublier que le guide aura alors une caractéristique de dispersion plus prononcée. La figure 1.6 montre l'évolution de la constante de propagation en fonction de la fréquence pour un NRD de dimension a=4,572 x b=4,267 mm^2 et de permittivité $\epsilon_r = 2,54$.

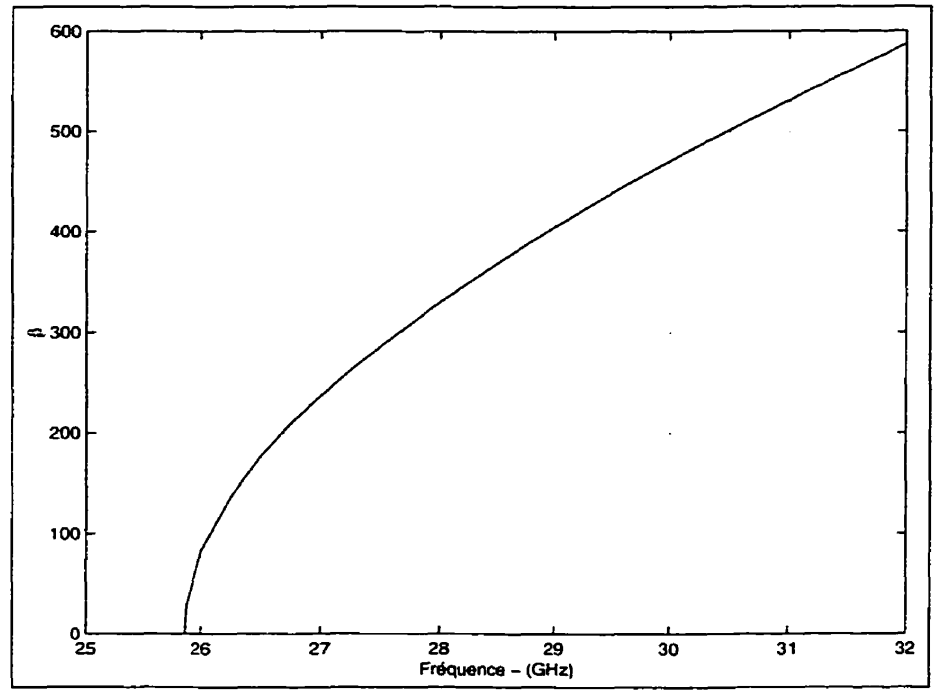

Figure 1.6: Caractéristique de dispersion du NRD avec a=4,572 x b=4,267 et $\epsilon_r = 2,54$

Sur cette dernière figure, nous remarquons qu'il est préférable de ne pas utiliser ce guide pour des fréquences comprises entre 25,87 et 27,0 GHz, la dispersion étant beaucoup trop prononcée. La largeur de bande est alors réduite à 17 %. Il est encore possible de faire passer un canal de transmission large bande.

CHAPITRE 2

TRANSITIONS ENTRE CIRCUITS PLANAIRES ET NRD

Dans ce chapitre, nous traiterons des transitions entre circuits planaires et le NRD. Elles permettent d'intégrer les circuits actifs, construits en utilisant la technologie planaire, aux circuits passifs, conçus en guide d'onde non-rayonnant. Leurs performances sont aussi directement reliées aux performances du système complet. Il importe donc de bien les étudier afin d'obtenir le moins de perte d'insertion et la meilleure adaptation.

La première section traitera des différentes recherches effectuées dans le domaine depuis l'apparition du NRD. Cette revue bibliographique sera suivie de la présentation des trois transitions étudiées ainsi que la méthode de conception préconisée. Nous présenterons ensuite, pour chaque transition, les résultats obtenus, l'excitation des modes parasites dans le NRD et la sensibilité de construction. En comparant les avantages et les inconvénients de chaque transition nous effectuerons un choix sur la transition à utiliser dans le projet. Une section portant sur la construction et les résultats mesurés terminera ce chapitre.

2.1 Rappel historique

Nous avons vu au chapitre 1 que le NRD fut introduit en 1981 par T. Yoneyama [35]. Afin d'effectuer ses mesures, celui-ci a utilisé une transition composée d'un

guide rectangulaire. Étant donné que le champ électrique du mode TE_{10} du guide rectangulaire s'apparente au mode LSM_{10} du NRD, une bonne transition entre les deux peut être conçue. En 1985, [21] publie une étude complète de la méthode de conception de cette transition. Ceci lui permet d'obtenir une excellente transition sur une large bande. Toutefois elle demeure volumineuse et difficile à intégrer. En 1990, [8] publie une transition entre une ligne suspendue et un NRD. Celle-ci s'apparente à une transition entre ligne coaxiale et guide rectangulaire. Ce type de transition demande encore un usinage difficile du NRD, ce qui la rend pratiquement inutilisable.

Puis en 1996, [10] introduit la première transition planaire. Composée d'une ligne microruban dont le plan de masse sert de plaque métallique pour le NRD, le couplage s'effectue par une mince fente. La méthode de conception ne conduit toutefois pas à une transition optimale, dû à plusieurs approximations. En 1997, [7] publie un modèle pour cette transition. Celui-ci permet d'optimiser, de simuler et d'utiliser le modèle dans un programme de conception par ordinateur (CAD). Finalement, [26] publie en 2000 un article portant sur l'intégration des circuits planaires et du NRD. Il propose entre autre une nouvelle transition composée d'une ligne coplanaire gravée dans la plaque métallique du NRD. De plus, il présente une transition microruban utilisant un circuit ouvert papillon.

2.2 Méthode de conception

Dans les différents articles mentionnés, plusieurs méthodes ont été utilisées afin de concevoir les transitions. Quelques articles [7, 10] ont extrait un circuit équivalent, ce qui permet d'optimiser la structure beaucoup plus facilement. Toutefois, si on change légèrement la structure, il faut dériver un nouveau modèle. En effet, ce dernier est conçu pour un type bien déterminé de circuit. Si le circuit ouvert microruban est changé pour un circuit papillon, il faut refaire le modèle. Et ainsi, à chaque fois qu'on étudie une nouvelle structure, il faut recommencer. Cette méthode n'est donc pas pratique quand on désir tester un grand nombre de structure. D'autant plus que le NRD propage plusieurs modes, la dérivation d'un circuit équivalent devient un exercice long et complexe.

Pour étudier plus efficacement les différentes structures, une autre approche doit être envisagée. Au cours des dernières années, les logiciels de simulation électromagnétique ont beaucoup évolué. Il est maintenant possible de simuler facilement différent type de structure et même de les optimiser. Cette approche est donc idéale dans notre cas, car elle permet de vérifier rapidement le fonctionnement d'un type de structure sans développement préalable. L'optimisation est faisable en simulant plusieurs variations de dimensions. Afin de réaliser ces simulations, le logiciel HFSS de HP sera utilisé.

Plusieurs types de structures peuvent être imaginés afin d'exciter le mode LSM_{10} dans le NRD. Trois types seront étudiés dans ce chapitre, correspondant aux trois

lignes de transmission planaires les plus utilisées, soit la ligne microruban, la ligne coplanaire et la ligne à fente.

Afin de comparer les performances de chaque transition, elles seront simulées en utilisant les mêmes diélectriques. Pour les circuits planaire, un diélectrique de permittivité de 2,33 et de 0,254 mm d'épaisseur sera utilisé. Le NRD sera en polystyrène de permittivité égal à 2,54. Ses dimensions sont de 4,572x4,267mm^2, comme au chapitre 1.

2.3 Transition de ligne microruban à NRD

La première structure étudiée est la transition entre une ligne microruban et le guide NRD. Des différentes structures planaires, c'est elle qui a été le plus étudié [2, 7, 10, 19, 26]. La structure de la transition est présentée à la figure 2.1. Elle est composée d'une ligne microruban dont le plan de masse sert de plaque métallique pour le NRD. Le couplage s'effectue par une mince fente dans le plan de masse. On obtient ainsi un circuit à plusieurs étages. Les dimensions à optimiser sont, par rapport à la figure 2.2, les dimensions de la fente (l_f et w_f), la largeur de la ligne microruban (w_{mcr}), la longueur de circuit ouvert microruban (l_{mcr}) et la longueur du circuit ouvert NRD (l_{NRD}).

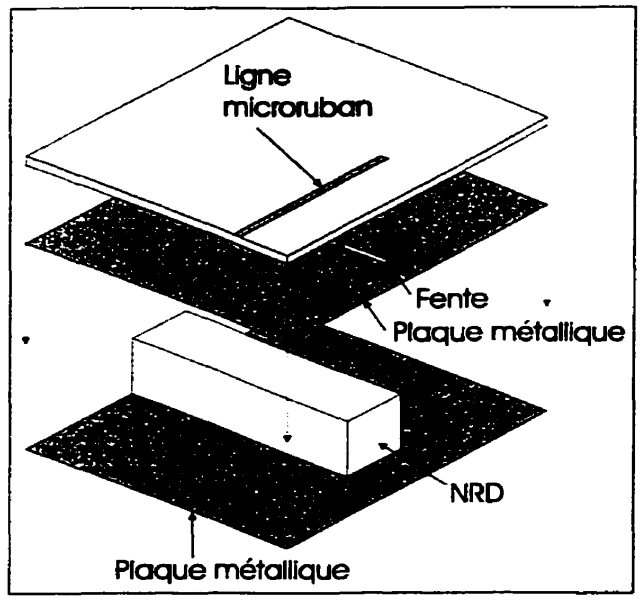

Figure 2.1: Transition entre une ligne microruban et un guide NRD

2.3.1 Optimisation et résultats simulés

En utilisant le logiciel HFSS de HP la structure est optimisée dans le but d'obtenir le meilleur coefficient de réflexion sur une large bande. Afin de réduire le temps d'optimisation, le choix des valeurs de départ est important, de façon à être le plus près de la solution finale.

Pour la transition microruban, les valeurs de départ sont choisies de la façon suivante. Les tronçons NRD (l_{NRD}) et microruban (l_{mcr}) sont dimensionnés à un quart de longueur d'onde. On utilise une ligne microruban de 50Ω (w_{mcr}) et une fente (l_f) d'une longueur d'onde par rapport à la moyenne de la permittivité des diélectriques du NRD et du microruban. La largeur de la fente (w_f) est gardée petite par rapport à la longueur d'onde. Ces règles générales permettent d'établir un premier circuit qui n'est pas trop loin de celui optimal. Pour optimiser, quelques règles facilitant

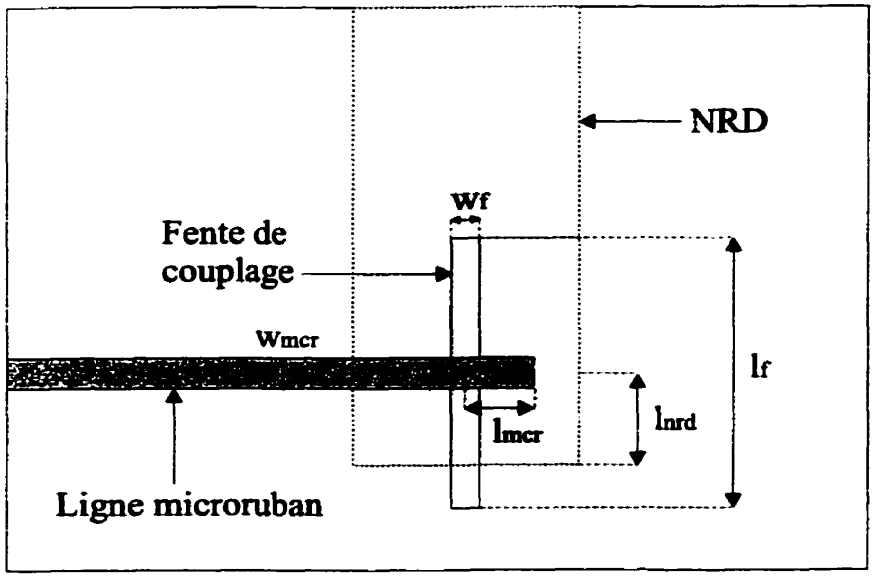

Figure 2.2: Schéma de la transition entre une ligne microruban et un guide NRD

la conception sont utilisées. La largeur de la ligne microruban (w_{mcr}) ainsi que la longueur de la fente (l_f) permettent de fixer la fréquence centrale de fonctionnement. Les deux tronçons (l_{mcr} et l_{nrd}) permettent d'adapter la transition. La largeur de la fente (w_f) a peu d'effet sur le comportement de la transition, en autant qu'elle soit gardée petite par rapport à la longueur d'onde. Lorsqu'elle est élargie, une augmentation de l'excitation des modes parasites survient. Après optimisation, les dimensions suivantes sont obtenues : $l_{mcr} = 1,458mm$, $w_{mcr} = 0,711mm$, $l_f = 5,842mm$, $w_f = 0,508mm$ et $l_{nrd} = 2,616mm$.

Les résultats finaux sont donnés à la figure 2.3. La transition a une largeur de bande de 8.9% à -20 dB, soit de 26,75 à 29,25 GHz.

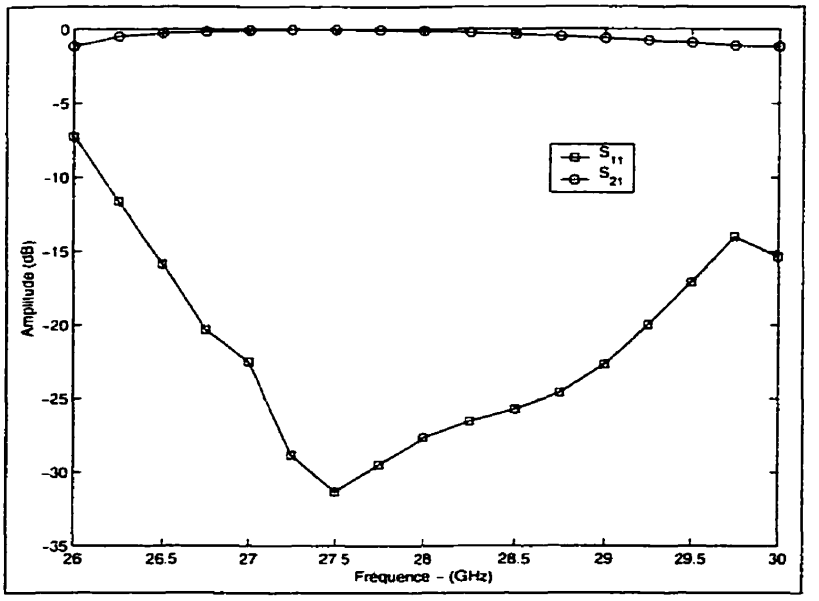

Figure 2.3: Réponse en fréquence de la transition entre une ligne microruban et un guide NRD

2.3.2 Excitation des modes parasites

Dans la structure du NRD, plusieurs modes peuvent propager. La transition doit donc exciter le bon mode et exciter les autres le moins possible. Ils sont principalement composés des modes du NRD proprement dit, LSE et LSM ainsi que les modes associés au guide en H, les TE_{x0}.

Pour la transition microruban-NRD, la réponse en fréquence de l'excitation des modes parasites est donnée à la figure 2.4. Deux modes sont excités à un niveau élevé, le TE_{20} et le TE_{40}. Le niveau d'excitation des modes parasites est calculé par le pourcentage de l'énergie transmis dans ces modes. A son maximum, la transition transfert jusqu'à 20% de l'énergie dans les modes parasites.

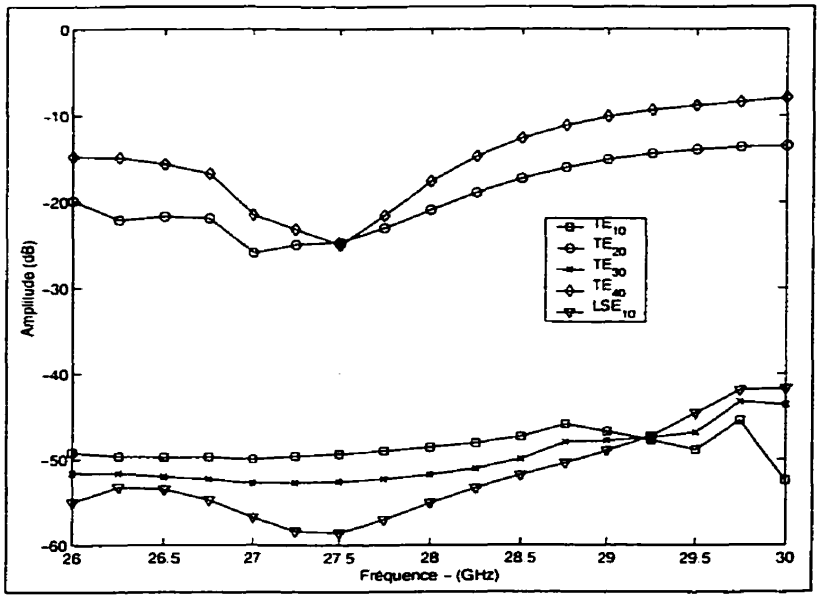

Figure 2.4: Réponse en fréquence des modes parasites de la transition entre une ligne microruban et un guide NRD

2.3.3 Sensibilité de construction

Lors de la construction, des erreurs peuvent se produire et nous obtenons alors un circuit qui diffère du modèle simulé. Si le circuit est sensible à ces légères différences, la réponse est dramatiquement changée. On peut vérifier la sensibilité du circuit en simulant des variations des dimensions.

Ces variations de dimensions doivent être choisies en fonction des contraintes physiques de construction. Au laboratoire, il est possible d'obtenir une précision de 0.025 mm sur le circuit imprimé et sur le guide NRD. La transition est alors simulée de nouveau en ajoutant un surdéveloppement de 0,025 au circuit imprimé et en rapetissant le NRD de 0,025 mm sur la hauteur, la largeur et la longueur.

La figure 2.5 montre la réponse en fréquence de la transition ayant subi de légères

variations. Il ne semble pas y avoir de perte notable causé par les perturbations faites au circuit. La transition semble même couvrir une plus large bande, ce qui est principalement causé par la variation de la hauteur de NRD. Elle déplace la bande passante à plus haute fréquence et semble améliorer la transition. Finalement, ce circuit ne semble donc pas sensible aux variations de construction.

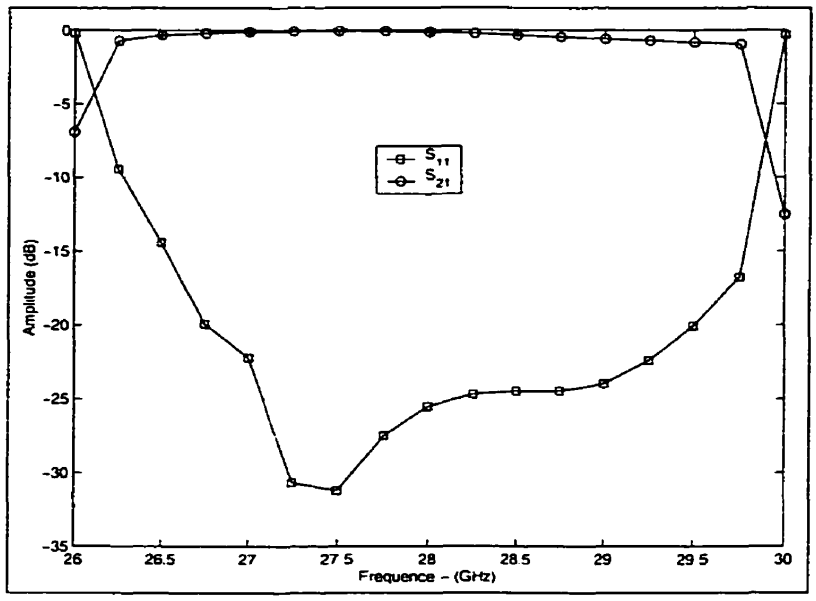

Figure 2.5: Réponse en fréquence de la transition modifiée entre une ligne microruban et un guide NRD

2.4 Transition de ligne coplanaire à NRD

La deuxième transition considérée est composée d'une ligne coplanaire. Elle est gravée directement dans la plaque métallique de NRD, composée d'un diélectrique recouvert de cuivre. La figure 2.6 montre une vue tridimensionnelle de la structure en question. Elle a été présentée pour la première fois par [26] en 2000. Étant donné

que la ligne est placée directement en contact avec le NRD, il est à espérer que le couplage sera meilleur que dans le cas précédant où il s'effectuait au travers d'une fente. Pour cette structure, les variables à optimiser sont : les dimensions de la ligne coplanaire (w_{cpw},g_{cpw} et l_{cpw}), la longueur et la largeur du tronçon de terminaison (l_s et w_s) et la longueur du circuit ouvert NRD (l_{nrd}).

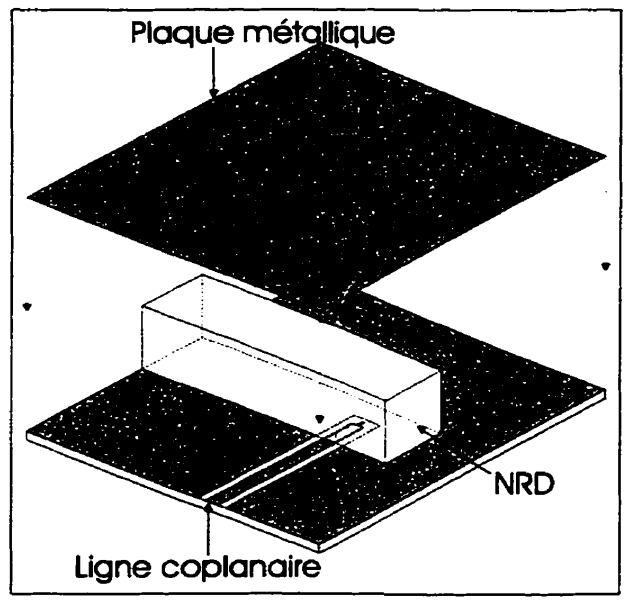

Figure 2.6: Transition entre une ligne coplanaire et un guide NRD

2.4.1 Optimisation et résultats simulés

Toujours en utilisant HFSS, nous optimisons afin d'obtenir le meilleur couplage. Étant donné qu'il n'existe pas de modèle pour cette transition ni de règle à suivre, les dimensions initiales sont choisies en fonction de celles déjà publiées [26]. L'optimisation nous permet de dégager quelques règles dans la conception d'une telle transition. La largeur de la ligne conductrice (w_{cpw}) permet de sélectionner la fréquence centrale

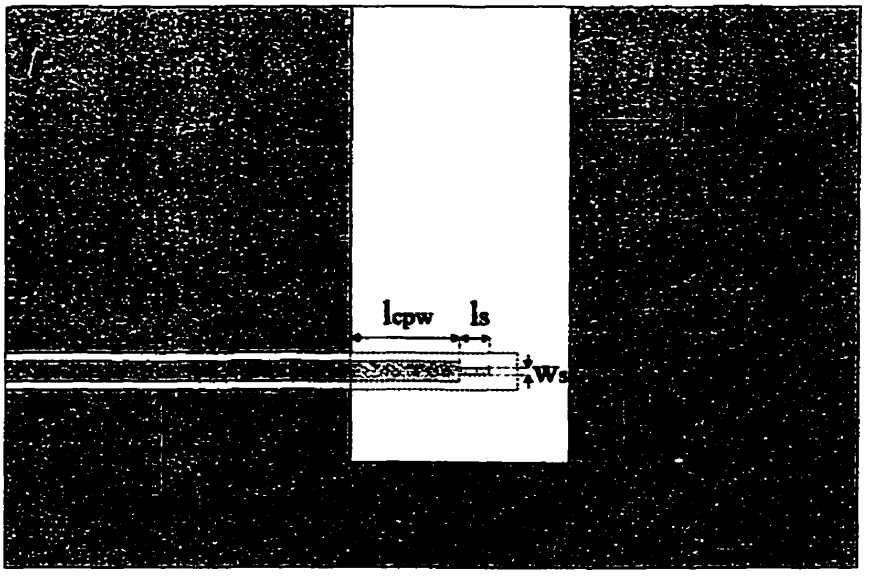

Figure 2.7: Schéma de la transition entre une ligne coplanaire et un guide NRD

de la transition. Les fentes de la ligne coplanaire (g_{cpw}) doivent être gardées le plus mince possible afin de réduire l'excitation des modes parasites. Dans notre cas, il est impossible, avec le procédé de fabrication utilisé, d'aller plus bas que 0,15 mm. La longueur du tronçon NRD (l_{nrd}) ainsi que les dimensions du tronçon coplanaire (l_{cpw}, l_s et w_s) permettent d'adapter la transition. Après optimisation, les dimensions suivantes sont obtenues : $l_{cpw} = 1,549mm$, $w_{cpw} = 1,981mm$, $g_{cpw} = 0,152mm$, $l_s = 1,016mm$, $w_s = 0,305$ et $l_{nrd} = 2,591mm$.

Les résultats finaux sont donnés à la figure 2.8. La transition fournit une largeur de bande de 8,9% à -20 dB, soit de 26,75 à 29,25 GHz, exactement comme la transition microruban.

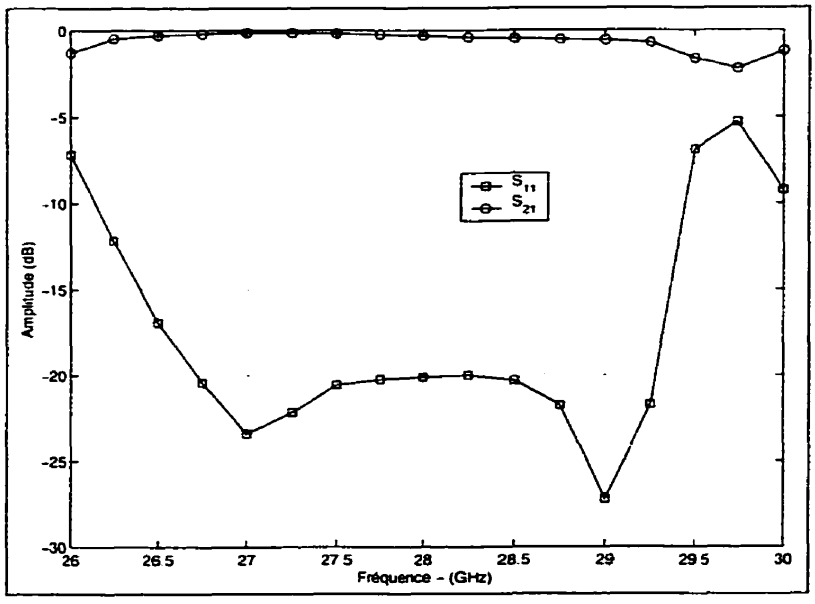

Figure 2.8: Réponse en fréquence de la transition entre une ligne coplanaire et un guide NRD

2.4.2 Excitation des modes parasites

La réponse en fréquence des modes parasites de la transition coplanaire-NRD est donnée à la figure 2.9. Tous les modes sont excités à un niveau assez élevé. Toutefois, les modes TE_{20} et TE_{40} sont légèrement moins excités que dans le cas de la transition microruban. Ceci fait en sorte que globalement moins d'énergie est envoyée dans ces modes. Pour cette transition au maximum 15% de l'énergie transfère dans les modes parasites. Toutefois, le nombre élevé de mode excité est un désavantage considérable. Il est plus difficile de supprimer cinq modes parasites que d'en supprimer deux. Le principal inconvénient est cependant le fait que la transition excite le mode LSE_{10}. Ce mode, lors de discontinuités, peut transférer vers le mode LSM_{10} et compliquer largement la conception et la construction de composantes. De plus, comme nous le

verrons au chapitre 4, nous ne pouvons pas utiliser le même suppresseur pour tous les modes et le mode LSE demande un suppresseur particulier, difficile à construire.

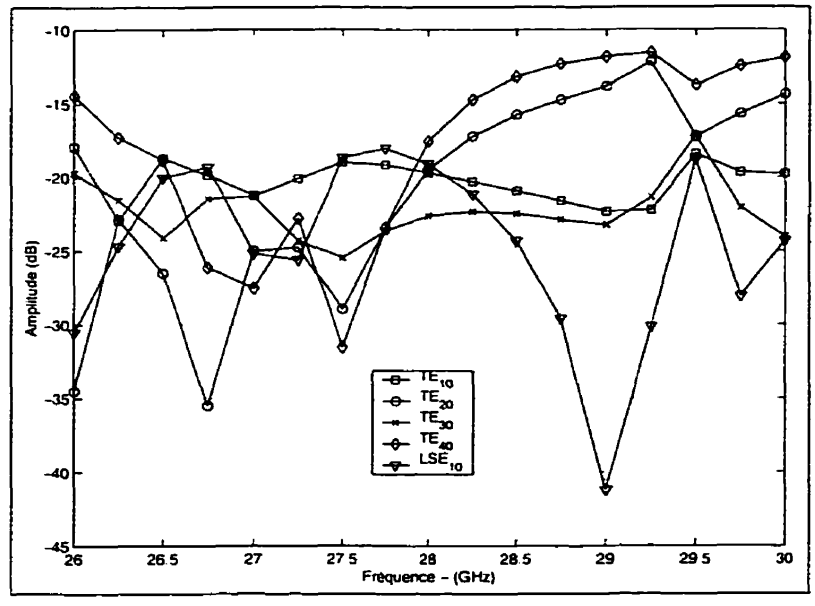

Figure 2.9: Réponse en fréquence des modes parasites de la transition entre une ligne coplanaire et un guide NRD

2.4.3 Sensibilité de construction

La sensibilité de la transition coplanaire-NRD est étudiée en modifiant le circuit original. Le circuit imprimé est modifié afin de simuler un surdéveloppement de 0,025 mm et le NRD est réduit de 0,025 mm sur les trois dimensions. Le figure 2.10 montre la réponse en fréquence de la transition modifiée. Celle-ci garde la même forme, toutefois elle a subi une dégradation de 3 dB du coefficient de réflexion. Elle est donc plus sensible que la transition microruban. Du côté de la largeur de bande, il n'y a pas de dégradation majeure.

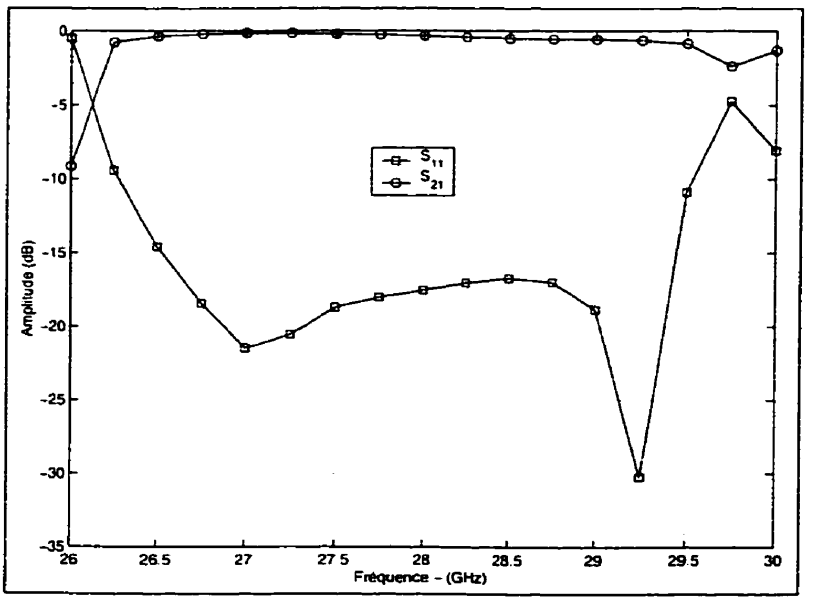

Figure 2.10: Réponse en fréquence de la transition modifiée entre une ligne coplanaire et un guide NRD

2.5 Transition de ligne à fente à NRD

Finalement, une transition entre la ligne à fente et le NRD est présentée. Celle-ci n'a pas fait l'objet de parution dans la littérature jusqu'à date. Elle est présentée ici, à la figure 2.11, pour la première fois. À l'instar de la transition coplanaire, la ligne à fente est gravée directement sur la plaque métallique du NRD, composé d'un diélectrique recouvert de cuivre. Toutefois, la transition ne se fait plus à 90 degrés comme les deux premières mais dans le même axe, afin de bien faire correspondre les champs électriques des deux structures. Le couplage s'effectue pour un élargissement de la fente qui se termine par un court-circuit. Un tronçon est ajouté pour améliorer l'adaptation. Dans ce dernier cas, les variables à optimiser sont les dimensions du tronçon d'adaptation (l_s et w_s) et du court-circuit de la ligne à fente (l_c et w_c), en

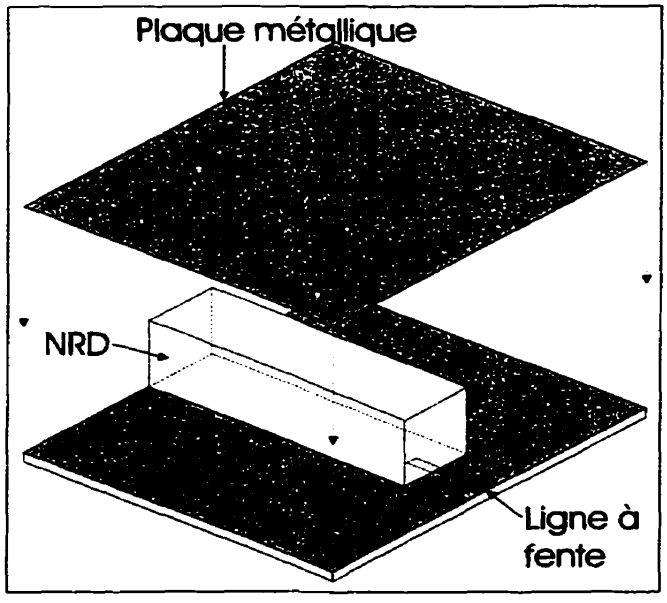

Figure 2.11: Transition entre une ligne à fente et un guide NRD

référence à la figure 2.12. Étant donné que la ligne et le guide sont dans le même axe, les deux tronçons de terminaison sont confondus. Ceci nous enlève donc un degré de liberté dans l'optimisation de la structure.

2.5.1 Optimisation et résultats simulés

Étant donné que cette transition n'a fait l'objet d'aucune étude, plusieurs simulations ont dû être effectuées afin d'analyser le comportement de cette structure. Nous pouvons alors dégager quelques règles de conception. Dans ce circuit, les dimensions du court-circuit de la ligne à fente (l_c et w_c) permettent de choisir la fréquence centrale de la transition. Les dimensions du tronçon d'adaptation (l_s et w_s) permettent, comme le nom l'indique, d'adapter la transition. Après optimisation, nous

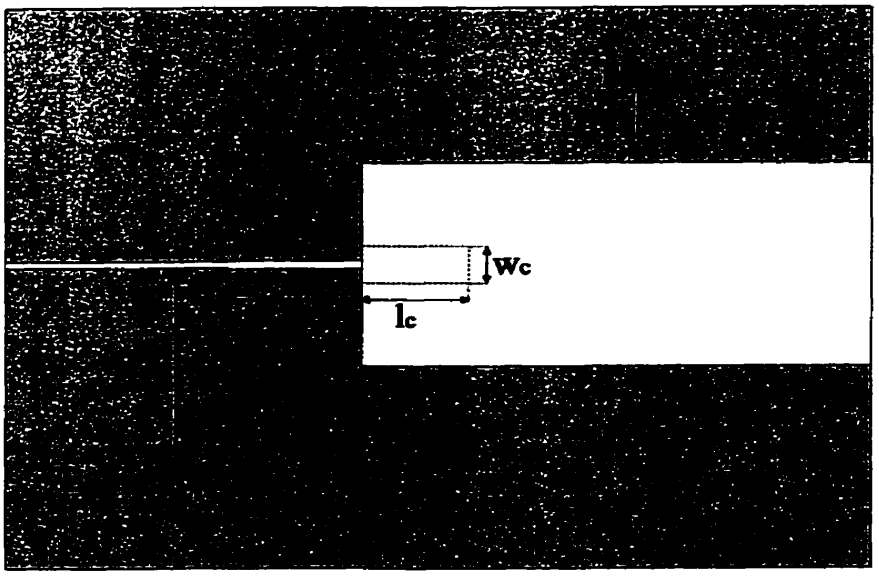

Figure 2.12: Schéma de la transition entre une ligne à fente et un guide NRD

obtenons les dimensions suivants : $l_s = 3,429mm$, $w_s = 0,381mm$, $l_c = 3,048mm$ et $w_c = 1,6mm$.

Les résultats finaux sont donnés à la figure 2.13. La transition permet d'obtenir une largeur de bande de 7,9% à -20 dB. Elle fonctionne à plus haute fréquence que les deux précédentes, soit de 27,5 à 29,75 GHz. Ceci est dû aux mode de boîtier qui influencent plus la transition ligne à fente que les deux autres. Il se produit alors des résonances comme on voit au environ de 27 GHz sur la figure 2.13. Pour déplacer ces résonances il faudrait changer les dimensions du boîtier.

2.5.2 Excitation des modes parasites

La réponse en fréquence des modes parasites de la transition ligne à fente-NRD est donné à la figure 2.14. Seulement deux modes sont excités à un niveau élevé, le

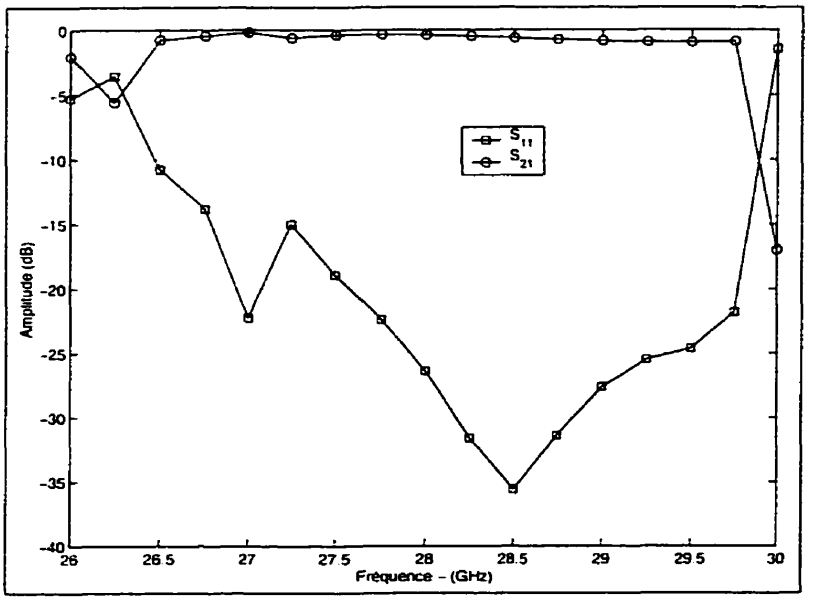

Figure 2.13: Réponse en fréquence de la transition entre une ligne à fente et un guide NRD

TE_{20} et le TE_{40}. Pour cette transition, au maximum 28% de l'énergie transfère dans les modes parasites. Bien que seulement deux modes soient fortement excités, ceux-ci le sont à un niveau supérieur aux deux autres transitions étudiées auparavant.

2.5.3 Sensibilité de construction

La sensibilité de la transition entre la ligne à fente et le NRD est étudiée de la même façon que pour les deux autres transitions. Un surdéveloppement est appliqué au circuit imprimé et le NRD est réduit de 0,025 mm sur les trois axes. La figure 2.15 montre la réponse en fréquence. On remarque que la largeur de bande est passée de 2.25 à 2 GHz. L'adaptation ne semble pas avoir souffert de ces modifications. Toutefois la perte de 0,25 GHz de largeur de bande est assez importante car cette transition possédait déjà une largeur de bande inférieure aux autres.

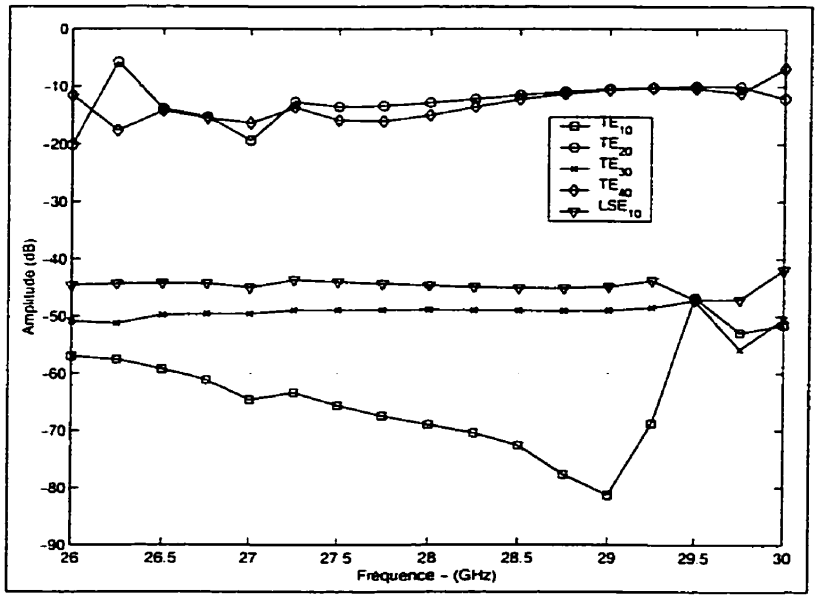

Figure 2.14: Réponse en fréquence des modes parasites de la transition entre une ligne à fente et un guide NRD

2.6 Choix de la transition

Chaque type de transition possède ses avantages et ses inconvénients. Toutefois il ressort que la transition microruban semble mieux fonctionner que les autres. Du point de vu de la largeur de bande, elle possède les meilleurs caractéristiques soit 8.9% à égalité avec la transition coplanaire. La ligne à fente est légèrement inférieure avec 7.8%. Cette transition n'excite que deux modes parasites, comme la ligne à fente, contrairement à la ligne coplanaire qui en excite cinq. Même si la ligne coplanaire transfère moins d'énergie dans les modes parasites, le seul fait d'exciter le mode LSE est un désavantage considérable. Du coté de la sensibilité, la ligne microruban possède encore les meilleurs caractéristiques. Les erreurs de construction pouvant être rencontrées au laboratoire ne semble pas altérer significativement son fonction-

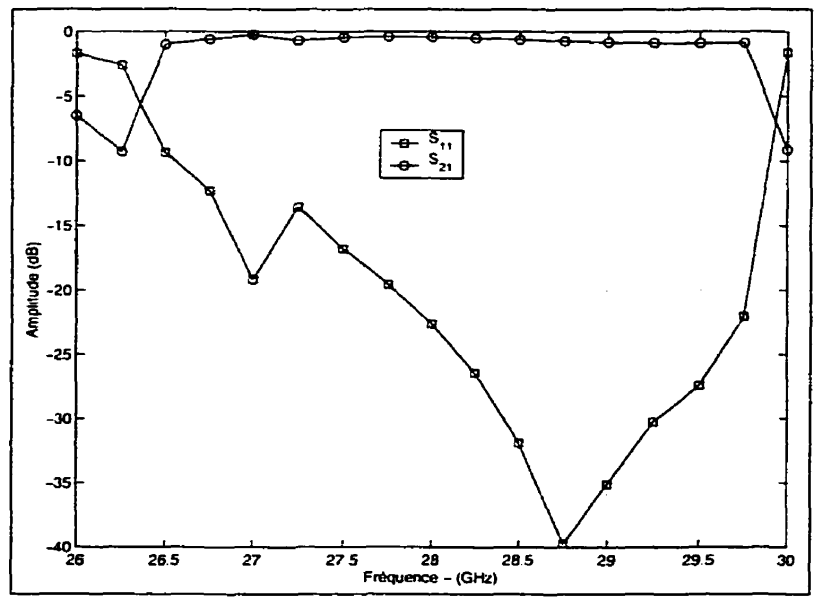

Figure 2.15: Réponse en fréquence de la transition modifiée entre une ligne à fente et un guide NRD

nement. Un des aspects qui n'a pas encore été discuté est le temps de simulation. La ligne coplanaire et la ligne à fente possèdent des fentes de faibles dimensions. Ceci conduit à une utilisation importante de la mémoire lorsque la méthode des éléments finis est utilisée. Le temps de simulation en est alors augmenté et conduit parfois à des imprécisions lorsque la mémoire vive requise est insuffisante. Ces deux structures sont donc plus difficiles à simuler et beaucoup plus longue à optimiser.

2.7 Construction et mesures

Afin de vérifier le fonctionnement de la transition microruban-NRD et de valider la méthode de simulation, un circuit a été construit et mesuré. Il consiste en deux transitions mises bout à bout. Le NRD est en polystyrène de permittivité égale à 2,54.

Ses dimensions sont de 4,572x4,267 mm^2. Pour le circuit planaire, un diélectrique de permittivité de 10.2 et de 0.254 mm d'épaisseur est utilisé. Les dimensions de la transition sont les suivantes : $l_{mcr} = 0,838mm$, $w_{mcr} = 0,508mm$, $l_f = 4,445mm$, $w_f = 0,406mm$ et $l_{nrd} = 2,172mm$. La distance entre les deux transitions est de 60 mm.

La construction de la transition nécessite plusieurs étapes. Dans un premier temps, un boîtier est construit. Celui-ci permet de soutenir le circuit planaire et le NRD. Ses dimensions intérieures sont de 81,28 mm par 24,13 mm. A chaque coin du boîtier un trou est percé afin de faciliter l'alignement du circuit planaire. Ensuite le circuit planaire double face est construit. Le NRD est finalement taillé dans un bloc de polystyrène. Pour aligner le NRD et le circuit planaire, un masque est produit du coté du plan de masse des transitions. Le NRD est ensuite collé sur le circuit planaire à l'aide d'une colle epoxy. Cette structure est ensuite vissée dans le boîtier. Les mesures sont effectué à l'aide de la monture Wiltron (modèle SC5226) et d'une trousse de calibration microruban utilisant la méthode TRL. La figure 2.16 montre les résultats simulés et mesurés. Les mesures confirment bien la simulation. Une différence notable apparaît au niveau du coefficient de réflexion dans la bande passante. Cette différence peut être expliquée par la résolution de fabrication des différentes parties mais aussi par l'alignement des pièces. En plus des variations dans les dimensions, les incertitudes sur la valeur de la permittivité dans les diélectriques utilisés contribuent à dégrader les performances.

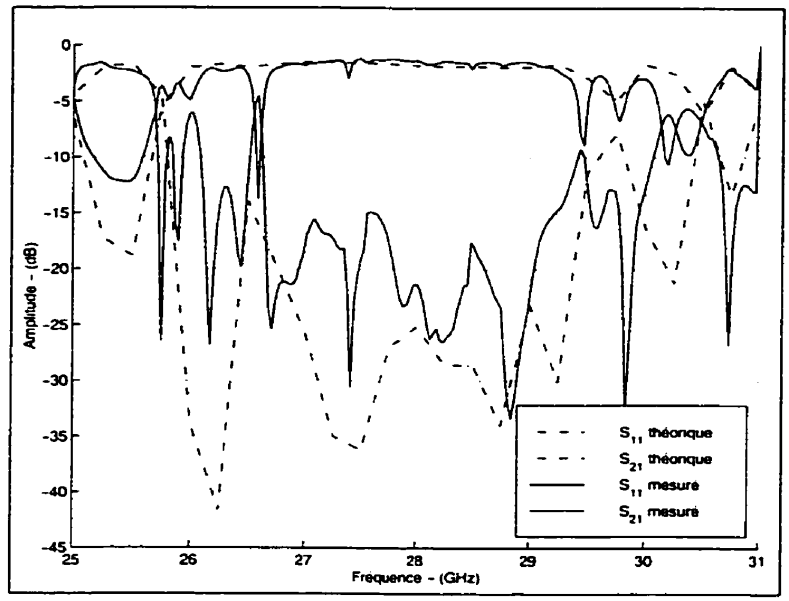

Figure 2.16: Réponse en fréquence de la transition simulée et mesurée

CHAPITRE 3

CONCEPTION DU FILTRE NRD

Les filtres permettent de sélectionner des bandes de fréquences tout en rejetant les signaux parasites et ils sont utilisés dans pratiquement tous les systèmes de communications. Plusieurs travaux ont été faits sur la conception des filtres NRD [3, 4, 15, 34]. Cependant les travaux faits par [3] sont les plus complets. Il a étudié plusieurs types de discontinuités, et une méthode permettant de concevoir des filtres de type Butterworth et Chebychev est expliquée. Une méthode permettant d'ajouter des zéros de transmission a aussi été développée.

Un bref rappel théorique de ces travaux sera donné. Nous traiterons ensuite du choix du matériel et des dimensions du guide. La sensibilité de construction sera ensuite exposée. Nous enchaînerons avec la propagation des modes parasites pour terminer par des considérations pratiques de construction.

3.1 Rappel théorique

Les filtres NRD sont composés de résonateurs couplés. Trois techniques permettant d'effectuer ce couplage ont été étudiées [3]. La figure 3.1 montre ces trois structures. La première méthode consiste à simplement espacer des résonateurs. Le couplage se fait alors dans l'air entre les deux plaques métalliques. La deuxième et troisième technique utilisent un couplage fait en partie par du diélectrique. L'avan-

tage majeur des ces deux dernières configurations est qu'elles conduisent à un filtre réalisé en un seul bloc. Il est cependant plus compliqué à machiner et donne un filtre un peu plus long. Étant donné sa simplicité de construction, la première méthode sera utilisée. De plus, l'absence de diélectrique entre les résonateurs diminue le couplage, permettant ainsi de construire des filtres à bande plus étroite. La première

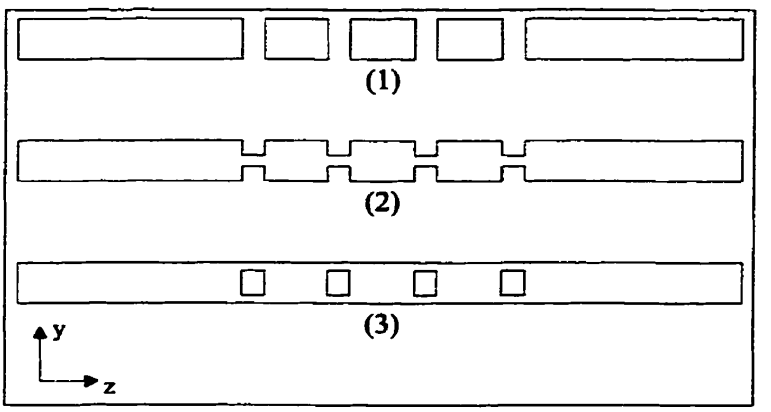

Figure 3.1: Structure de couplage des filtres NRD

partie de la conception de ce filtre est la modélisation des discontinuités. Celles-ci peuvent être modélisées par le circuit en T représenté à la figure 3.2. À partir de

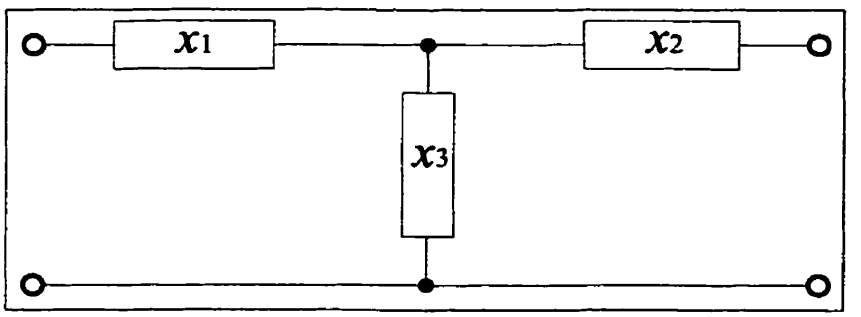

Figure 3.2: Modèle équivalent circuit des discontinuités NRD

la matrice de transmission [S] de la discontinuité, nous pouvons calculer la matrice

d'impédance :

$$Z = (I - S)(I + S) \tag{3.1}$$

où [I] est la matrice identité. Partant de la matrice d'impédance, on calcule la valeur des trois éléments à l'aide des équations suivantes :

$$x_1 = z_{11} - z_{12} \tag{3.2}$$

$$x_2 = z_{12} = z_{21} \tag{3.3}$$

$$x_3 = z_{22} - z_{12} \tag{3.4}$$

Il serait possible de concevoir un filtre passe-bande à partir du circuit en T. Il est cependant plus simple d'utiliser le concept d'inverseur d'impédance. Ce modèle, illustré à la figure 3.3, a été étudié abondamment en [22] et la méthode permettant de concevoir des filtres à partir de ce modèle y est très bien expliquée. Les équations

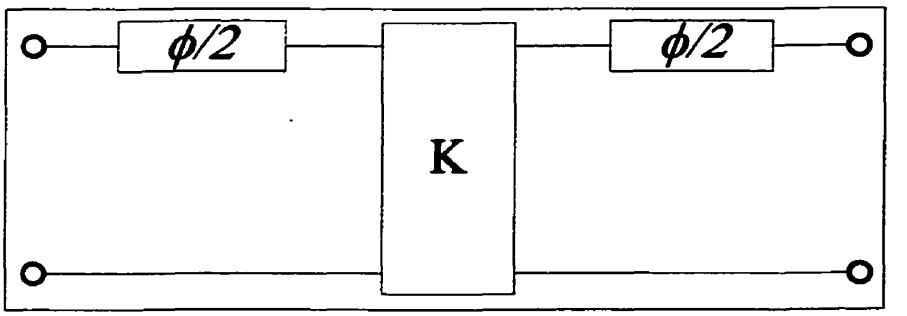

Figure 3.3: Modèle équivalent inverseur des discontinuités NRD

permettant de relier ce dernier modèle à celui en T sont les suivantes :

$$\phi = -\arctan(x_1) - \arctan(x_1 + 2x_2) \tag{3.5}$$

$$\frac{K}{Z_0} = \left|\tan\left(\frac{\phi}{2} + \arctan(x_1)\right)\right| \tag{3.6}$$

Connaissant les paramètres de l'inverseur d'impédance, il est possible de calculer les dimensions du filtre pour les trois configurations étudiées. [3] a développé la méthode et le programme qui sera utilisé pour calculer les dimensions du filtre.

3.2 Choix du matériel et des dimensions

Bien que la conception de filtre fut étudiée considérablement, bien peu a été dit sur la sélection du matériel et des dimensions du guide. Comme nous avons vu au chapitre 1, le guide NRD possède une largeur de bande maximale lorsque la permittivité du ruban de diélectrique est de six fois supérieures à celle du milieu qui l'entoure. Cette largeur de bande est alors de 25%. Toutefois il faut tenir compte que le NRD est un guide dispersif. La figure 1.6 montre la constante de propagation d'un guide NRD par rapport à la fréquence.

Dans un guide rectangulaire, on élimine une partie du début et de la fin de la bande. On obtient ainsi un guide beaucoup moins dispersif. Dans le cas du NRD, il devient difficile de faire de même car la bande est déjà petite. Il importe donc de bien choisir les dimensions du guide de façon à être dans une région linéaire de

la propagation. Prenons le cas qui nous intéresse, un filtre de 1 GHz centré à 28 GHz. La figure 3.4 montre la réponse en fréquence de 3 différents filtres, dont les dimensions ont été choisies afin d'obtenir des bandes de fréquences se terminant à 31, 32 et 33 GHz. Étant donné que les dimensions du guide NRD changent, le filtre est alors conçu dans une région plus ou moins dispersive du guide. La variation des

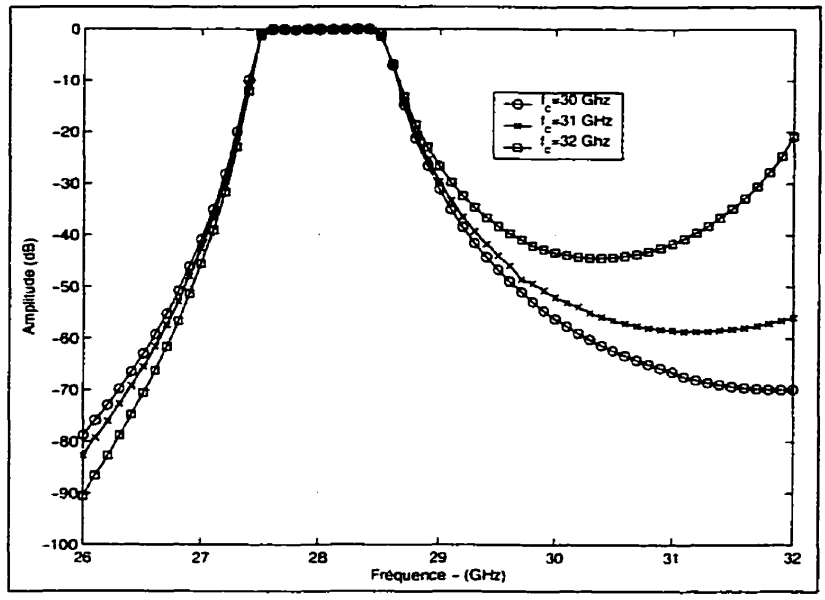

Figure 3.4: Coefficient de transmission de trois filtres dont les fréquences de coupure sont 31, 32, et 33 GHz

dimensions n'affecte pas la bande passante du guide. Pourvu que la bande passante soit dans la région de propagation, il n'y a pas de problème. Toutefois, la fréquence d'apparition du filtre image en est grandement affectée. Lorsque le filtre est conçu au début de la bande passante du guide, il est dans une région ou la constante de propagation croit rapidement avec l'augmentation de la fréquence. La fréquence où

la constante de propagation est deux fois supérieures à celle dans le filtre arrive donc très rapidement et la plage de réjection en est réduite.

À l'opposé, lorsque le filtre est situé vers la fin de la bande passante, la plage de réjection est maximale, car la constante de propagation croit beaucoup plus lentement et de façon linéaire. Un problème, qui n'est pas mis en évidence par le graphique, survient toutefois dans ces circonstances. Étant donné que le filtre est situé à la fin de la bande passante du guide NRD, la fréquence de coupure haute, permettant de respecter la condition de non-rayonnement, est situé près de la bande passante du filtre. Dans une structure fermée, ceci conduit à une réjection réduite. Une solution envisageable est un compromis entre les deux conditions.

La permittivité du matériel affecte aussi les performances du filtre. Étant donné que la largeur de bande maximale est atteinte avec un matériel de premittivité de 6, ce même matériel procurera la meilleur réjection. La figure 3.5 montre le coefficient de transmission de quatre filtres de permittivité différente. Les dimensions de chaque NRD ont été choisies afin d'obtenir une bande se terminant à 32 GHz. Nous voyons sur la figure que le filtre de permittivité $\epsilon_r = 6$ possède la meilleur réjection. Toutefois, la recherche d'un matériel ayant la bonne permittivité, peu de perte et facile à usiner est difficile, voir impossible. Pour la construction du filtre, un polystyrène ($\epsilon_r = 2,54$) à faible perte ($\tan\delta = 0.0005$) sera utilisé.

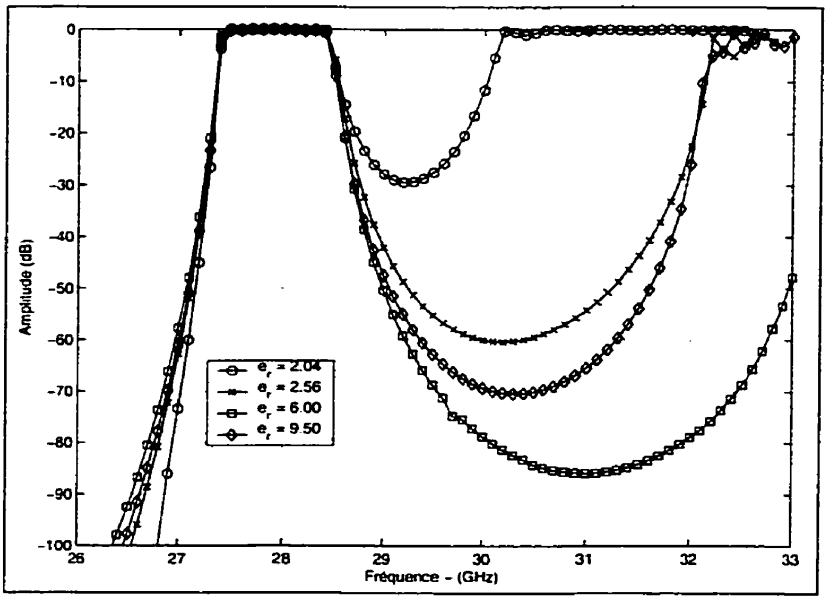

Figure 3.5: Coefficient de transmission de quatre filtres de permittivité différente

Tableau 3.1: Spécifications du filtre à concevoir

fréquence de coupure inférieure	27.4 GHz
fréquence de coupure supérieure	28.45 GHz
Adaptation au port	> 15 dB
Ondulation dans la bande passante	< 1 dB
Perte d'insertion dans la bande passante	1,5 dB

3.3 Conception du filtre

En utilisant la méthode décrite au début de ce chapitre, un filtre ayant les spécifications définies au tableau 3.1 a été conçu.

La structure composée de résonateurs couplés par des espacements d'air a été sélectionnée car elle est simple à construire. Les dimensions finales de la structure sont, respectivement à la figure 3.6, l1=5,705mm, l2=5,928mm, l3=5,957mm, g1=1,211mm, g2=2,651mm et g3=3,199mm. Cette structure est un filtre d'ordre 5

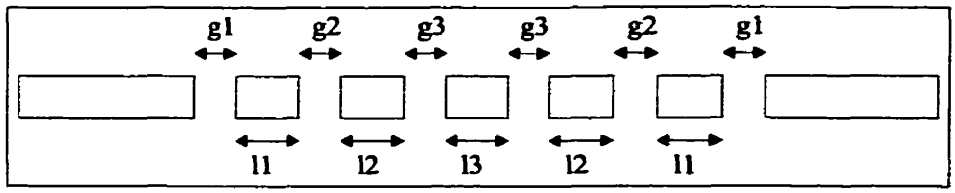

Figure 3.6: Dimensions du filtre NRD

de type Chebychev avec une ondulation dans la bande passante de 0,1 dB. Connaissant les dimensions du filtre, une simulation incluant les pertes diélectriques a été produite. Celle-ci fut simulée à l'aide du logiciel commercial HP HFSS, qui utilise la méthode des éléments finis. Les résultats sont donnés à la figure 3.7. Ils respecte les spécifications fixées. La bande passante, à -3 dB, est comprise entre 27,4 et 28,5 GHz soit une différence de 50 MHz par rapport aux spécifications. Ceci demeure une valeur acceptable. L'adaptation a la porte d'entrée est inférieure à -16,5 dB. L'ondulation dans la bande passante est inférieure à 0,2 dB et les pertes d'insertion sont inférieures à 0,9 dB. Il est à noter que le programme utilisé ne permet pas d'optimiser le coefficient de réflexion. Seule la transmission peut être optimisée. Bien que le filtre respecte les spécifications fixées, il serait possible d'obtenir un coefficient de réflexion près de 20 dB en optimisant adéquatement. Ceci nous conduira, lorsque que plusieurs parties seront cascadées, à une dégradation des pertes de retour.

3.4 Sensibilité de construction

Bien qu'il soit possible de trouver les dimensions d'un filtre très précisément, il est plus difficile de construire avec une aussi bonne précision le circuit final. Il est

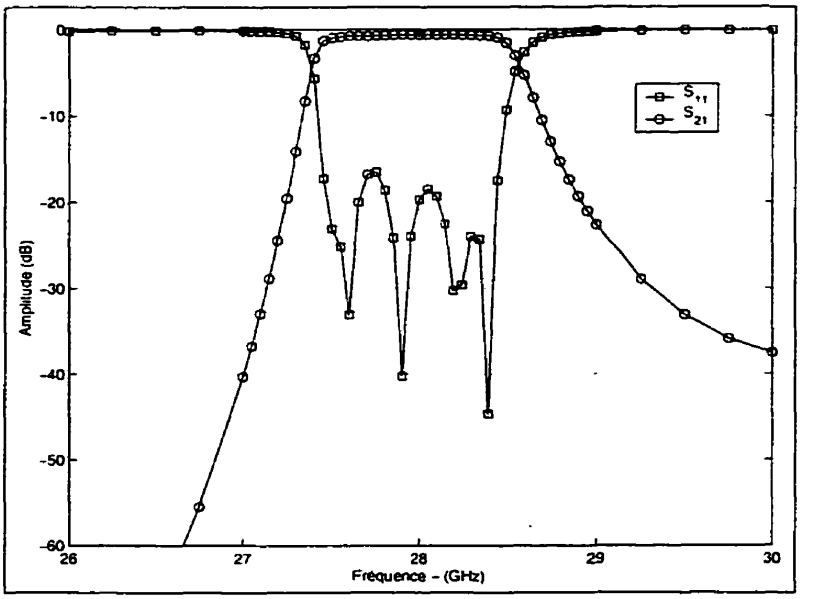

Figure 3.7: Réponse en fréquence du filtre NRD

donc important de connaître la sensibilité de la structure à la variation de différentes dimensions. Ceci nous permettra de porter une attention toute particulière aux dimensions sensibles lors de la construction.

Avec les équipements disponibles au laboratoire, une précision de 0,025 mm (1 mil) peut être obtenue. Nous pouvons donc vérifier l'influence de cette variation sur les différentes dimensions. Trois cas ont été étudiés, soit une augmentation de la hauteur du guide, une augmentation de la largeur du guide ainsi qu'une augmentation de la longueur de chaque résonateur.

La figure 3.8 montre les résultats obtenus pour une variation de plus ou moins 0,025mm de la hauteur du guide. Nous constatons que la variation de la hauteur influence la fréquence centrale du filtre. Pour une variation de plus ou moins 0,025mm,

on obtient une variation de 115 MHz de la fréquence centrale du filtre, soit 0,41%. L'adaptation du filtre n'est pas influencée par cette variation de la hauteur.

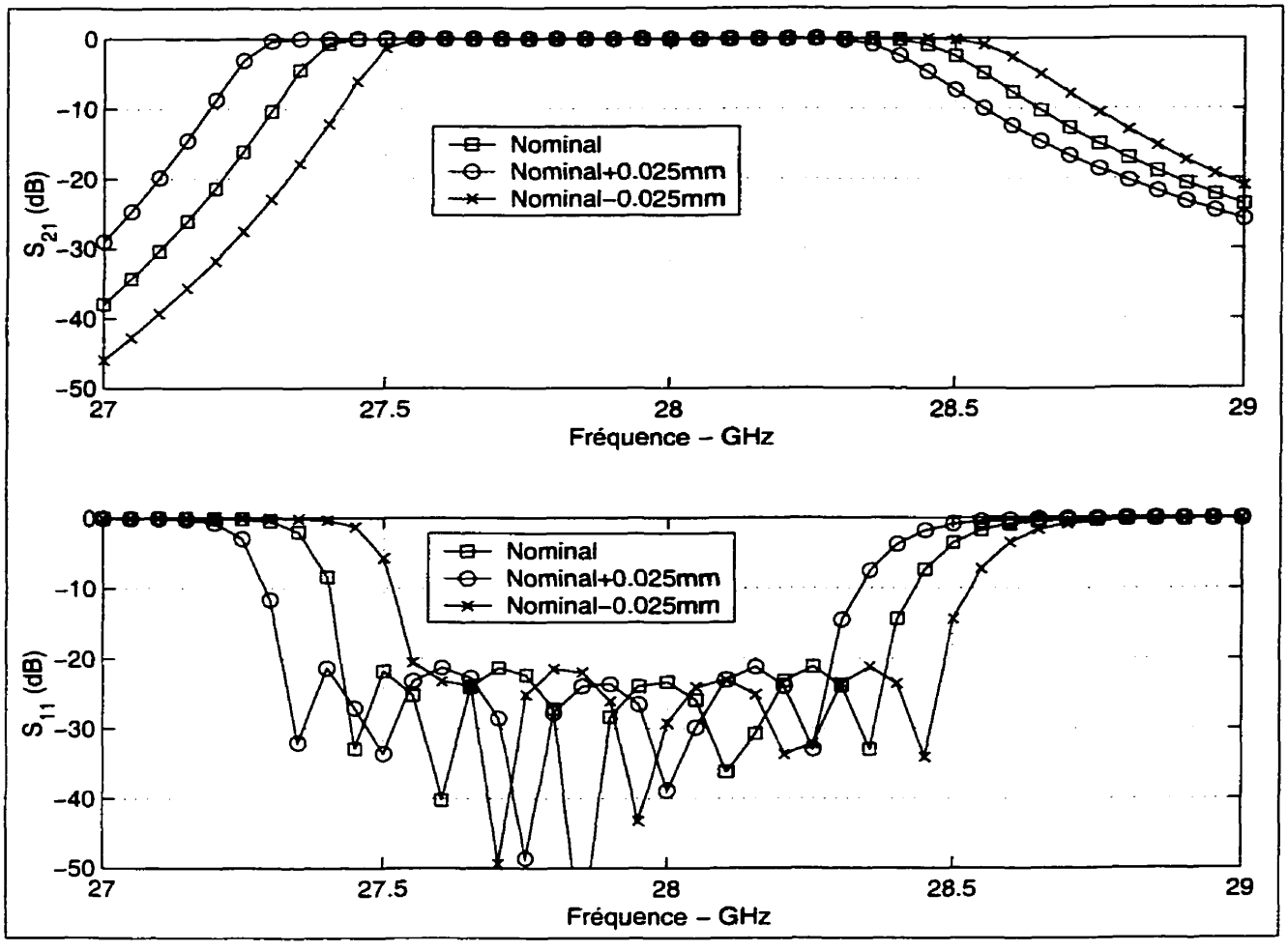

Figure 3.8: Sensibilité de construction de la hauteur de guide NRD

La figure 3.9 montre les résultats obtenus pour une variation de plus ou moins 0.025mm de la largeur du guide. La variation de la largeur influence aussi la fréquence centrale du filtre. Pour une variation de plus ou moins 0,025mm, nous obtenons une variation de 32 MHz de la fréquence centrale du filtre, soit 0,11%. L'adaptation du filtre n'est pas influencée par cette variation de la largeur.

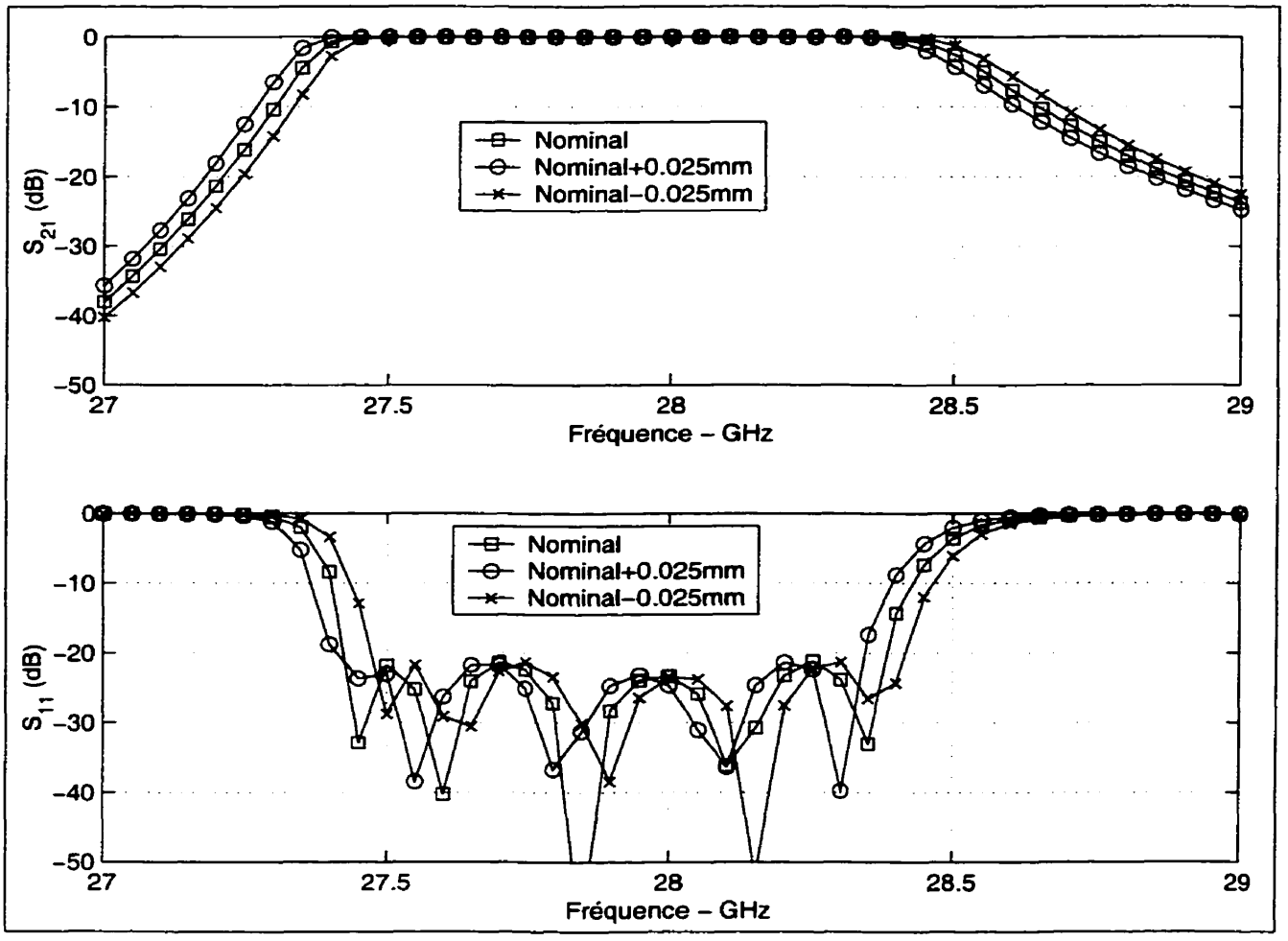

Figure 3.9: Sensibilité de construction de la largeur de guide NRD

La figure 3.10 montre les résultats obtenus pour une variation de plus ou moins 0,025mm de la longueur de chaque résonateur. Contrairement au deux cas précédents, cette variation influence l'adaptation du filtre. Pour une variation de plus ou moins 0,025mm, nous obtenons une variation jusqu'à 4 dB du coefficient de réflexion du filtre. La fréquence centrale du filtre n'est pratiquement pas influencée par cette variation de longueur avec un changement de la fréquence centrale inférieur à 11 Mhz ou 0.039%.

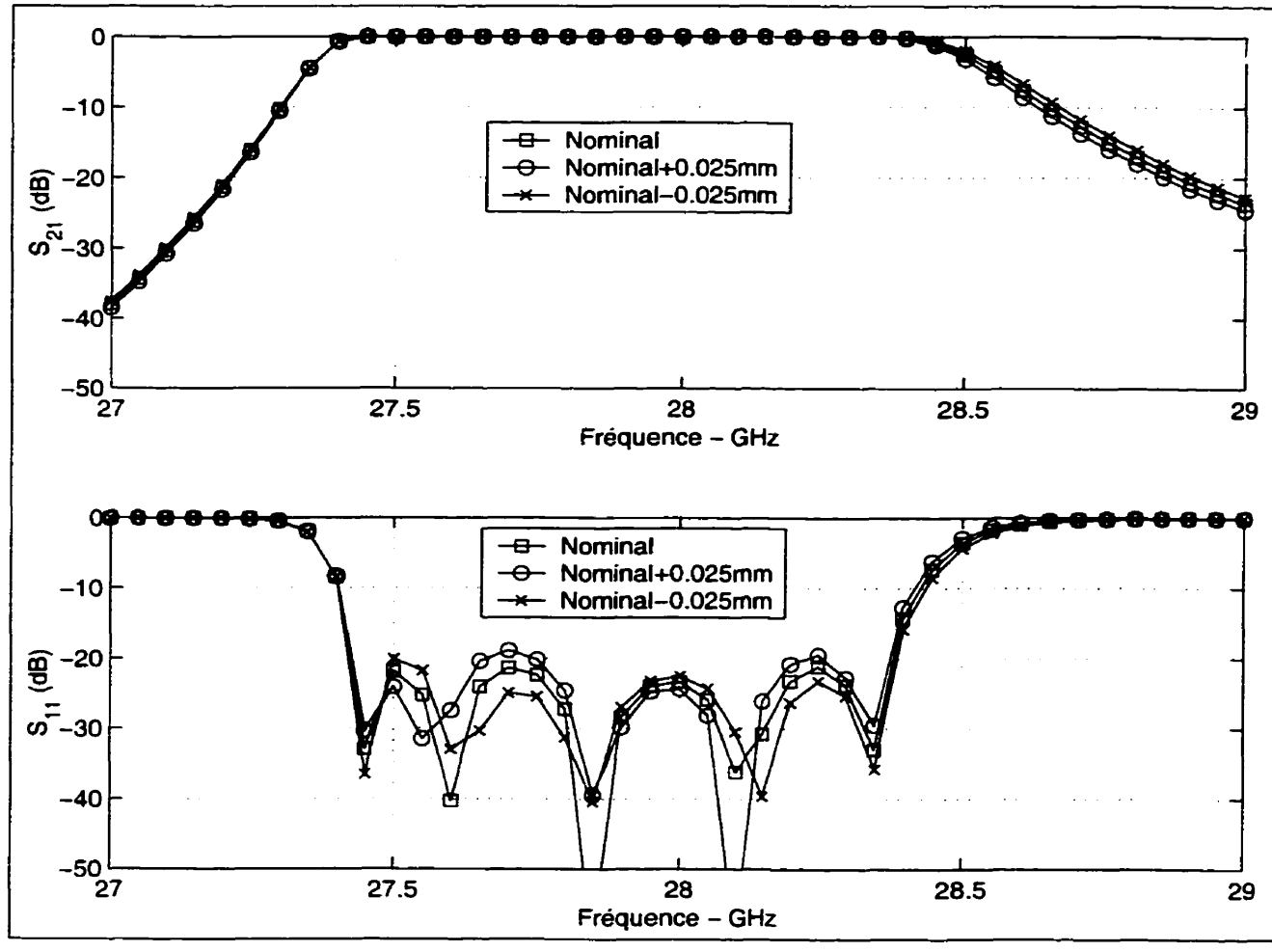

Figure 3.10: Sensibilité de construction de la longueur des résonateurs NRD

Une attention particulière doit donc être portée aux dimensions du guide, tout particulièrement la hauteur. Étant donné que nous ne disposons pas encore d'une méthode permettant d'ajuster la bande passante, le NRD doit posséder une section constante, très près de la valeur désirée.

3.5 Propagation des modes parasites

Contrairement à la majorité des guides d'onde, ce n'est pas le mode dominant qui propage l'énergie dans le NRD mais un mode d'ordre supérieur, le LSM_{10}. Tous les autres modes sont considérés comme parasites. Ceci inclus le mode LSE_{10}, mais aussi tous les modes TE_{x0}, habituellement associés au guide en H. Ceci nous amène une quantité importante de modes dont il faut tenir compte dans la conception de composants NRD.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, les transitions peuvent exciter ces modes parasites. Par exemple, la transition microruban-NRD excite le mode TE_{20} et TE_{40} à partir de 29 GHz, à un niveau de -10 dB. Il est donc important de connaître la réponse du filtre à la propagation de ces modes. La figure 3.11 montre la propagation des modes parasites dans le filtre. Un autre filtre apparait à plus basse fréquence.

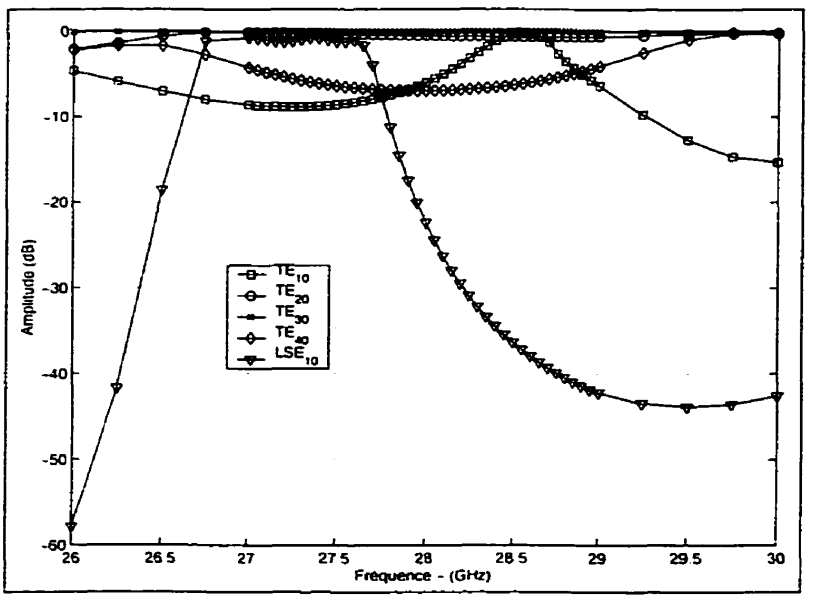

Figure 3.11: Propagation des modes parasites dans le filtre NRD

Il provient de la propagation du mode LSE_{10}. Ce deuxième filtre pourrait créer des problèmes si les transitions excitaient ce mode. La réjection du filtre LSM_{10} serait alors dégradée. Toutefois, d'après les résultats du chapitre 2, nous savons que la transition microruban conçue pour exciter le mode LSM_{10}, n'excite pratiquement pas le mode LSE_{10}, soit à moins de -40 dB. Ce mode ne causera donc pas de problème. Il n'en est pas de même pour les autres modes. En effet, les modes TE_{x0} ne sont pas beaucoup atténués par le filtre. Plus particulièrement, le mode TE_{20} n'est atténué que de 0.5 dB et le mode TE_{40} de 7 dB au maximum. Les transitions étudiées au chapitre 2 excitent ces modes. Ceci causera donc un problème au niveau de la réjection du filtre.

La figure 3.12 montre le coefficient de transmission simulé d'un filtre inséré entre deux transitions. Nous y voyons le filtre compris entre 27,5 et 28,5 GHz. Toutefois, de chaque côté de la bande passante, la réjection se situe autour de -20 dB. La propagation des modes parasites a donc pour effet d'annuler la réjection du filtre. La raison en est fort simple. Partant de la transition, nous savons que celle-ci peut exciter des modes parasites. Ces modes ne sont pas atténués par le filtre et ressortent par la deuxième transition. Ce problème n'avait jamais été soulevé auparavant. Les diverses mesures de filtre publiées dans la littérature ont été faites avec une transition guide rectangulaire-NRD. Cette transition a la particularité de n'exciter que le mode LSM_{10}. De par sa construction, elle agit d'elle-même comme un suppresseur de mode. En cascadant les transitions et un filtre, il n'y a donc pas de dégradation. Cette

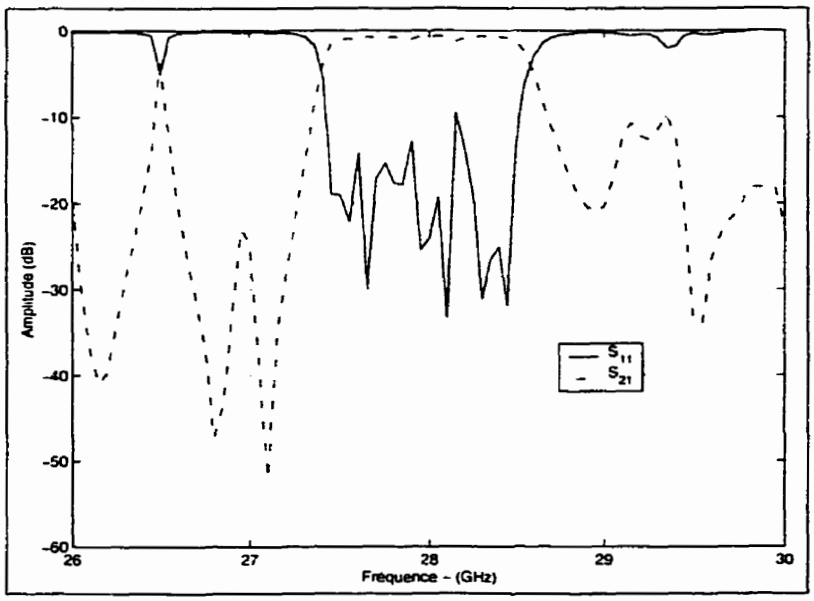

Figure 3.12: Effets de modes parasites sur la réjection du filtre

particularité est cependant perdue en utilisant une transition planaire. Afin de régler ce problème nous devrons introduire un suppresseur de mode. Ce sera le sujet du prochain chapitre.

3.6 Considérations pratiques

Étant donné que le filtre est construit en plusieurs morceaux, il est impératif de trouver une façon d'aligner ces différents blocs. Une technique intéressante a été utilisée pour assembler le tout. Lorsque les transitions sont terminées, un autre masque est appliqué, représentant un négatif des blocs NRD. Une mince couche de métal est ensuite enlevée, laissant une trace plus pâle sur le métal. Cette trace indique exactement l'emplacement de chaque morceau. Un microscope à faible grossissement

est utilisé pour placer les blocs. Cette technique permet d'obtenir une résolution de l'ordre du millième de pouce (0,025 mm).

Comme il a été montré dans ce chapitre, une variation de la hauteur du NRD influence fortement la fréquence centrale du filtre. Le circuit planaire utilise un substrat Duroid de 0,025 mm d'épaisseur. Celui-ci a le désavantage d'être flexible et peut occasionner une variation de la distance entre les deux murs métalliques du NRD. Pour contrer ce problème, un couvercle métallique est vissé sur le dessus du circuit imprimé de façon à comprimer le NRD. La variation de hauteur causée par la flexibilité du circuit imprimé est alors éliminée.

Pour fixer les blocs, une colle epoxy est utilisé. Celle-ci peut aussi introduire une épaisseur supplémentaire de quelques centièmes de millimètre. Cet ajout introduit alors un déplacement de la fréquence centrale de plusieurs megahertz. Une attention particulière doit donc être portée afin de minimiser la couche de colle.

La colle peut aussi être une autre source de problème. Si elle est appliquée entre un ruban de diélectrique et la fente de couplage de la transition microruban, les performances peuvent être largement dégradées. En effet, si la colle utilisée possède des propriétés conductrices la fente n'en est plus une et il n'y a plus de couplage. Plus simplement, si sa permittivité est très différente de celle du NRD, la transition est alors altérée et fonctionne moins bien. Pour éviter ces problèmes, aucune colle n'a été apposée près des fentes de couplage.

CHAPITRE 4

SUPPRESSEUR DE MODES

Les modes parasites, le TE_{20} et le TE_{40} dans notre cas, sont responsables de la dégradation de performances du filtre NRD intégré avec les transitions planaires. Afin d'éviter la propagation de ces modes indésirables, il convient d'introduire un suppresseur de modes. La conception de celui-ci fera l'objet du présent chapitre.

Dans un premier temps, nous analyserons les travaux déjà effectués sur les suppresseurs de modes. Ces travaux portent essentiellement sur l'élimination du mode LSE_{10}. Ensuite nous présenterons trois différentes structures, soit le suppresseur quart-d'onde, le suppresseur progressif et le suppresseur simplifié. Ce dernier est présenté afin de surmonter le problème de construction lié aux formes complexes du suppresseur progressif, tout en gardant des performances supérieures au suppresseur quart-d'onde. Nous terminerons par les résultats des mesures et les considérations pratiques.

4.1 Rappel historique

Étant donné que le NRD supporte plusieurs modes, les suppresseurs ont déjà fait l'objet de recherches. En 1989, [33] en publie la première description. Composée d'une bande de métal insérée dans le plan H du mode LSM_{10}, cette structure permet d'atténuer le mode LSE_{10} de 20 dB. Le problème rencontré avec ce suppresseur est

la possibilité d'exciter un mode TEM. En effet, la structure peut être vue comme une ligne microruban suspendue entre deux plaques métalliques. On tente d'éliminer cet effet en utilisant des lignes quart-d'onde. En 1996, [14] améliore le suppresseur en le dimensionnant de façon à ce qu'il agisse comme un filtre passe-bas pour le mode TEM. À l'aide d'une optimisation numérique il réussit à obtenir une suppression supérieure à 30 dB.

Ce suppresseur s'attaque au problème créé par le mode LSE_{10}. Celui-ci peut être généré dans diverses structures comme une jonction en T ou un circulateur. Dans le problème qui nous intéresse, ce mode ne pose pas de problème, car il n'est excité qu'à -40dB. C'est le TE_{20} et le TE_{40} qui doivent être réduits. Les suppresseurs mentionnés plus haut n'agissent pas sur ces modes. En effet, pour le mode LSE_{10}, le champ électrique est maximal en x=0, tandis que pour les modes TE_{20} et TE_{40}, il est nul. Un mur électrique en x=0 empêchera donc le LSE_{10} de propager et aura un effet négligeable sur nos modes parasites. Afin de régler le problème qui nous intéresse, une autre solution doit être trouvée.

4.2 Conception du suppresseur

Nous pouvons utiliser le même type d'approche pour construire un suppresseur TE_{20} et TE_{40} que pour un LSE_{10}. En plaçant un mur électrique de chaque côté du NRD, la propagation des modes parasites sera fortement atténuée. En ajoutant ces murs électriques, on revient à un guide rectangulaire de dimension a x b rempli

de diélectrique. Le problème de suppression de mode revient alors à concevoir une transition de guide rectangulaire à NRD. Celle-ci effectuera en même temps la suppression des modes parasites. La figure 4.1 montre la correspondance des champs électromagnétiques entre le mode LSM_{10} du NRD et le mode TE_{10} du guide rectangulaire. Cette ressemblance est d'ailleurs utilisée dans la conception de transition

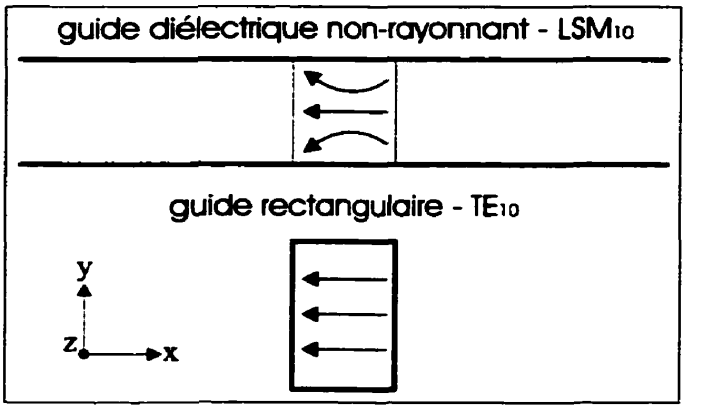

Figure 4.1: Comparaison du champ électrique du NRD et du guide rectangulaire

guide rectangulaire-NRD. Le suppresseur sera composé de trois parties. Partant du NRD, une transition permet de passer au guide rectangulaire. Une section de guide est ensuite ajoutée pour atténuer suffisamment les modes parasites. Finalement une deuxième transition permet de revenir au NRD. La transition en question peut-être vue comme une adaptation d'impédance. Il faut adapter ensemble deux lignes de transmission d'impédance différente. Avant d'étudier les différentes structures, il convient de définir les concepts d'impédance qui seront utilisés dans l'adaptation.

4.2.1 Définition de l'impédance

Le concept d'adaptation d'impédance est habituellement utilisé dans les cas ou deux medium de transmission de même nature sont utilisés. Par exemple, il est très simple d'adapter deux lignes microrubans d'impédance différente. Toutefois, lorsqu'on veut joindre deux lignes de transmission différentes, la situation est un peu plus complexe. En effet, il ne suffit pas de raccorder un câble coaxial et un guide rectangulaire de meme impédance pour obtenir une bonne transition. La correspondance des champs électromagnétiques doit être vérifée.

Dans le cas qui nous concerne, nous désirons adapter un guide rectangulaire et un NRD. Comme nous l'avons vu à la figure 4.1, il y a une bonne correspondance entre les champs électriques pour les deux structures. Mais avant d'utiliser une adaptation d'impédance, une autre condition doit être satisfaite. Il ne doit pas y avoir de discontinuité dans la valeur de l'impédance lorsque l'on passe d'une structure à l'autre.

Comme il a été vu au chapitre 1, l'impédance peut prendre plusieurs définitions. Pour l'impédance caractéristique du mode LSM, la définition tension-puissance a été adoptée. Celle-ci permet d'obtenir une définition unique de l'impédance en tout point sur le guide diélectrique. Cependant, dans le guide rectangulaire, on utilise l'impédance d'onde définie par le ratio entre le champ électrique transversal et le

champ magnétique transversal qui est donné par :

$$Z_o = 120\pi \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \tag{4.1}$$

Pour effectuer une adaptation d'impédance il faut utiliser la même définition d'impédance. L'impédance modale du mode LSM, défini à l'équation 1.22 sera donc utilisé dans les calculs suivants. Afin de vérifier la continuité de l'impédance pour les deux structures, un graphique montrant la valeur de l'impédance à 28 GHz en fonction de la distance comprise entre le NRD et les murs électriques, a été tracé. La figure 4.2

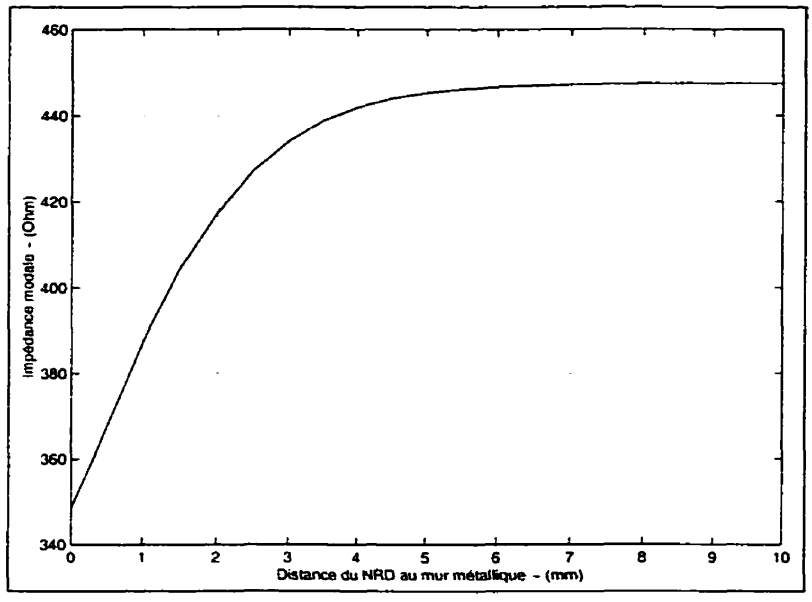

Figure 4.2: Variation de l'impédance en fonction de la distance des murs électriques

nous permet de faire deux constatations. Premièrement, il n'y a pas de discontinuité dans la valeur de l'impédance en variant la distance des murs électriques. Ceci prouve que le mode LSM_{10} se transforme bien en mode TE_{10} lorsqu'on réduit la structure.

Il sera donc possible d'utiliser l'adaptation d'impédance. Deuxièmement, la variation de l'impédance est beaucoup plus forte lorsque les murs sont proches du NRD que lorsqu'ils sont loins. Il faudra donc porter une attention particulière à cette zone ou une plus grande désadaptation peut survenir.

4.2.2 Adaptation quart-d'onde

La structure proposée est illustrée à la figure 4.3. En utilisant le concept d'im-

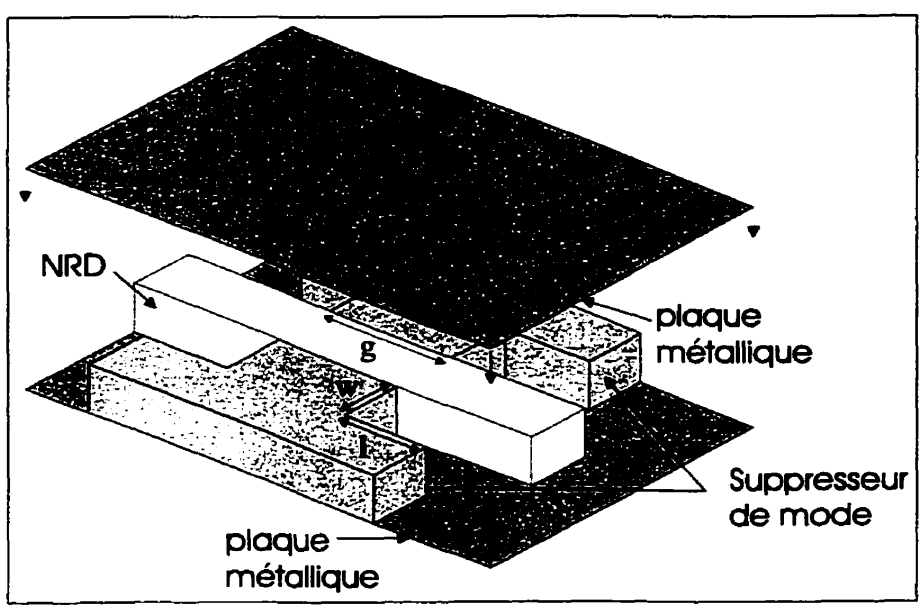

Figure 4.3: Suppresseur de mode avec adaptation quart-d'onde

pédance qui a été défini, nous pouvons adapter les deux tronçons. Le principe de l'adaptation quart-d'onde consiste à insérer un tronçon dont la longueur électrique est 90 degré et dont l'impédance est :

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_1 Z_2} \tag{4.2}$$

Dans le cas qui nous intéresse, soit un NRD construit en polystyrène dont la permittivité est 2,54 et de dimension égale à 4,572x4,267 mm^2, l'impédance du NRD est 447,5 Ω et l'impédance du guide rectangulaire est 348,5 Ω à 28 GHz. Il faut donc utiliser un guide d'impédance caractéristique de 395 Ω. Pour obtenir cette impédance, la distance des murs électriques, w, doit être de 1,22mm. Nous obtenons alors un guide dont la constante de propagation est de 410,2. Il suffit alors d'utiliser une longueur l de 3,83mm afin d'obtenir une ligne de 90 degré de longueur électrique. Ceci conduit à une bonne approximation de la solution finale. Toutefois, il faut faire une optimisation de la structure, car différentes approximations induisent des erreurs. Les discontinuités, par exemple, agissent comme des charges réactives et changent la longueur effective du transformateur quart-d'onde.

À l'aide de la méthode des éléments finis et du logiciel commercial HP-HFSS, la longueur du transformateur et sa distance par rapport au NRD ont été optimisés. Les dimensions finales de la transition sont : w=0,81mm et l=2,96mm. Pour obtenir un suppresseur complet, il faut mettre deux transitions dos-à-dos séparées par une longueur g de guide d'onde. En ajoutant une deuxième transition, les performances seront dégradées. Pour minimiser cet effet, la longueur g doit être d'un quart de longueur d'onde afin que les réflexions provenant des deux transitions soient en opposition de phase. On parvient ainsi à minimiser la réduction de largeur de bande de fonctionnement.

Utilisant encore la méthode des éléments finis, nous obtenons le coefficient de

transmission et de réflexion des modes supportés. La figure 4.4 montre les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure. Pour un demi-suppresseur, une adaptation de -20 dB sur près de 2 GHz, soit de 27.1 à 29, est obtenue. Pour le suppresseur complet, la largeur de bande a été réduite environ de moitié soit de 27,1 à 28.25 GHz. Cette réduction est causée par la mise en cascade des deux transitions. Ce suppresseur permet d'atténuer les modes parasites d'au moins 55 dB. Il serait possible d'augmenter l'atténuation des modes parasites en allongeant la distance entre les transitions (g). Un guide de trois-quarts de longueur d'onde permettrait d'améliorer la suppression mais réduirait encore la largeur de bande. Les performances du filtre en seraient alors affectées.

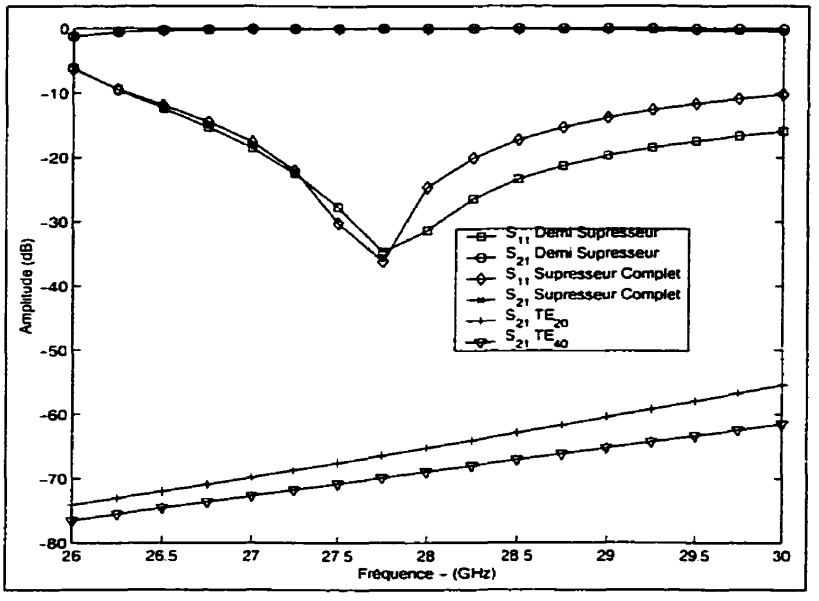

Figure 4.4: Résultats du suppresseur de modes quart-d'onde

4.2.3 Adaptation progressive

Le transformateur quart-d'onde permet d'adapter la transition guide rectangulaire-NRD et réduit fortement les modes parasites. Il a cependant le désavantage de ne pas offrir une large bande d'opération. Pour améliorer cette caractéristique, une autre méthode doit être envisagée, l'adaptation progressive. La figure 4.5 montre le schéma de la structure. Plusieurs travaux ont été faits sur ce type de transition. En 1956, [16]

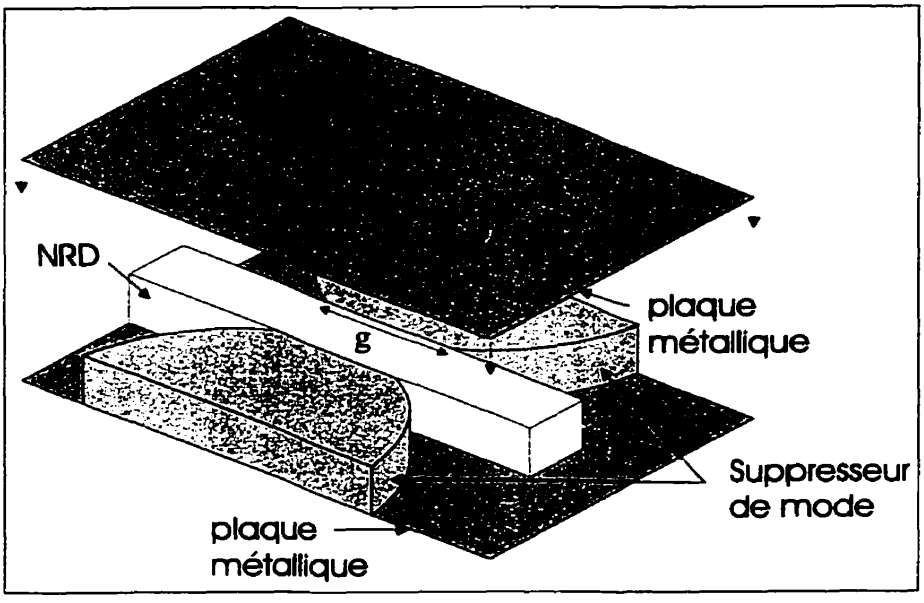

Figure 4.5: Suppresseur de mode avec adaptation progressive

publie une méthode permettant d'obtenir une adaptation optimale. En effet, pour une longueur de transition donnée, cette méthode conduit à un coefficient de réflexion minimal ou bien pour un coefficient de réflexion donné, elle donne une longueur de transition minimale. Elle a cependant le désavantage de présenter des discontinuités, qui peuvent effectuer des transferts de modes. Pour éviter ces transferts, une transition qui ne possède pas de discontinuité est requise. En 1972, [12] publie une

transition quasi optimale sans discontinuité. Sa méthode conduit, pour un coefficient de réflexion donné, à une longueur légèrement supérieure à celle de [16]. L'impédance en fonction de z est trouvée en solutionnant :

$$\ln Z_m(z) = \frac{1}{2}\ln(Z_1 Z_2) + \frac{1}{2}\ln\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right) G(B, z) \tag{4.3}$$

où

$$G(B, z) = \frac{B}{\sinh(B)} \int_0^z I_0(B\sqrt{1 - z^2})dz \tag{4.4}$$

où $I_0(x)$ représente la fonction de Bessel modifiée de premier ordre. B est trouvé en solutionnant :

$$B = \sqrt{(\beta l)^2 - 6.523} \tag{4.5}$$

Nous obtenons ainsi un profil d'impédance en fonction de z. Celui-ci doit ensuite être ramené à un profil physique. Il suffit alors de trouver la distance des murs électriques qui permet d'obtenir cette impédance et ce pour plusieurs points tout le long du suppresseur. Plus le suppresseur est long, plus il fonctionnera à basse fréquence. Dans notre situation, le suppresseur doit fonctionner à partir de 27 GHz. La transition finale a une longueur de 12,7mm et est composée de 26 points calculés. Les dimensions

Tableau 4.1: Dimensions du suppresseur progressif

l_i (mm)	g_i (mm)	Impédance(Ω)	l_i (mm)	g_i (mm)	Impédance(Ω)
9.93	0	438.4	1.78	4.42	405,67
8.26	0.05	438.35	1.52	4.93	399,02
7.62	0.10	438.29	1.27	5.49	391,43
6.99	0.18	438.15	1.02	6.12	382,85
6.35	0.30	437.91	0.76	6.91	373,66
5.72	0.51	437,47	0.51	7.87	363,80
5.08	0.79	436,66	0.38	8.46	358,80
4.45	1.17	435,19	0.33	8.74	356,90
3.81	1.68	432,57	0.25	9.44	354,30
3.18	2.34	428,04	0.19	9.73	352,03
2.54	3.18	420,50	0.13	10.34	349,85
2.29	3.56	416,35	0.06	11.15	347,67
2.03	3.96	411,44	0	12.7	345,50

calculées pour le suppresseur sont données au tableau 4.1 et la notation est illustrée à la figure 4.6.

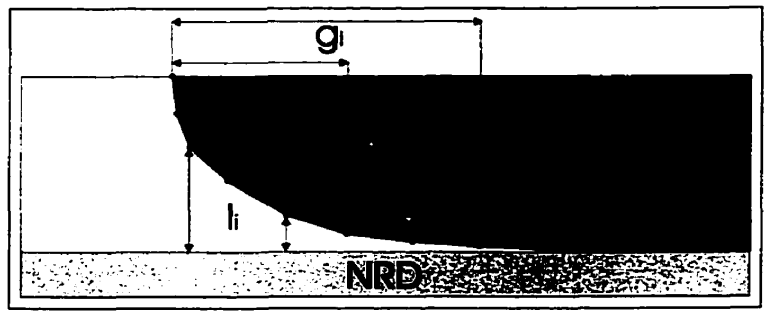

Figure 4.6: Notation des dimensions calculées du suppresseur progressif

Connaissant la longueur du guide permettant d'obtenir un quart-d'onde, on peut simuler le suppresseur au complet. Toujours avec la méthode des éléments finis, le coefficient de transmission et de réflexion des modes supportés est simulé. La figure 4.7 montre les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure pour un demi-suppresseur et le suppresseur complet. Pour le demi, nous obtenons une

adaptation de -20 dB à partir de 26.9 GHz et l'adaptation reste bonne sur toute la bande simulée. Pour le suppresseur complet, nous voyons l'apparition d'une nouvelle résonance. Celle-ci provient du tronçon quart-d'onde. L'adaptation reste inférieure à -20 dB de 26,65 jusqu'à la fréquence supérieure simulée, 30 GHz. Les modes parasites sont atténués au-dessus de 105 dB. Comparativement au suppresseur quart-d'onde, celui-ci démontre une plus grande largeur de bande ainsi qu'une suppression largement supérieure.

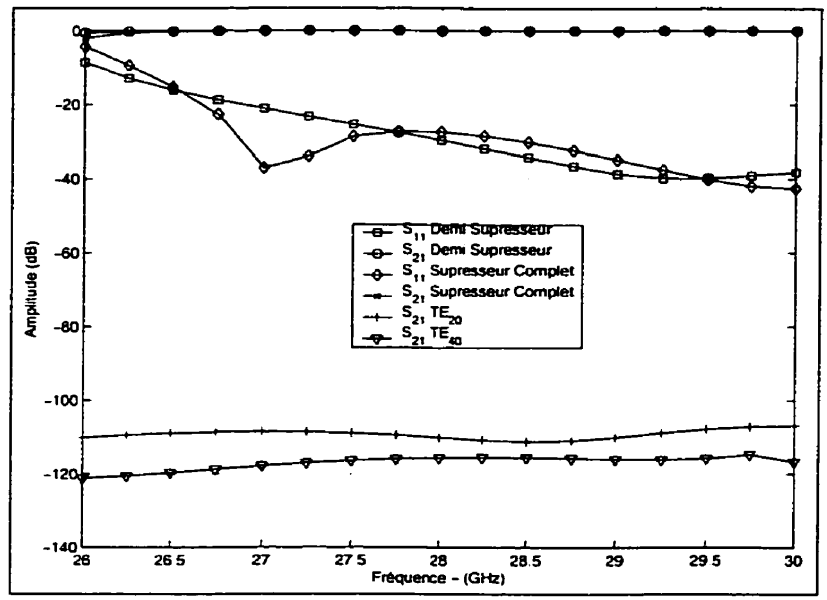

Figure 4.7: Résultats du suppresseur de modes progressif

4.2.4 Adaptation simplifiée

La méthode développée par [12] permet de concevoir un suppresseur ayant d'excellentes performances. Toutefois, il est obligatoire d'utiliser une machine numérique pour le construire, à cause de sa forme spéciale. Cette machine n'est malheureuse-

ment pas disponible au laboratoire au moment où ces recherches ont été conduites. La méthode d'adaptation quart-d'onde est très simple et facile à implémenter. Elle conduit toutefois à un suppresseur ayant une largeur de bande très petite. Pour améliorer cette caractéristique, il serait possible de cascader plusieurs discontinuités du genre. La largeur de bande serait alors augmentée. Toutefois, le suppresseur en question serait très long, ce qui est un gros désavantage. Étant donné que le diélectrique du NRD possède des pertes, il est dans notre intérêt de garder la structure la plus courte possible.

Il existe une autre possibilité, celle de construire un suppresseur à partir d'un cylindre. Lorsqu'on regarde le suppresseur de la figure 4.5, nous constatons une certaine ressemblance entre le profil de la structure et un arc de cercle. Comme l'illustre la figure 4.8, une partie d'un cylindre peut être utilisée pour concevoir le suppresseur. Pour obtenir les meilleures performances, il suffit d'optimiser le rayon r du cylindre et c, la longueur de la partie qui est enlevée. Comme pour le profil de Klopfenstein ou de Hecken, plus le rayon du cylindre est grand, meilleure est l'adaptation. En effet, le profil d'impédance étant plus progressif, l'adaptation est meilleure. Toutefois, il faut se limiter pour ne pas avoir un suppresseur trop long. Après une optimisation, les dimensions suivante ont été sélectionnées, r=21.59mm et c=0,86mm. Avec cette structure, nous perdons un degré de liberté. Il est en effet impossible d'optimiser la distance entre les deux transitions. Les coefficients de réflexion et de transmission sont donnés à la figure 4.9. Nous obtenons une adaptation à -20 dB de 27 à 29 GHz.

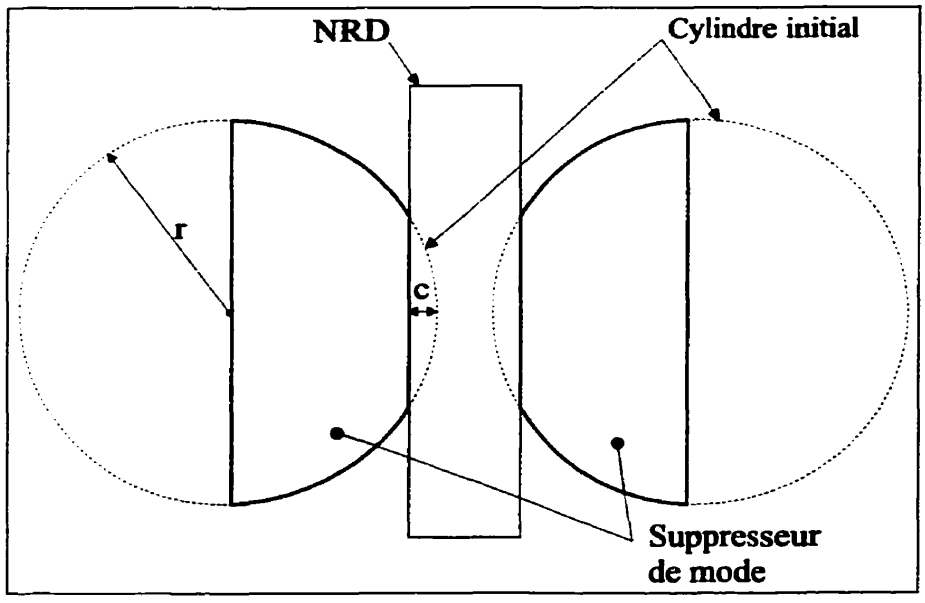

Figure 4.8: Structure du suppresseur dérivée d'un cylindre

Ce suppresseur est donc supérieur au quart-d'onde. Les modes parasites sont atténués à plus de 100 dB. Il est simple à construire et fourni de bons résultats, il sera donc utilisé dans le circuit final.

Avant de construire le circuit, une simulation premettant de vérifier les qualités de suppression de la structure a été faite. Un filtre inséré entre deux transitions microruban a été simulé avec et sans suppresseur. Les résultats sont donné à la figure 4.10. Sans le suppresseur la réjection est de 10 dB à 29.3 GHz. cependant, avec le suppresseur, elle est de 35 dB. La structure est donc fonctionnelle et un prototype sera construit afin de mesurer ses performances.

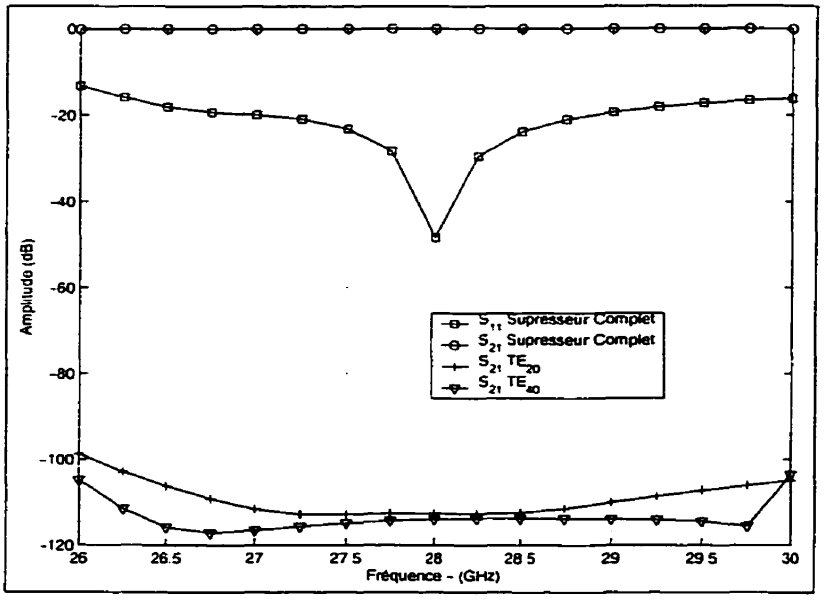

Figure 4.9: Résultats du suppresseur de modes simplifié

4.3 Construction et mesures

La construction du suppresseur demande quelques précautions. Le suppresseur est construit en deux morceaux et placé dans le boîtier métallique contenant le NRD. S'il existe un espacement entre le suppresseur et les plaques métalliques de chaque côté du NRD, il se crée alors un transfert vers un mode car la structure n'est plus symétrique. Il s'ensuit de fortes pertes d'insertion dans la structure.

Afin de remédier à ce problème, le suppresseur est collé au boîtier avec de la pâte d'argent. La surface supérieure est ensuite machinée pour être exactement de la même hauteur que le boîtier. Il faut finalement s'assurer que la hauteur du NRD ne dépasse pas celle du suppresseur. Le NRD peut toutefois être légèrement moins élevé sans causer de problème majeur. La figure 4.11 montre l'influence de cette hauteur pour les situations en causes, le NRD plus haut de 0,05 mm et le NRD moins haut de 0,05

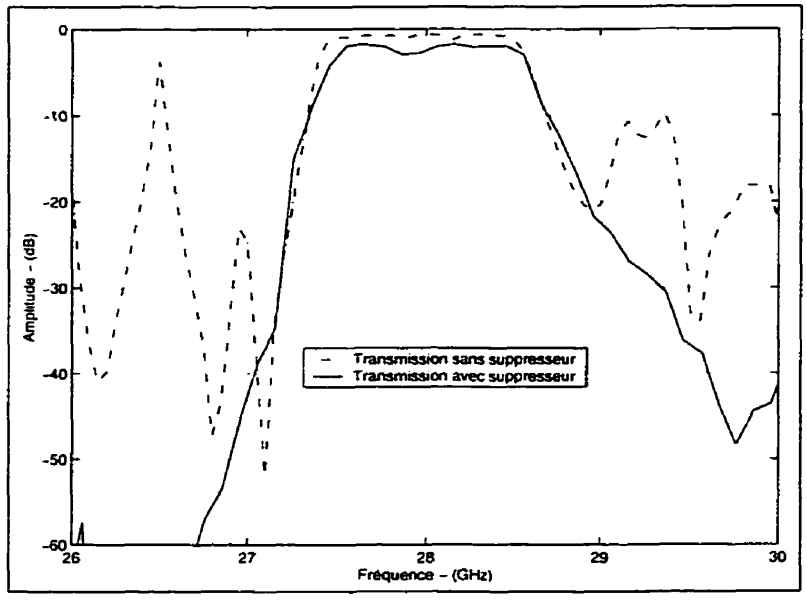

Figure 4.10: Résultats simulé d'un filtre avec et sans suppresseur

mm. La courbe est très peu modifiée lorsqu'on enlève 0,05 mm au NRD. Toutefois, si celui-ci est plus haut de 0,05 mm, les performances sont fortement changées. Il se produit alors une conversion de mode causée par le faible espacement entre le suppresseur et la plaque métallique du NRD.

Une fois le suppresseur bien en place, nous pouvons mesurer la structure entière. En mesurant le suppresseur avec le filtre NRD, nous sommes en mesure de voir si l'atténuation des modes parasites a bien lieu. La figure 3.12 nous a exposé les effets des modes parasites sur la réjection du filtre en la réduisant à -20 dB. Il sera possible de comparer ces résultats avec ceux obtenus avec le suppresseur. La figure 4.12 montre la structure mesurée. Celle-ci est composée de deux transitions microrubans, d'un filtre NRD et d'un suppresseur de mode.

Les résultats mesurés sont donnés à la figure 4.13. La réjection du filtre est amé-

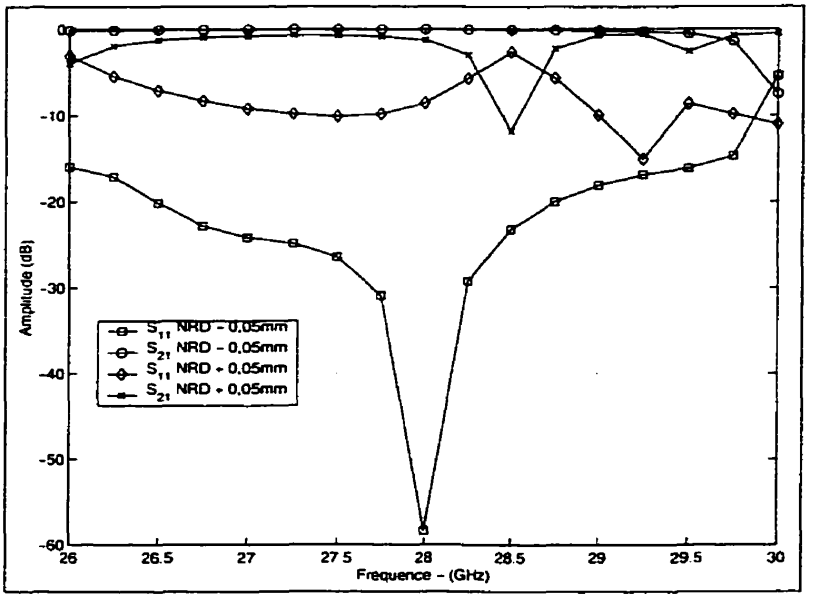

Figure 4.11: Effet de la variation de la hauteur du NRD sur le suppresseur

lioré de façon notable. Celle-ci est supérieure à -40 dB pour toute la bande mesurée. De plus les résultats de la simulation correspondent bien aux résultats mesurés, permettant de valider la méthode utilisée. Une dégradation du coefficient de réflexion à 28 GHz apparait. Ce phénomène semble être causé par la position du suppresseur par rapport à la transition. Étant donné que le suppresseur est très près de la transition, il influence celle-ci. Cependant, le suppresseur étant collé au boîtier, il est impossible de le déplacer.

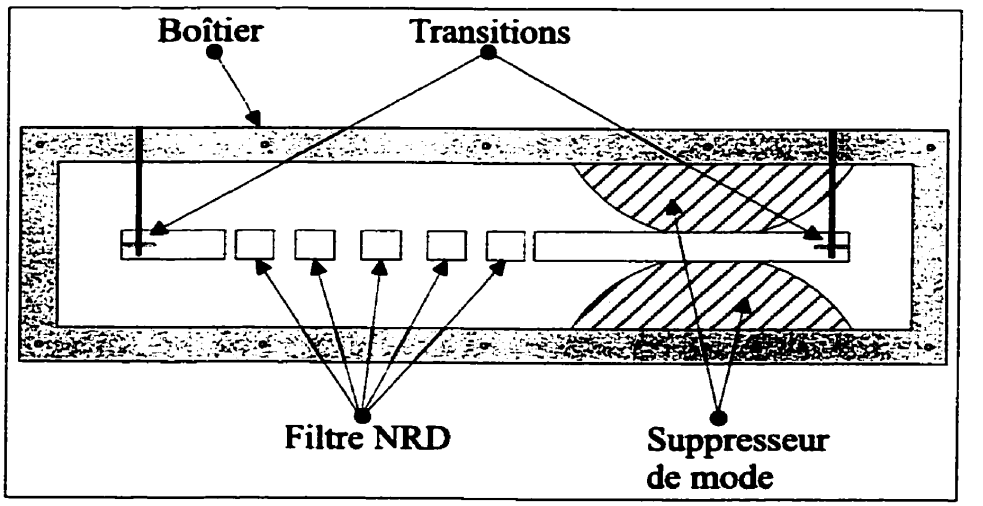

Figure 4.12: Structure mesurée comprenant 2 transitions, un filtre et un suppresseur

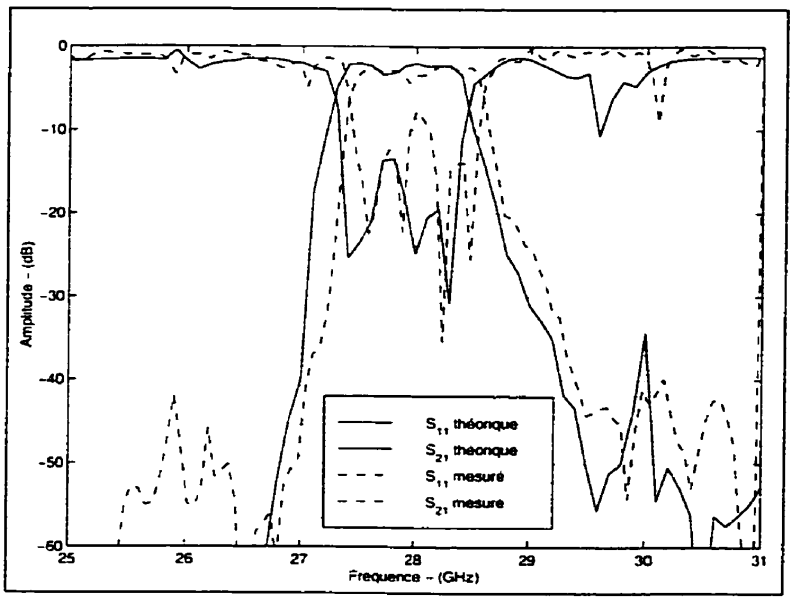

Figure 4.13: Résultats mesurés de la structure montrée à la figure 4.12

CHAPITRE 5

INTÉGRATION DE L'AMPLIFICATEUR

Jusqu'à présent, nous avons seulement traité des circuits passifs, soit les transitions, les filtres, et les suppresseurs. Une autre classe de circuits permet de réaliser des fonctions totalement différentes, les circuits actifs. Le meilleur exemple de ce type de circuits est sans aucun doute l'amplificateur. Présent dans tous les systèmes de communication, il est de loin le composant actif le plus utilisé. Dans un système de communication complet, plusieurs types d'amplificateurs sont utilisés. Deux catégories très importantes sont l'amplificateur faible bruit (LNA) et l'amplificateur de puissance (PA). Heureusement, il existe une vaste littérature concernant la conception de ces dispositifs [9, 20].

La figure 5.1 illustre la partie haute fréquence d'un système de transmission/réception. Partant de l'antenne, le canal est divisé en deux, un canal pour la transmission et un pour la réception. Deux filtres, un pour chaque canal, permettent de sélectionner les bandes de fréquence désirées. Du coté de la réception, un amplificateur faible bruit est utilisé afin d'amplifier le signal reçu sans trop dégrader le rapport signal sur bruit. Ensuite un mélangeur permet de ramener le signal à une fréquence intermédiaire. Du coté de la transmission, le signal à fréquence intermédiaire est monté en fréquence à l'aide d'un mélangeur. Un amplificateur de puissance permet ensuite d'augmenter la puissance du signal à transmettre. Comme le montre la figure 5.1, notre but final est

d'intégrer l'amplificateur faible bruit et le filtre. Dans ce chapitre, nous traiterons

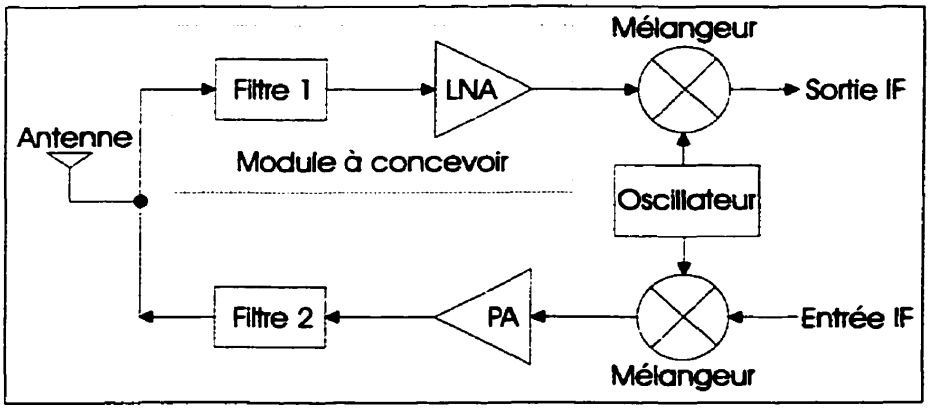

Figure 5.1: Schéma bloc de la partie haute fréquence d'un émetteur récepteur

de l'intégration d'un amplificateur fonctionnant à 28 GHz. Les trois types de ligne de transmission, dont nous avons précédemment vu les transitions avec le NRD, seront étudiés afin d'effectuer l'assemblage de l'amplificateur. Nous terminerons par les considérations pratiques de constructions et les mesures.

5.1 Intégration active

Les amplificateurs fonctionnant à 28 GHz ne peuvent être réalisés en éléments distribués, comme on le fait à 5 GHz. Ils sont donc construit en utilisant les techniques de fabrication de circuit intégré micro-ondes (MMIC). Ces circuits intégrés doivent ensuite être assemblés sur un support et reliés à l'ensemble du système. Cette intégration est différente selon la ligne de transmission utilisée. Dans cette section, nous présenterons les différentes structures permettant d'intégrer un amplificateur

MMIC à la ligne microruban, la ligne coplanaire et la ligne à fente. Les avantages et inconvénients des trois solutions seront discutés.

5.1.1 Ligne microruban

La structure permettant de relier un amplificateur à une ligne microruban est montrée à la figure 5.2. Pour intégrer l'amplificateur, on doit percer un trou dans le

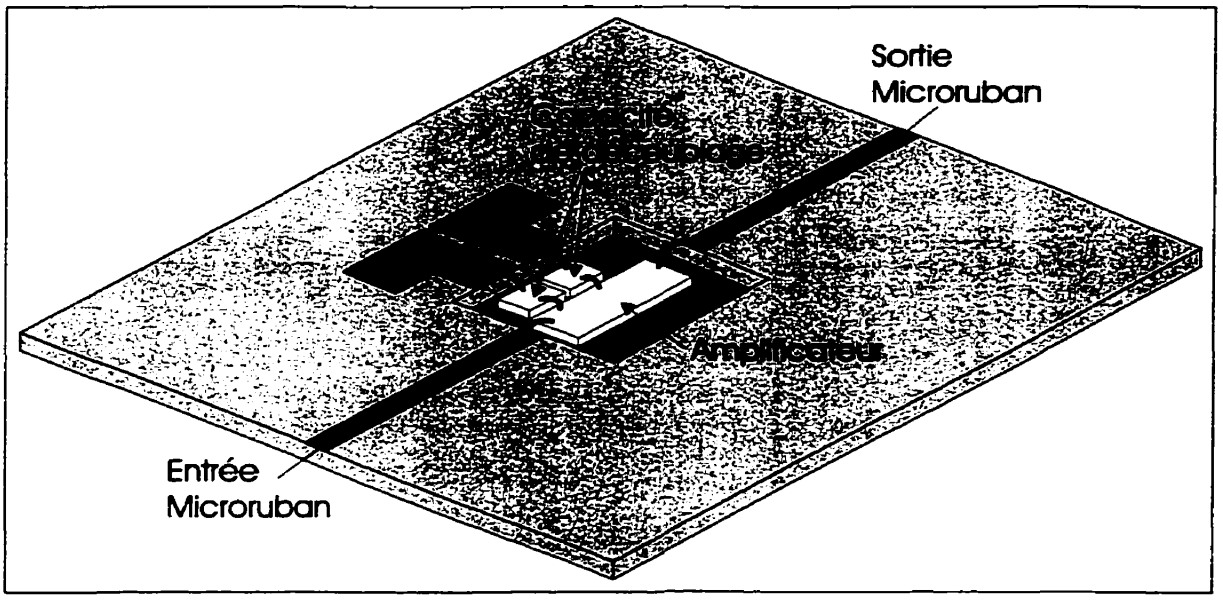

Figure 5.2: Intégration de l'amplificateur sur une ligne microruban

substrat, afin que l'amplificateur repose directement sur le plan de masse. Le circuit imprimé est déposé sur une base métallique qui servira de support pour l'amplificateur. Celui-ci est monté, ainsi que les capacités de découplage, sur la base et collé avec de la pâte d'argent. Il est finalement relié à l'alimentation et au microruban avec de petits fils d'or.

Cette technique possède une certaine complexité car le substrat doit être coupé

selon une certaine forme. Pour ce faire, on utilise un poinçon carré de 2,8mm de côté. Il est donc impossible d'utiliser un substrat de céramique car celui-ci ne peut être percé de cette façon. Pour utiliser un substrat de céramique, il faudrait avoir deux circuits imprimés différents pour l'entrée et la sortie. Le plan de masse du NRD aurait alors une discontinuité qui générerait des modes parasites, ce qui est à éviter à tout prix. Toutefois, cette technique à l'avantage de permettre une excellente dissipation de la chaleur car l'amplificateur est monté directement sur un bloc de métal.

5.1.2 Ligne coplanaire

La ligne coplanaire réside sur un seul côté d'un circuit intégré. De par ce fait, un amplificateur peut être monté sans avoir à percer le diélectrique. Le figure 5.3 montre la structure permettant l'intégration de l'amplificateur avec une ligne coplanaire. Étant donné que le plan de masse est du même côté que la ligne, l'amplificateur peut-être monté directement sur le substrat. Ceci en fait une technique plus simple que celle de la ligne microruban. On peut alors utiliser un substrat de céramique sans aucun problème. L'avantage majeur du substrat de céramique réside dans ses faibles pertes diélectriques. Toutefois, avec cette technique l'amplificateur est monté sur une mince couche de métal (0,025mm), la dissipation de la chaleur est donc plus difficile. Pour un amplificateur faible bruit, où la puissance en jeux est faible, cela ne pose pas de problème. Il serait cependant difficile de monter un amplificateur de puissance de cette façon.

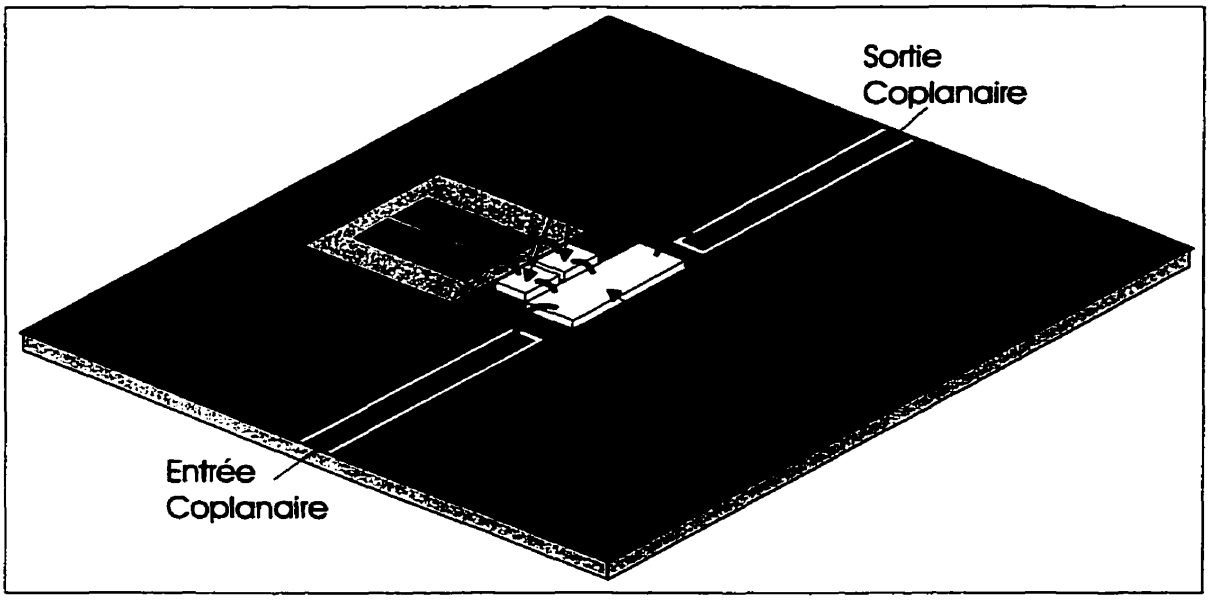

Figure 5.3: Intégration de l'amplificateur sur une ligne coplanaire

5.1.3 Ligne à fente

La ligne à fente possède une différence fondamentale par rapport aux deux lignes dont nous avons parlé précédemment, elle est balancée. En effet, les lignes microrubans et coplanaires possèdent un plan de masse ce qui en fait des lignes non balancées, c'est-à-dire que la tension est nulle sur le plan de masse et maximum sur la ligne. Pour la ligne à fente, il n'y a pas de plan de masse. Il est donc impossible de monter un amplificateur directement sur une ligne à fente sans avoir de fortes pertes.

Une solution permettant d'intégrer des circuits actifs aux lignes à fente consiste à utiliser un balun. La figure 5.4 illustre deux exemples [25, 28]. Ces deux structures permettent de ramener la ligne à fente aux deux structures précédemment discutées, soit la ligne microruban et la ligne coplanaire. Il est ainsi possible d'intégrer un amplificateur en utilisant les méthodes précédemment décrites. Nous pouvons

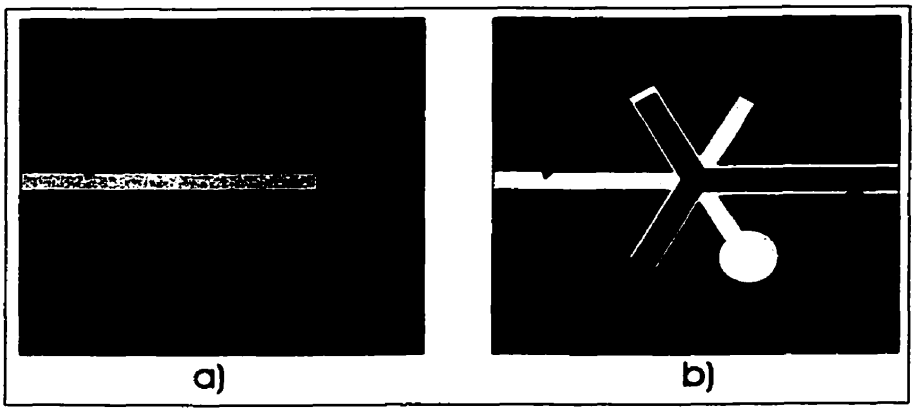

Figure 5.4: Schéma de balun : a) Ligne à fente à Microruban [25] b) Ligne à fente à Coplanaire [28]

alors choisir, selon les contraintes, quelle type d'intégration est la plus souhaitable. Cette technique possède cependant le désavantage d'ajouter une transition et donc de diminuer les performances globales.

5.2 Construction et mesures

La ligne microruban, bien que légèrement plus compliqué que la ligne coplanaire, fourni une bonne méthode d'intégration. Elle avait été sélectionnée au chapitre 2 pour effectuer la transition et comme elle n'introduit pas de désavantage majeur, nous pouvons y intégrer l'amplificateur sans problème.

L'amplificateur utilisé est le ALH244C de la compagnie TRW. Il permet d'obtenir un gain de 12 dB et une adaptation supérieure à 15 dB. la figure de bruit de cet amplificateur est un peu élevée, soit 3,5 dB. Ce n'est donc pas un bon amplificateur faible bruit. Il est cependant difficile d'acheter des cicuits MMIC en petite quantité. Les prix sont alors très élevés et les compagnies ne sont pas intéressées à vendre

moins de dix circuits. Étant donné qu'il était déjà disponible au laboratoire, nous l'avons sélectionné malgré ses performances légèrement inférieures à celles désirées.

La structure construite et mesurée est donné à la figure 5.5. L'amplificateur a été intégré en suivant la technique illustrée à la figure 5.2. L'ensemble fut mesuré sur l'analyseur de réseau à l'aide d'une monture Wiltron et d'une calibration TRL.

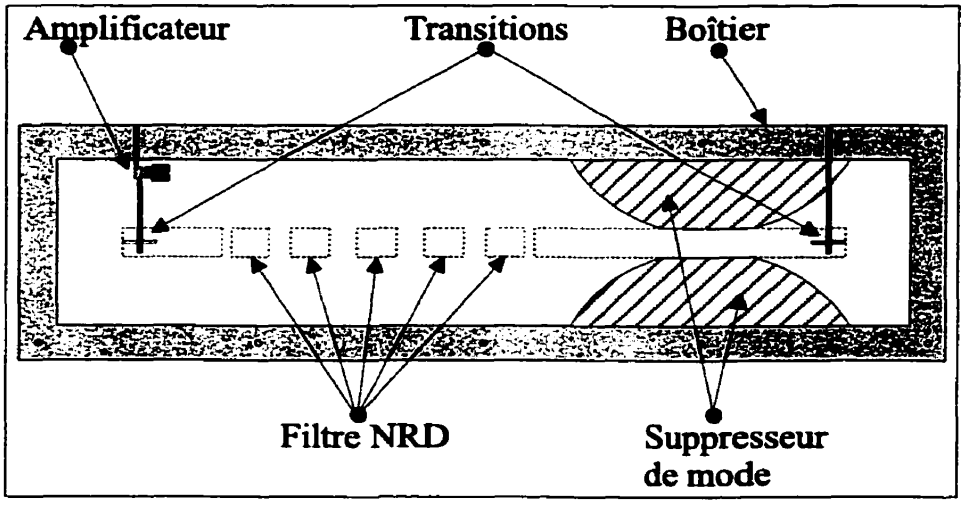

Figure 5.5: Structure mesurée comprenant deux transitions un filtre un suppresseur et un amplificateur

La figure 5.6 montre les résultats simulés et mesurés de la structure. De façon générale, les coefficients simulés et mesurés sont assez proches. Le gain est inférieur à la valeur simulée d'environ 2 dB. Cette différence s'explique par les variations de dimensions engendrées à la construction et l'assemblage, principalement au niveau du suppresseur de mode. L'adaptation suit assez bien la valeur simulée.

Le module complet, intégrant les transitions, le filtre, le suppresseur et l'amplificateur, se comporte comme prévu. La technologie d'intégration hybride est donc prometteuse. Exactement la même topologie peut-être utilisée pour intégrer un am-

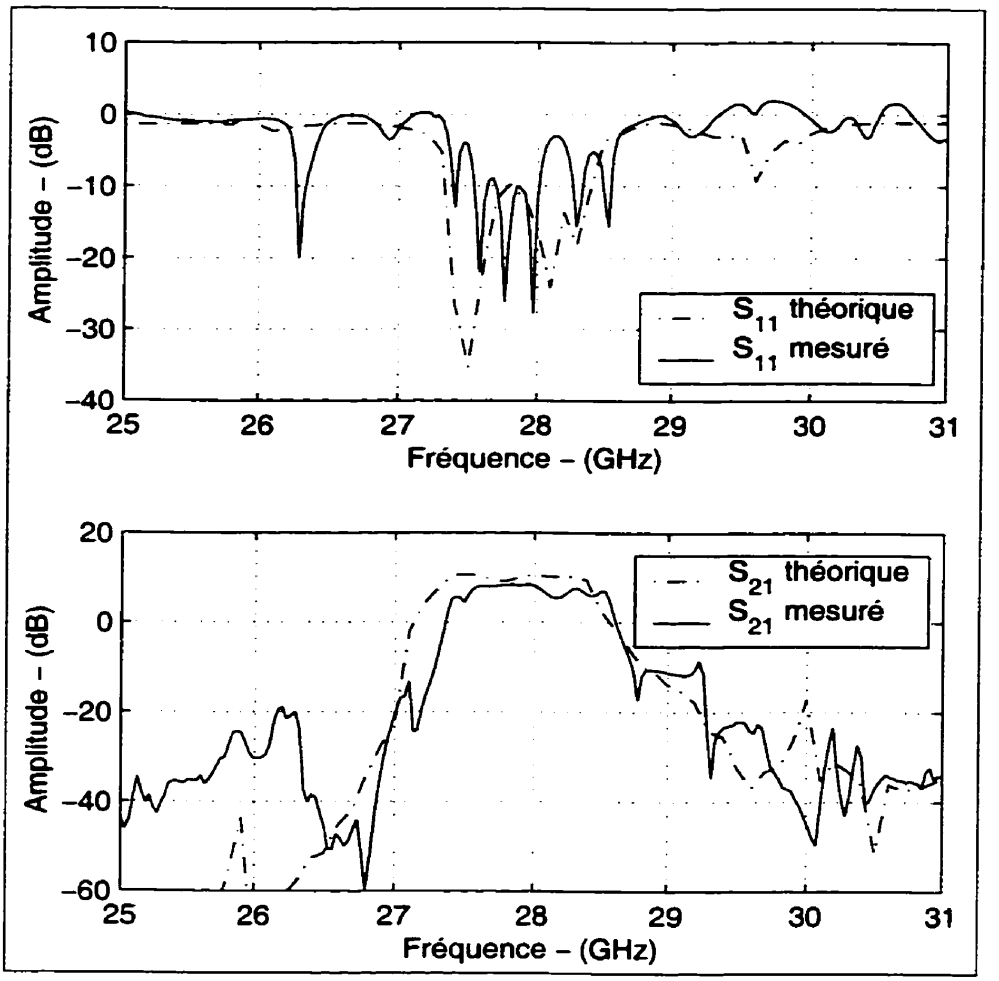

Figure 5.6: Résultats simulés et mesurés du circuit complet

plificateur de puissance. En effet, en regardant la figure 5.1, on remarque la correspondance entre la branche de réception qui a été construite et celle de transmission.

CONCLUSIONS ET RECOMMANDATIONS

Nous avons présenté dans ce mémoire les étapes détaillées permettant de concevoir un filtre NRD intégré à un amplificateur MMIC. Plus particulièrement, nous avons rappelé la théorie générale relative au NRD. Par la suite, nous avons étudié les différentes configurations de transitions permettant l'intégration hybride entre les circuits planaires et le NRD. Les caractéristiques et performances de la ligne microruban, la ligne coplanaire et la ligne à fente ont été décrites et la ligne microruban a été sélectionnée pour l'intégration. Ensuite, nous avons présenté les différents aspects relatifs à la conception et la construction du filtre. Ceci nous a conduit au problème causé par les modes parasites. Ils sont excités par la transition mais ne sont pas atténués par le filtre. Ils déteriorent donc la réjection du filtre. Une solution a été proposée au chapitre 4, en utilisant un suppresseur de mode. Différentes configurations ont été proposées, dont une optimale mais le suppresseur simplifié a été sélectionné, pour sa facilité de construction. Dans le dernier chapitre, nous avons présenté les différentes techniques permettant de monter un amplificateur MMIC sur les trois lignes de transmission les plus utilisées. Un circuit intégrant toutes les structures étudiées (transitions, filtre, suppresseur et amplificateur) a été construit et mesuré. Les performances mesurées correspondent bien à celles simulées et attestent du potentiel de l'intégration hybride.

Nous avons démontré que la technique d'intégration hybride planaire et non-

planaire possède plusieurs avantages. Elle permet de soutirer les points forts de chaque technologie tout en évitant leurs points faibles. Les composantes NRD possèdent peu de pertes mais ne peuvent être directement intégrées aux circuits actifs. En intégrant un circuit planaire, nous pouvons ajouter toute la partie active et ainsi intégrer un récepteur complet. De plus, chaque coté du NRD peut être utilisé pour l'intégration, réduisant ainsi la taille du circuit. Étant donné que le NRD est fabriqué en polystyrène, le circuit est facile à construire et très peu dispendieux. Cette méthode est très intéressante pour concevoir des émetteurs/récepteurs de faible dimension, à faible coût. Avec l'avènement du standard LMDS dans la bande de fréquence Ka, nous remarquons qu'il est difficile de trouver une solution à la fois performante et peu coûteuse. Le NRD couplé à l'intégration hybride permet de rencontrer ces deux objectifs ce qui rend cette technologie très attrayante.

Quelques problèmes doivent toutefois être surmontés lors de la construction. L'alignement des différentes parties n'est pas toujours facile et requiert un attention particulière. Dans le cas des résonateurs NRD, ces difficultés peuvent être surmontées en concevant un filtre en un seul bloc. L'alignement du NRD et des transitions reste cependant une étape délicate. Un masque spécial, dessinant la forme du NRD sur le circuit imprimé, aide à coller le NRD avec une précision suffisante.

Le circuit imprimé demande aussi une précision importante, parfois difficile à réaliser au laboratoire. Aux fréquences d'intérêt, les structures ont parfois moins de 0.25mm et la précision de construction est de 0.025mm. Il est alors possible d'avoir

un circuit avec une erreur de 10%. Pour remédier à ce problème, plusieurs circuits doivent être construits et mesurés à l'aide d'un microscope afin de sélectionner celui dont les dimensions sont les plus proches de celles du circuit désiré. En utilisant un procédé MHMIC, comme celui disponible au laboratoire, il est possible d'obtenir une résolution de l'ordre de $3\mu m$.

5.3 Travaux futurs

En ondes millimétriques, la précision des structures doit être de l'ordre du micron. Cette précision est requise pour obtenir les coefficients d'adaptation requis, ainsi que la bande de fréquence désirée. L'utilisation d'une machine numérique améliorerait les résultats sous plusieurs facettes. Premièrement, le filtre NRD pourrait être taillé avec la précision requise pour éviter tout décalage en fréquence. Deuxièmement, le suppresseur optimal serait utilisé, ce qui améliorerait les pertes de retour. Finalement, tout le boîtier pourrait être machiné en un seul morceau, évitant ainsi les espacements qui créent des transferts de modes.

Du coté des transitions, différentes améliorations pourraient être apportées. La largeur de bande serait augmentée en ajoutant des tronçons d'adaptations sur la ligne microruban et sur le NRD. Avec l'augmentation de la vitesse et de la mémoire des ordinateurs, il sera possible de simuler les transitions avec plus de précision. Il serait aussi intéressant d'étudier l'excitation des modes parasites en fonctions des différents paramètres de la transition, de façon à optimiser leurs réjections. Si on peut diminuer

l'excitation à moins de -40 dB, le suppresseur de mode ne sera plus requis, car deux transitions permettraient la transmission des modes parasites à moins de -80 dB.

Les pertes sont aussi un point très important en ce qui a trait au filtre. La recherche de matériaux possédant moins de pertes est une étape très importante. De plus, en utilisant un matériel dont la premitivité est proche de 6, la largeur de bande serait augmentée et la réjection du filtre serait meilleure. Récemment, la compagnie Advance Ceramics a développé une céramique à très faible perte. De plus, cette céramique peut être machinée avec un outillage conventionnel. La compagnie Kyocera travaille aussi sur un matériel à faible perte. Il serait intéressant de suivre l'évolution de ces matériaux, dans le but de construire des filtres NRD possédant encore moins de pertes diélectriques.

RÉFÉRENCES

[1] ALEI, S., NALLO, C. D., FASCETTI, M., FREZZA, F., GALLI, A., et GEROSA, G. (1996 June). Theoretical and experimental analysis of ferrite circulator resonators in nonradiative dielectric structures. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 3, 1655–1658.

[2] BACHA, A., et WU, K. (1998 November). Toward an optimum design of NRD-guide and microstrip-line transition for hybrid-integration technology. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, MTT-46, 1796–1800.

[3] BOONE, F. (2000). Étude et conception de composants passifs en technologie NRD pour applications en ondes millimétriques. *Thèse de Doctorat.*

[4] BOONE, F., HINDSON, D., CARON, M., ABDULNOUR, J., et WU, K. (1999 Sept.). Design and properties of integrated millimeter-wave bandpass filters using nonradiative dielectric waveguide for broadband wireless system. *SPIE Symposium Digest, Boston.*

[5] BOONE, F., et WU, K. (2000 June). Full-Wave modal analysis of NRD guide T-junction. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 10, 228–230.

[6] COHN, M. (1959 April). Propagation in a Dielectric-Loaded Parallel Plane Waveguide. *IRE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, MTT-7, 202–208.

[7] DAVIDOVITZ, M. (1997 Sept.). A model for slot-coupled nonradiative dielectric waveguide and microstrip line. *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, 7, 388–396.

[8] DAWN, D., et SACHIDANANDA, M. (1990). Analysis ans design of strip line to NRD guide transition. *The 3rd Asian-Pacific microwave Conference Proceedings*, Tokyo, 15–18.

[9] GONZALEZ, G. (1997). *Microwave Transistor Amplifiers analysis ans design.* Prentice Hall.

[10] HAN, L., WU, K., et BOSISIO, R. G. (1996 July). An integrated transition of microstrip to nonradiative dielectric waveguide for microwave and millimeter-wave circuits. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, MTT-44, 1091–1096.

[11] HARRINGTON, R. F. (1961). *Time-Harmonic Electromagnetic Fields.* McGraw-Hill.

[12] HECKEN, R. P. (1972 November). A near-optimum matching section without discontinuities. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, MTT-20, 734–739.

[13] HONG, M., LANFEN, Q., et MINGLI, Z. (1993 February). Analysis and design of a new type NRD-guide E-plane Y-junction circulator. *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 14, 311–317.

[14] HUANG, J., WU, K., KUROKI, F., et YONEYAMA, T. (1996 June). Computer-aided design and optimization of NRD-guide mode suppressors. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 44, 905–910.

[15] HUANG, J., WU, K., WANG, T., et BOSISIO, R. G. (1994 December). Rigorous fields theoritical design and optimisation of novel window-coupled NRD-guide band-pass filters. *APMC*, 1, 79–82.

[16] KLOPFENSTEIN, R. (1956 January). A transmission line taper of improved design. *Proc. IRE*, 44, 31–35.

[17] KUROKI, F., BABA, J., FURUYA, H., et YONEYAMA, T. (1995 September). Nonradiative dielectric-guide FM Gunn oscillator at 60 GHz band. *Electronics and Communications in Japan, Part II : Electronics*, 73–80.

[18] KUROKI, F., et YONEYAMA, T. (1992 July). Millimeter-wave junction circuits using nonradiative dielectric waveguide. *Electronics and Communications in Japan, Part II : Electronics*, 75, 11–18.

[19] KURUP, P. G., et RYDBERG, A. (1999 November). Dielectric connectors for multilayered RF integration. *Microwave and optical technology letters*, 23, 230–233.

[20] MAAS, S. A. (1997). *Nonlinear Microwave Circuits*. IEEE Press.

[21] MALHERBE, J. A. G., et CLOETE, J. H. (1985 June). A transition from rectangular to nonradiative dielectric waveguide. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, MTT-33, 539–543.

[22] MATTHAEI, G., YOUNG, L., et JONES, E. (1980). *Microwave filters, Impedance-matching networks, and coupling structures.* Artech House Books.

[23] MOORE, R. A., et BEAM, R. E. (1957 April). A duo-dielectric parallel plane waveguide. *Proc. NEC*, 12, 689–705.

[24] ROBERTSON, I. D. (1995). *MMIC Design.* IEE Circuits and Systems Series 7.

[25] SCHUPPERT, B. (1988 August). Microstrip/Slotline Transitions : Modeling and Experimental Investigation. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 36, 1272–1282.

[26] TANG, J., et WU, K. (2000 April). Co-layered integration and interconnect of planar circuits and nonradiative dielectric (NRD) waveguide. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, MTT-48, 519–524.

[27] TISCHER, F. J. (1953 December). Microwellenleitung mit geringen verlusten (Waveguides with small losses). *Arch. elekt. Uebertragung*, 7, 592–596.

[28] TRIFUNOVIC, V., et JOKANOVIC, B. (1994 August). Review of Printed Marchand and Double Y Baluns : Characteristics and Application. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 42, 1454–1462.

[29] WU, K., et HAN, L. (1997 June). Hybrid integration technology of planar circuits and NRD-guide for cost effective microwave and millimeter-wave applications. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 45, 946–954.

[30] XU, S. J., ZENG, X. Y., WU, K., et LUK, K. M. (1998 June). Leaky-wave characteristics of trapezoidally shaped NRD-guide suitable for design of millimeter-wave antenna. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2, 659–662.

[31] XU, S. J., ZENG, X. Y., YONEYAMA, T., WU, K., et LUK, K. M. (1999 June). New asymmetrically grooved NRD guide leaky-wave antenna for millimeter-wave application. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1, 183–186.

[32] YONEYAMA, T. (1984). Nonradiative Dielectric Waveguide. *Infrared and Millimeter Waves*, II, 61–98.

[33] YONEYAMA, T. (1989). Millimeter-wave transmitter and receiver using the nonradiative dielectric waveguide. *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, 1083–1086.

[34] YONEYAMA, T., KUROKI, F., et NISHIDA, S. (1984 December). Design of nonradiative dielectric waveguide filters. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, MTT-32, 1188–1192.

[35] YONEYAMA, T., et NISHIDA, S. (1981 Nov.). Nonradiative Dielectric Waveguide for Millimeter-Wave Integrated Circuits. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, MTT-29, 1188–1192.

[36] ZENG, X. Y., XU, S. J., YONEYAMA, T., LUK, K. M., et WU, K. (1999 July). Analysis of leaky characteristics for NRD guide with arbitrary profile of cross-section. *IEEE AP-S International Symposium Digest*, 2, 1282–1285.