

Titre: Etude de l'intégration hybride de structures planaires avec des guides NRD pour des circuits micro-ondes et ondes millimétriques
Title: guides NRD pour des circuits micro-ondes et ondes millimétriques

Auteur: Zifei Ou
Author:

Date: 1997

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Ou, Z. (1997). Etude de l'intégration hybride de structures planaires avec des guides NRD pour des circuits micro-ondes et ondes millimétriques [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.
Citation: <https://publications.polymtl.ca/6726/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/6726/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Ke Wu
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉTUDE DE L'INTÉGRATION HYBRIDE DE
STRUCTURES PLANAIRES AVEC DES GUIDES NRD POUR
DES CIRCUITS MICRO-ONDES ET ONDES MILLIMÉTRIQUES

ZIFEI OU

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

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

AOÛT 1997



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

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

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.

0-612-33168-7

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire est intitulé:

ÉTUDE DE L'INTÉGRATION HYBRIDE DE
STRUCTURES PLANAIRES AVEC DES GUIDES NRD POUR
DES CIRCUITS MICRO-ONDES ET ONDES MILLIMÉTRIQUES

présenté par: OU Zifei

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

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

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

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

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

Remerciements

Je désire sincèrement remercier mon directeur de recherche, le Professeur Ke Wu pour ses encouragements, ses conseils et le support financier qu'il m'a accordé. Je le remercie pour ses instructions qui m'ont aidé à continuer ce travail. Un grand merci.

Je voudrais également remercier le Docteur Songxin Qi et le Docteur Liang Han pour leurs encouragements et leurs aides. Aussi je tiens à remercier M. Hassan Kobeissi pour son aide. Je tiens à remercier Jules Gauthier pour la fabrication et l'assemblage des circuits, et René Archambault pour son aide en informatique.

Enfin, je remercie le président du jury, le Professeur Renato G. Bosisio, et le membre, le Professeur Jean-Jacques Laurin pour leur disponibilité et leurs commentaires.

RÉSUMÉ

Dans cette thèse nous présentons le développement d'une nouvelle technologie hybride basée sur l'intégration de la technologie planaire avec la technologie guide d'onde non rayonnant (NRD). La transition intégrée permettant le couplage par une ouverture entre les circuits planaires et le guide NRD, constitue l'élément clé de l'utilisation de cette nouvelle technologie hybride et sera donc étudiée. Une première conception d'une telle transition ainsi que le modèle théorique et les résultats expérimentaux des performances électriques sont présentés. Une classe de nouveaux résonateurs multi-anneaux utilisant la technologie hybride est alors introduite pour réaliser des circuits à fort facteur de qualité. Ces nouvelles structures fabriquées avec des substrats homogènes ou non homogènes sont analysées en utilisant la méthode des lignes en coordonnées cylindriques. La grande stabilité en fréquence de ces circuits est démontrée numériquement et confirmée par des mesures. Comme exemple de conception de circuits actifs utilisant cette technologie, un oscillateur a été réalisé. Cet oscillateur, utilisant un résonateur multi-anneaux en boucle de contre-réaction, présente d'intéressantes caractéristiques techniques et a le mérite d'être de faible coût pour des applications en ondes millimétriques.

Comme le montre l'exemple de conception et les résultats expérimentaux précédents, cette technologie hybride offre la possibilité, pour les applications de télécommunication sans fil à faible coût, d'utiliser les avantages complémentaires des circuits planaires et des guides NRD sans pour autant introduire d'inconvénients dus à la différence des structures.

ABSTRACT

This thesis presents the development of a newly proposed hybrid technology based on a three dimensional layered design that effectively integrates planar circuits with the NRD-guide. The integrated aperture-coupled transition between planar circuits and the NRD guide, the key to a successful application of this technology, is investigated. The preliminary design and electrical performance is presented with modeling and experimental results. A class of new hybrid planar/NRD multi-ring resonators is introduced for realizing high-Q circuits. Those structures with homogeneous and inhomogeneous substrates are investigated by using the cylindrical algorithm based on the Method of Lines. The high frequency stability is demonstrated with the numerical and measured results. As a design example of the active circuits in this hybrid technology, a class of hybrid integrated planar NRD oscillators are presented. This oscillator using an NRD multi-ring resonator as a build-in feedback loop shows a number of attractive technical features and design merits for low-cost millimeter-wave applications.

Based on these circuit design and experiments, the hybrid technology offers a unique possibility of exploiting inherent complementary advantages of planar structures and NRD-guide while eliminating the potential shortcomings with respect to both dissimilar structures for low-cost wireless applications.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	IV
RÉSUMÉ	V
ABSTRACT	VI
TABLE DES MATIÈRES	VII
LISTE DES TABLEAUX	X
LISTE DES FIGURES.....	XI
CHARPITRE I : INTRODUCTION	1

CHARPITRE II : ANALYSE TECHNIQUE D'UN GUIDE NON	
RAYONNANT NRD	
	5
2.1 Introduction	5
2.2 Principe d'opération et expression des champs du guide.....	7
2.3 L'opération du premier mode.....	12
2.4 Les avantages et les limites de la technologie NRD.....	15
2.5 Conclusion.....	16

CHAPITRE III : UNE TRANSITION À OUVERTURE COUPLÉE DE	
LA LIGNE MICRO RUBAN AU GUIDE NRD	
	17
3.1 Introduction	17
3.2 Description de la transition.....	20

VIII

3.3 La technique de modélisation avec la théorie de la petite ouverture couplante	21
3.4 Résultats théoriques et expérimentaux	31
3.5 Conclusion.....	40

CHAPITRE IV: L'ETUDE D'UN NOUVEAU RESONNATEUR A

MULTI-ANNEAUX UTILISANT LA

TECHNOLOGIE HYBRIDE PLANAIRES ET NRD.. 41

4.1 Introduction.....	41
4.2 Description de l'analyse théorique	43
4.3 Résultats et Discussion.....	52
4.3.1 Le résonateur à disque NRD	53
4.3.2 Le résonateur à anneau guide d'onde NRD	54
4.3.3 Le résonateur multi-anneaux du guide d'onde NRD	58
4.4 Conclusion.....	62

CHAPITRE V: L'OSCILLATEUR HYBRIDE INTEGRÉ

PLANAIRE/NRD

5.1 Introduction	63
5.2 Conception d'oscillateur planaire/NRD	65
5.2.1 Une brève description de la configuration.....	65
5.2.2 Conditions de base pour la conception d'oscillateurs à fréquence fixe.....	65
5.2.3 L'Approche de conception.....	69
5.3 Les résultats expérimentaux	71
5.4 Conclusion.....	76

CHAPITRE VI: CONCLUSIONS.....	77
RÉFÉRENCES	80

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 4.1 Calcul de la fréquence de résonance f (GHz) pour les premiers modes d'un résonateur à disque NRD ayant une section circulaire de rayon R et une hauteur fixe de a , les paramètres sont $\epsilon_r = 2.56$, $R = 11\text{mm}$ et $a = 12.3\text{mm}$	54
---	----

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 La structure d'un guide diélectrique non rayonnant NRD.....	7
Figure 2.2 Le profil des champs pour les modes fondamentaux dans le guide	8
Figure 2.3 Coupe transversale d'un guide NRD.....	9
Figure 2.4 Le diagramme opérationnel du guide NRD avec comme matériel diélectrique, le polystyrène ($\epsilon_r = 2.56$), la région ombrée est la région opérationnelle à mode unique.....	13
Figure 2.5 (a) largeur de bande relative de l'opération à mode unique en fonction de la valeur de a / λ_0 pour polystyrène ($\epsilon_r = 2.56$); (b) la valeur de (b / λ_0) en fonction de a / λ_0	14
Figure 3.1 Les configurations de intégration hybride de circuits planaires et du guide NRD.....	19
Figure 3.2 La géométrie de la transition de la ligne micro ruban au guide NRD	20
Figure 3.3 L'illustration du modèle couplant, le guide d'onde passe à travers un angle de θ	22
Figure 3.4 L'illustration de (a) l'équivalent du mode LSM_{11} dans le guide NRD au mode TE_{10} du guide d'onde rectangulaire, et (b) équivalent de la ligne micro ruban au guide à plateau parallèle.....	29
Figure 3.5 L'illustration de la coupe de haut de la transition de la ligne micro ruban au guide NRD.....	32
Figure 3.6 Une comparaison de la performance électrique calculée et mesurée de la transition de la ligne micro ruban au guide NRD	35
Figure 3.7 La variation de la longueur de la ligne micro ruban avec la position du circuit ouvert au guide NRD $l_w = 3.7$ mm	36
Figure 3.8 La variation de la longueur du circuit ouvert avec la position du NRD	

XII

$l_s = 1.0 \text{ mm}$	37
Figure 3.9 La variation de la longueur l de l'ouverture de largeur $s = 0.5\text{mm}$	38
Figure 3.10 La variation de la largeur s de l'ouverture de longueur respective $l = 0.5\text{mm}$	39
Figure 4.1 Les formes typiques de structures de résonateurs diélectriques multi-anneau	44
Figure 4.2 Procédure de test du résonateur hybride planaire/multi-anneaux NRD	53
Figure 4.3 Fréquences de résonances comme une fonction du rayon moyen R du résonateur à anneau.....	56
Figure 4.4 Variation des fréquences de résonances comme une fonction de la largeur b du résonateur à anneau	56
Figure 4.5(a) Comparaison des résultats numériques des modes résonnantes identifiés avec les résultats mesurés pour S_{11}	57
Figure 4.5(b) La comparaison des résultats numériques des modes résonnantes identifiés avec les résultats mesurés pour S_{21}	58
Figure 4.6 Structure de la partie diélectrique du guide d'onde multi-anneaux NRD	59
Figure 4.7(a) Comparaison de S_{11} entre les résultats numériques des modes du résonateur identifiés et les résultats mesurés	60
Figure 4.7(b) Comparaison de S_{21} entre les résultats numériques des modes du résonateur identifiés et les résultats mesurés	61
Figure 5.1 Configuration de l'oscillateur hybride planaire et NRD	66
Figure 5.2 Diagramme d'un transistor oscillateur	67
Figure 5.3 Eléments du schéma bloc pour l'oscillateur de série à contre réaction.....	71
Figure 5.4 Le spectre de fréquence de l'oscillateur hybride intégré planaire/NRD	73
Figure 5.5 Puissance de sortie de l'oscillateur planaire/NRD en fonction de la tension de polarisation du drain	74

Figure 5.6 Puissance de la sortie de l'oscillateur planaire/NRD en fonction de la tension de polarisation du grille pour une polarisation de drain fixé75

Chapitre I

INTRODUCTION

De plus en plus d'attention a été dirigée vers l'accès à des systèmes de télécommunication sans fil cellulaires, les stations de radio et télévision, les radars, les satellites etc. et les système de communication multimédia incluant LMDS (Local Multipoint Distribution Service), MMDS (Multichannel Multipoint Distribution System) and MMCS (Multichannel Multipoint Communication System) opérant à de très hautes fréquences en micro-ondes et en ondes millimétriques, grâce au coût d'infrastructure considérablement moins élevé. Cette tendance a été accompagnée par l'apparition des nouvelles technologies de faible coût.

La technologie du guide non rayonnant NRD ‘Non radiating dielectric’ devient envisageable dans la conception d'une variété de circuits micro-ondes et ondes millimétriques grâce au caractère non rayonnant, à ses faibles pertes, et la simplicité de fabrication qui est potentiellement moins coûteuse. Cette technologie a été utilisée pour concevoir et fabriquer un grand nombre de circuits intégrés et d'antennes, ce qui a démontré la supériorité de ses performances électriques à des fréquences millimétriques [1, 2 et 3]. Par conséquent, elle a reçu une attention considérable dans la communauté de recherches en micro-onde et dans les secteurs commerciaux. Comparée à d'autres guides diélectriques, le guide NRD peut presque complètement supprimer les composantes

rayonnantes dans les sections courbées et les discontinuités. Il est aussi supérieur aux structures planaires grâce à ses faibles pertes de transmission et son faible coût de fabrication. Il est capable de former une structure intégrée comportant des circuits multiples qui sont compris en ‘sandwiches’ entre deux plaques métalliques parallèles.

Un certain nombre de circuits actifs, amplificateurs et oscillateurs sont conçus en utilisant la technologie hybride planaire avec le guide NRD en utilisant des composants à deux bornes. Dans la plupart des cas, les composants peuvent être insérés sur micro ruban en utilisant le diélectrique du NRD ou à travers une partie de la surface planaire montée [3]. Les signaux sont habituellement dirigés du NRD au circuit planaire auquel les composants actifs sont incorporés. L’adaptation de l’impédance de cette géométrie devient un problème. La séparation entre les deux plaques métalliques, qui est moins que la moitié de la longueur d’onde d’un espace libre, limite la vue transversale de la surface ou la dimension latérale permise. En augmentant la fréquence, il peut en résulter d’extrêmes difficultés. Pour les circuits actifs utilisant des composantes à deux ou trois portes comme FETs ‘Field effect transistor’, HEMTs ‘High electron mobility transistor’, et HBTs ‘Heterojunction bipolar transistor’, il peut être plus difficile ou impossible d’intégrer ces composants dans un montage de circuit planaire devant concorder physiquement dans l’espace du guide NRD exigé. Comme on sait que la technologie planaire est facile à intégrer avec les composants actifs à deux ou trois portes, les lignes de transmissions utilisées sont de type micro ruban ou coplanaires (CPW) ou des lignes à ailettes ‘slot lines’. Les inconvénients de ces lignes de transmission sont les pertes de transmission (diélectrique, ohmiques ou par rayonnement) importantes ce qui limite la conception des circuits et les antennes opérant à de très hautes fréquences. Donc pour la demande de systèmes de communication une combinaison des technologies est nécessaire pour obtenir les avantages des deux technologies. Une nouvelle technologie a été récemment proposée pour éliminer les inconvénients des technologies planaire et le guide NRD opérant à de très haute fréquences.

La structure planaire peut être sous la forme d'une ligne micro-ruban ou CPW ou même de ligne à ailettes. Les circuits planaires peuvent être déposés sur (ou sous) un plan de masse du guide NRD, partageant les plans de masse communs. Les lignes planaires sont reliées au guide NRD par une ouverture couplée et gravée dans le plan de masse. En plus, les circuits planaires peuvent être attachés des deux cotés du guide NRD simultanément. Les deux cotés peuvent être utilisés efficacement pour obtenir un système complètement intégré, conçu aussi compact que possible et sans perte d'espace.

Cette technologie hybride élimine complètement la contrainte de l'espace imposée par le plan hybride existant, et permet la conception de circuits actifs et passifs d'une manière très flexible. Les composants passifs basés sur le guide NRD présentent une haute performance comme le haut facteur de qualité Q, faible perte de transmission, absence de rayonnement et potentiel de faibles coûts de fabrication. Les structures planaires sont utilisées pour faciliter l'incorporation des composants actifs à deux et trois terminaux employant M(H)MICs 'Monolithic (hybrid) microwave integrated circuit'.

A la suite du travail antérieur qui a été fait au laboratoire, plusieurs travaux de recherche sont élaborés concernant de la conception d'une classe de circuits en vue d'améliorer cette technologie d'intégration hybride. Le but de cette étude consiste à intégrer l'avantage des deux techniques pour construire une nouvelle technologie qu'on peut appeler la technologie hybride des circuits planaires avec des guides diélectriques non rayonnants (NRD). En utilisant la nouvelle technologie en doit analyser, concevoir et fabriquer de nouvelles structures. Parmi ces structures, on cite les résonateurs à multi anneaux et les oscillateurs. Comme il est connu que la technologie planaire est mature pour des applications commerciales, elle doit conserver les propriétés désirables de moindre coût, moindre consommation de puissance et de petites dimensions (grandeur/poids) ainsi que la rigidité mécanique. Ce mémoire est organisée comme suit:

- Après une brève introduction générale, le chapitre 2 révèle les avantages techniques de la technologie NRD. Les limites de cette technologie est aussi discutée.
- Le chapitre 3 examine la transition compacte de forme rectangulaire qui fait coupler la ligne micro ruban avec le guide NRD. La théorie de la petite ouverture de couplage est appliquée dans la modélisation en utilisant la méthode des moments. Les résultats théoriques concordent avec les résultats expérimentaux.
- Le chapitre 4 s'intéresse aux résonateurs multi-anneaux en utilisant la nouvelle technologie hybride planaires/NRD. Les structures avec des substrats homogènes et inhomogènes ont été examinés en utilisant l'algorithme en coordonnées cylindriques basé sur la méthode de ligne. Les résultats numériques et mesurés montrent la haute stabilité de la fréquence du résonateur.
- Dans le chapitre 5, nous présentons l'oscillateur en utilisant la nouvelle technologie hybride planaire/NRD. Un résonateur multi-anneaux hybride planaire/NRD est choisi comme circuit de contre réaction dans la conception de cet oscillateur. Cette dernière montre un certain nombre d'avantages et de caractéristiques techniques attrayants par rapport à la conception de l'oscillateur traditionnel ou conventionnel pour les micro-onde à faible coût et dans certaines applications des ondes millimétriques.

Chapitre II

ANALYSE TECHNIQUE D'UN GUIDE NON RAYONNANT NRD

2.1 Introduction

Avec l'avancement rapide de la conception de systèmes de communication sans fil pour micro-ondes et onde millimétrique à faible coûts, compacts, et à faible consommation de courant, la demande pour les circuits intégrés a considérablement augmenté. En général, les lignes de transmission imprimées telles que les lignes micro ruban, et les lignes à ailettes ont été les plus utilisées pour les applications. Cependant, la perte de conduction tout au long des lignes de transmission imprimées ont tendance à augmenter considérablement avec des fréquences d'opération plus élevées. Ceci est un problème pour réaliser une haute performance avec des circuits intégrés. Donc, des diminutions de pertes pour les media guidés, ont été examinées avec l'espoir d'augmenter la performance des circuits intégrés. Les guides d'ondes diélectriques tel que la 'image line' ont été introduits comme candidat pour remplir une telle exigence. Si un guide d'onde diélectrique tel que la ligne image est utilisé, la perte peut être réduite considérablement, mais le rayonnement dans les sections courbées ou les discontinuités de guide d'onde causent un autre problème. La réduction simultanée des pertes de transmission et de

rayonnement a été un but ultime jamais atteint avec la technologie des guide d'onde diélectrique pendant longtemps. Cette perception demeura jusqu'à l'invention du guide d'onde non rayonnant diélectrique NRD. Le guide NRD peut presque complètement supprimer les radiations des discontinuités comme les lignes équerre sans endommager la nature inhérente des pertes faibles au guide d'onde diélectrique.

Le guide NRD ressemble au guide H dans sa structure et son champs de configuration, excepté que la séparation entre les deux plaques métalliques est inférieure à la moitié de la longueur d'onde dans l'espace libre. Dans le guide NRD, un profil de champs électrique est principalement parallèle aux plaques métalliques et la séparation des plaques métalliques est réduite, donc, la radiation parasite est supprimée en-dessous de la fréquence de coupure de tous les modes. Cette situation est différente de celle du guide H conventionnel dont les plaques métalliques sont séparés par la distance de quelques longueurs d'onde pour réaliser une faible perte de transmission ainsi que la suppression du rayonnement.

Le guide NRD peut être rigoureusement analysé pour obtenir les équations de conception. D'après l'analyse théorique, on peut obtenir les expressions des champs, le diagramme opérationnel, les courbes de perte de transmission et la bande d'opération du premier mode en fonction de plusieurs paramètres structurels et opérationnels.

Puisque la technologie du guide NRD a démontré sa supériorité par rapport aux autres structures planaires et non planaires, elle a attiré une attention considérable dans la communauté de recherche en micro-onde ainsi que dans les secteurs commerciaux. Néanmoins, cette technologie peut montrer ses lacunes si les composants actifs à trois portes sont utilisés dans la conception des circuits actifs reliés au NRD.

2.2 Principe d'opération et expression des champs du guide NRD

La structure de base du guide NRD est montrée dans la figure 2.1. La configuration du guide NRD se compose de bandes diélectriques allongées ou courbées comprises entre deux plaques métalliques parallèles séparés par une distance de la moitié d'une longueur d'onde. Cette structure convient pour les applications à fréquences micro-ondes, et en particulier à fréquences millimétrique dans laquelle le guide d'onde diélectrique est suffisamment compact en grandeur, alors que les pertes de transmission et de rayonnement des lignes de transmission imprimées augmentent au-delà d'un niveau tolérable.

Comme nous le savons, dans un guide d'onde à plaques parallèles avec une séparation de moins que la moitié de la longueur d'onde, l'onde électromagnétique polarisée parallèle aux murs est en dessous de la fréquence de coupure et ne peut pas se propager dans le guide d'onde. Néanmoins, cela peut se propager tout au long d'une bande diélectrique insérée, et l'onde rayonnée peut être supprimée complètement par la nature de la coupure du plaque parallèle du guide d'onde. Ceci est le principe d'opération du guide NRD.

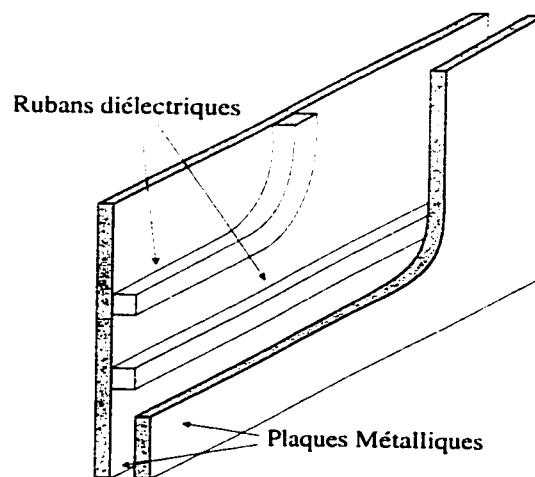


Figure 2.1 La structure d'un guide diélectrique non rayonnant NRD

Dans le guide NRD, les modes existent comme des modes hybrides, qui peuvent être classifiés en modes magnétiques à section longitudinale (LSM) pour lesquels le champs

magnétique est parallèle à l'interface d'air diélectrique et les modes électriques à section longitudinale (LSE) pour lesquels le champs électrique est parallèle à cette interface. La figure 2.2 montre les profils des champs des modes LSM et LSE. Ces deux modèles sont non rayonnant en nature et peuvent exister ensemble avec le guide NRD. Le mode qui se propage le premier est le mode LSM grâce à sa plus faible perte de propagation.

Pour dériver l'expression des champs des modes se propageant dans le guide NRD, on examine la coupe transversale d'un guide droit comme le montre la figure 2.3. La séparation entre les deux plaques métalliques est inférieure à la moitié de la longueur d'onde, la largeur du diélectrique est b , et la constante diélectrique relative du matériel de la bande est ϵ_r .

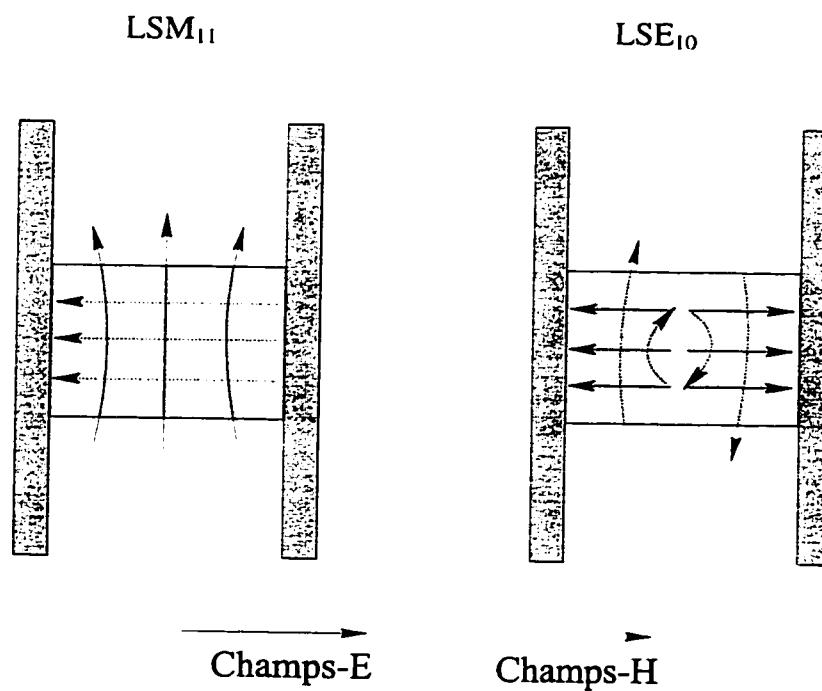


Figure 2.2 Le profil des champs pour les modes fondamentaux dans le guide

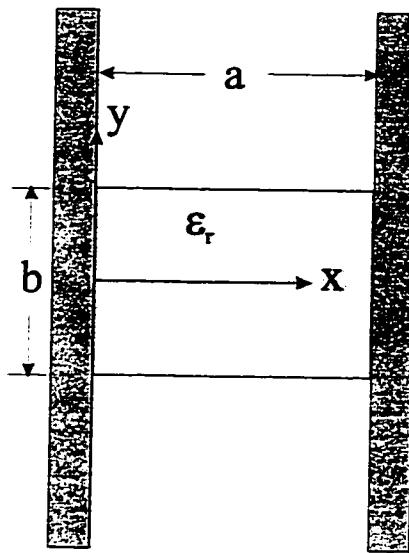


Figure 2.3. Coupe transversale d'un guide NRD

Il est bien connu qu'il n'y a aucun composant H_y dans le mode LSM, donc on a :

$$(\nabla^2 + k^2)E_v = 0 \quad (2.1-a)$$

et des autres composantes des champs satisfont :

$$(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial y^2})E_x = \frac{\partial^2 E_y}{\partial y \partial x} \quad (2.1-b)$$

$$(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial y^2})E_z = \frac{\partial^2 E_y}{\partial y \partial z} \quad (2.1-c)$$

$$(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial y^2})H_x = -j\omega\epsilon \frac{\partial E_y}{\partial z} \quad (2.1-d)$$

$$(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial y^2})H_z = j\omega\epsilon \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (2.1-e)$$

avec:

$$k^2 = \begin{cases} \epsilon_r k_0^2, & |y| \leq b/2 \\ k_0^2, & |y| \geq b/2 \end{cases} \quad (2.2-a)$$

$$\epsilon = \begin{cases} \epsilon_r \epsilon_0 & |y| \leq b/2 \\ \epsilon_0 & |y| \geq b/2 \end{cases} \quad (2.2-b)$$

ou ϵ_0 et k_0 sont respectivement la permittivité et le nombre d'onde dans l'air. Les modes LSM peuvent être classifiés en modes pairs et impairs en fonction des différentes conditions de frontière à $y=0$. Pour les modes pairs, il y a un mur électrique à cette position. Avec $E_y=0$ sur les plaques métalliques et la continuité de ϵE_y à travers les interfaces diélectriques d'air, on solutionne les équations 2.1 pour obtenir les expressions de champs suivantes:

Pour,

$$|y| \leq b/2,$$

$$E_x = -\frac{Aq}{h^2 \cos(qb/2)} \left(\frac{m\pi}{a} \right) \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin(qy) e^{-i\beta z} \quad (2.3-a)$$

$$E_y = \frac{A}{\cos(qb/2)} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos(qy) e^{-i\beta z} \quad (2.3-b)$$

$$E_z = j \frac{Aq\beta}{h^2 \cos(qb/2)} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin(qy) e^{-i\beta z} \quad (2.3-c)$$

$$H_x = \frac{\omega \epsilon_r \epsilon_0 A \beta}{h^2 \cos(qb/2)} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos(qy) e^{-i\beta z} \quad (2.3-d)$$

$$H_y = j \frac{\omega \epsilon_r \epsilon_0 A \beta}{h^2 \cos(qb/2)} \left(\frac{m\pi}{a} \right) \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos(qy) e^{-i\beta z} \quad (2.3-e)$$

Pour

$$|y| \geq b/2,$$

$$E_x = \mp \frac{\epsilon_r A P}{h^2} \left(\frac{m\pi}{a} \right) \cos \left(\frac{m\pi}{a} x \right) e^{-[p(|v|-b/2)+j\beta z]} \quad (2.4-a)$$

$$E_y = \epsilon_r A \sin \left(\frac{m\pi}{a} x \right) e^{-[p(|v|-b/2)+j\beta z]} \quad (2.4-b)$$

$$E_z = \pm \frac{\epsilon_r A P \beta}{h^2} \sin \left(\frac{m\pi}{a} x \right) e^{-[p(|v|-b/2)+j\beta z]} \quad (2.4-c)$$

$$H_x = -\frac{\omega \epsilon_0 \epsilon_r A \beta}{h^2} \sin \left(\frac{m\pi}{a} x \right) e^{-[p(|v|-b/2)+j\beta z]} \quad (2.4-d)$$

$$H_z = j \frac{\omega \epsilon_0 \epsilon_r A}{h^2} \left(\frac{m\pi}{a} \right) \cos \left(\frac{m\pi}{a} x \right) e^{-[p(|v|-b/2)+j\beta z]} \quad (2.4-e)$$

tel que :

$$\beta^2 = h^2 - (m\pi/a)^2, \quad m = 1, 2, \dots \quad (2.5-a)$$

$$h^2 = \epsilon_r k_0^2 - q^2 = k_0^2 + p^2. \quad (2.5-b)$$

En raison de la continuité des composantes magnétiques à travers les interfaces d'air, on obtient l'équation caractéristique comme suit

$$q \tan(qb/2) = \epsilon_r p \quad (2.6)$$

Suivant la même démarche, L'équation caractéristique du mode LSM impair est la suivante :

$$q \cot(qb/2) = -\epsilon_r p \quad (2.7)$$

Les équations (2.6) et (2.7) peuvent être résolues avec la relation auxiliaire suivante :

$$p^2 + q^2 = (\epsilon_r - 1)k_0^2 \quad (2.8)$$

Il est intéressant de noter que les équations (2.6) et (2.7) sont exactement les mêmes que celles du guide d'onde diélectrique. Dans ce cas, un système de valeurs propres p_n et q_n avec des indices commençant à zéro peut être obtenu. D'après l'équation (2.5), la constante de propagation correspondante est

$$\beta_{mn} = \sqrt{\epsilon_r k_0^2 - (m\pi/a)^2 - q_n^2} = \sqrt{k_0^2 - (m\pi/a)^2 + p_n^2} \quad (2.9)$$

dans laquelle p_n et q_n sont les valeurs propres des modes LSM_{mn} désignés.

2.3 L'opération du premier mode

Dans le guide NRD, la séparation entre les plaques métalliques est moins que la moitié de la longueur d'onde dans l'espace libre, c'est à dire,

$$a < \frac{1}{2} \lambda_0 \quad (2.10-a)$$

En vue de garantir que seulement le mode LSM_{11} est en dessous de la fréquence de coupure, une autre condition est exprimée comme suit :

$$\lambda_{s1}/2 < a < \lambda_{s2} \quad (2.10-b)$$

telle que $\lambda_{sn} = 2\pi/h_n$, h_n est donnée par l'équation. (2.5b).

Après avoir calculé l'équation (2.10), le diagramme opérationnel est illustré à la figure 2.4.

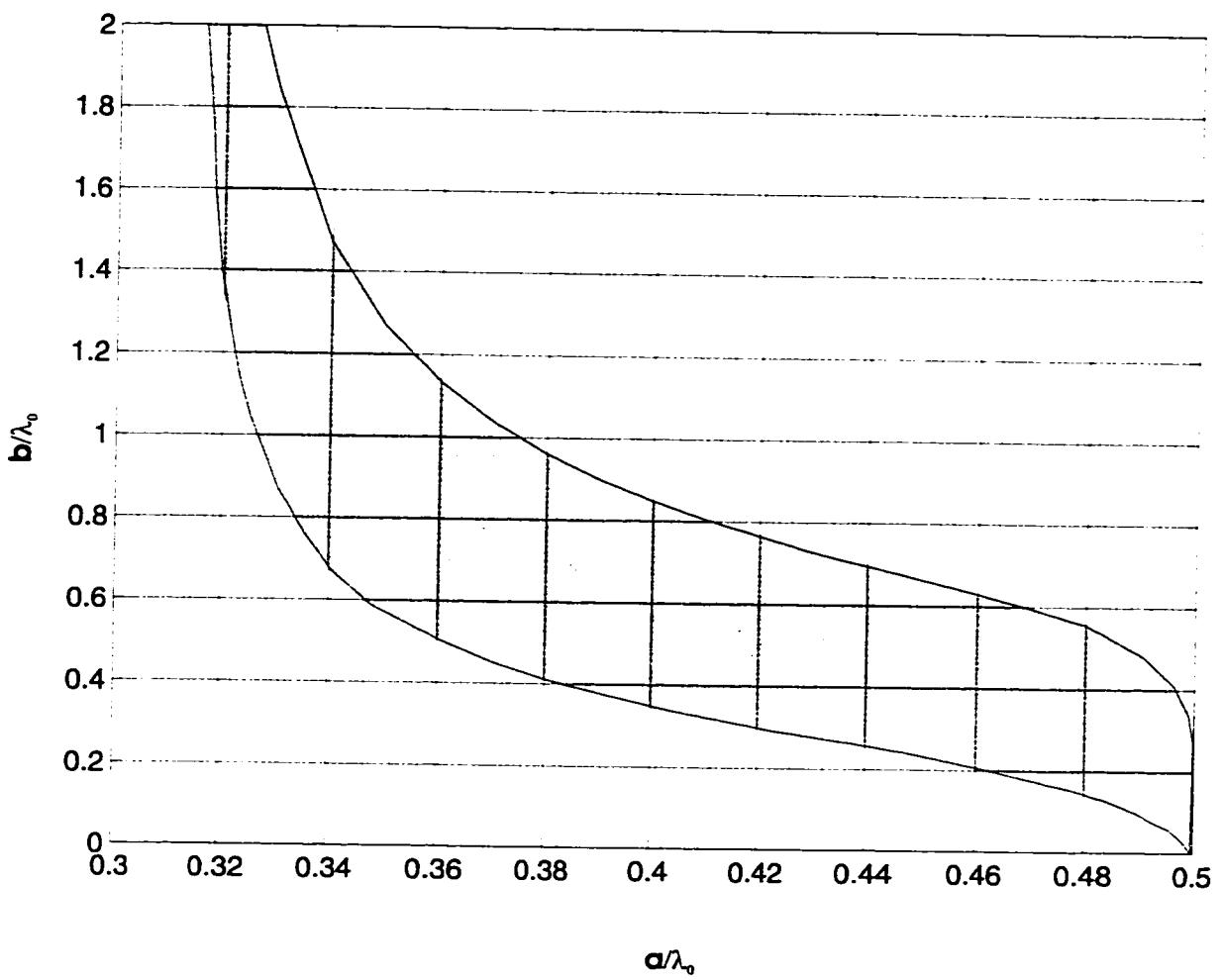
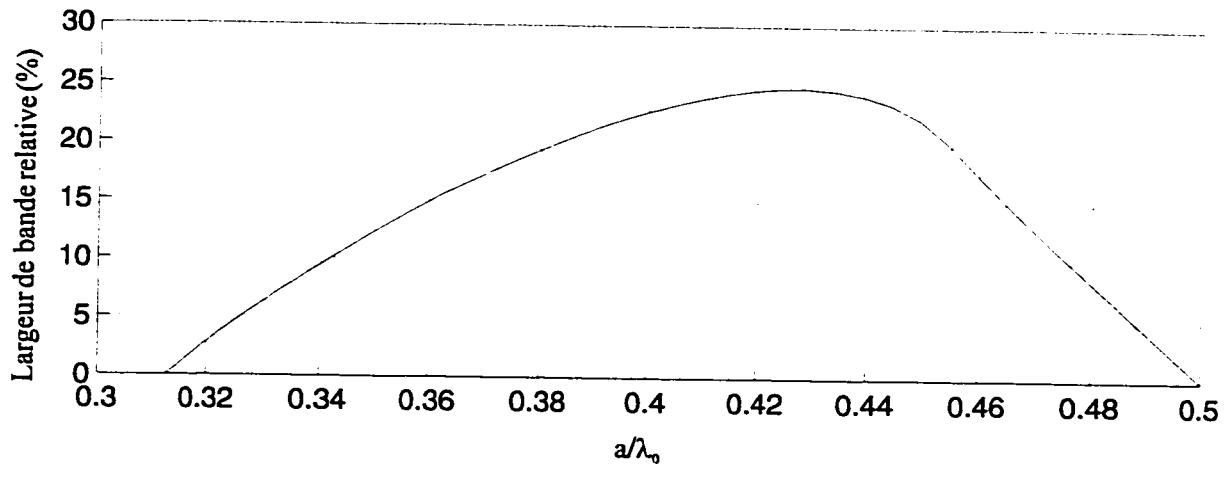


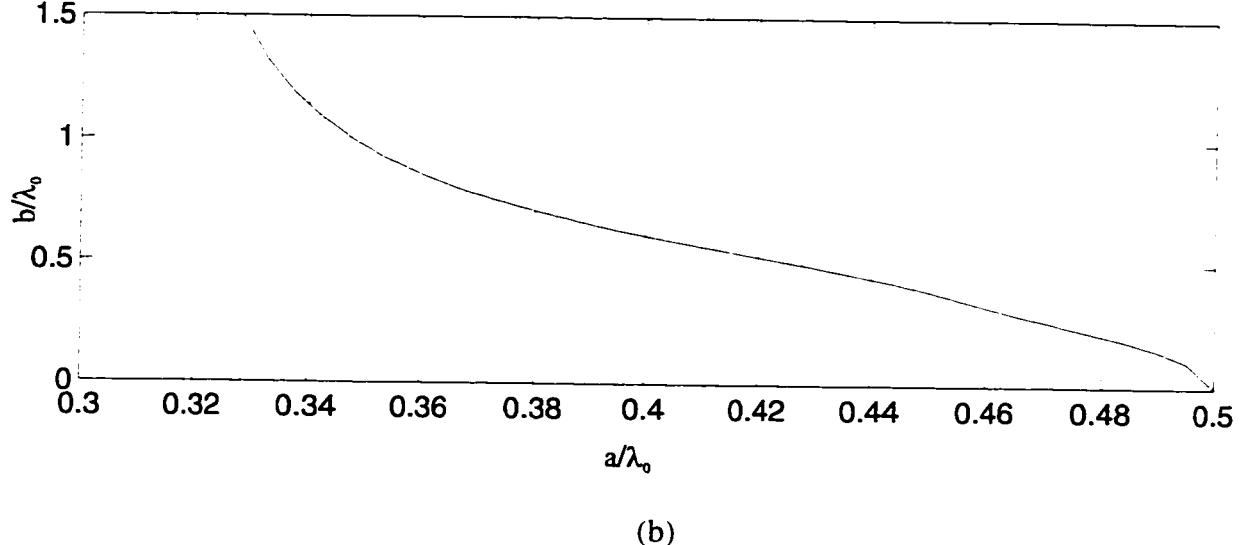
Figure 2.4 Le diagramme opérationnel du guide NRD avec comme matériel diélectrique, le polystyrène ($\epsilon_r = 2.56$), la région ombrée est la région opérationnelle à mode unique

Il faut noter que si la constante diélectrique du matériel est plus grande que 6. 8, comme l'alumine ($\epsilon_r = 9.5$) La courbe critique $\lambda_{ci} = a$ correspondant au mode LSM_{21} va apparaître, ce qui va influencer considérablement et réduire la région opérationnelle du mode unique. Néanmoins, on va juste examiner le guide NRD avec comme diélectrique le polystyrène dont la constante diélectrique est plus petite que la valeur limite 'threshold'. Dans ce cas, cette situation n'a pas besoin d'être considérée.

La largeur de la bande a été bien documentée dans [1]. Ici, on présente seulement la courbe de la largeur de la bande relative au rapport a / λ_0 pour le matériel polystyrène ($\epsilon_r = 2.56$) comme le montre la figure 2.5(a).



(a)



(b)

Figure 2.5 (a) largeur de bande relative de l'opération à mode unique en fonction de la valeur de a / λ_0 pour polystyrène ($\epsilon_r = 2.56$); (b) la valeur de (b / λ_0) en fonction de a / λ_0

Il est très facile de localiser une valeur particulière de a / λ_0 qui peut atteindre la largeur de bande maximale sur cette figure. Etant donnée une valeur de a / λ_0 , la valeur de b / λ_0

peut être obtenue dans la figure 2.5 (b). Par conséquent, les dimensions du guide NRD peuvent être déterminées pour obtenir la largeur de bande maximale. Il doit être mentionné que la largeur de bande qu'ont peut atteindre avec le guide NRD est suffisante pour des applications pratiques. Donc, il n'est pas nécessaire d'obtenir les valeurs de a et b par rapport à la largeur de bande maximale. Du point de vue de la conception pratique avec l'opération à mode unique, une formule simplifiée peut être suivie dans la conception du guide NRD:

$$a / \lambda_0 \approx 0.45 \quad (2.11-a)$$

$$\sqrt{\epsilon_r - 1} b / \lambda_0 = 0.4 \sim 0.6 \quad (2.11-b)$$

où λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre.

2.4 Les avantages et les limites de la technologie NRD

Le guide NRD se distingue des autres guides d'onde diélectriques par le fait de la forte réduction des pertes de rayonnement due aux discontinuités du circuit et les courbés. Comparé aux structures planaires, sa perte de transmission peut être un degré de magnitude de moins que celle de la ligne micro ruban. En plus, le matériel à faible constante diélectrique et faible prix comme le Téflon et le polystyrène sont bien adaptés pour la fabrication du guide NRD, ce qui offre des applications potentielles à faible coût. Avec le haut facteur de qualité Q du guide NRD à base de polystyrène et en dépassant 1000 autour 20 GHz, il est facile de faire un résonateur à haut-Q NRD sans avoir recours à des résonateurs diélectriques commerciaux coûteux à base de céramique. Le résonateur NRD est très utile dans la conception de filtres NRD à haute performance ainsi que les oscillateurs NRD.

Il est bien connu qu'un lot de composants actifs à deux portes ont été incorporés dans des circuits actifs en guide NRD. La plupart peuvent être insérés dans la bande NRD à travers une pièce à surface planaire. Dans ce cas, l'adaptation d'impédance est un problème difficile à résoudre. En plus, la limite en espace des plaques métalliques restreint la surface de vue transversale permise où la dimension latérale de la surface planaire parce que l'espacement doit être moins que la moitié d'une longueur d'onde dans l'espace libre. Aussi, les composants à trois accès sont essentiels dans la conception de la plupart des circuits actifs. Donc, il est nécessaire de trouver une technique alternative pour l'intégration efficace de composants actifs avec le guide NRD.

Les circuits planaires sont souvent utilisés comme structure pour accommoder les composants actifs. Ces circuits peuvent avoir une perte de transmission inévitable à fréquence micro-onde, et en particulier, à fréquence millimétrique. Le guide NRD peut opérer en complémentarité avec les circuits planaires dans une technologie hybride. Avec cette idée en tête, une intégration hybride entre le guide NRD et les circuits planaires est introduite pour éliminer les inconvénients relatifs aux deux structures non similaires tout en maintenant leurs avantages techniques. L'étude de la nouvelle technologie va commencer avec la transition compacte entre ligne micro ruban et guide NRD dans le chapitre suivant.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a revu le principe opérationnel, l'expression des champs, et l'opération à mode unique, ainsi que les avantages de la technologie NRD. Les limites de cette technologie ont été présentées, ce qui indique qu'il est nécessaire de trouver une alternative pour intégrer efficacement les composants actifs au guide NRD avec les circuits planaires.

Chapitre III

UNE TRANSITION À OUVERTURE COUPLÉE DE LA LIGNE MICRO RUBAN AVEC LE GUIDE NRD

Dans ce chapitre, une transition à ouverture couplée compacte de la ligne micro ruban au guide NRD est examinée, ce qui rend possible la conception d'une variété de circuits compacts NRD intégrés avec des composants nécessitant des lignes micro ruban. La théorie de la petite ouverture couplante est appliquée dans la modélisation de l'ouverture couplante avec la méthode des moments. Les résultats théoriques et expérimentaux sont en bon accord, ce qui valide l'approche analytique proposée.

3.1 Introduction

Le guide d'onde diélectrique non rayonnant NRD est connu comme étant une technologie très intéressante pour des applications en micro-ondes et en particulier ondes millimétriques grâce à son absence de radiation, ses faibles pertes, sa simplicité de fabrication, et son potentiel faible coût. En plus, il peut presque supprimer le rayonnement dans les sections courbées et les discontinuités. Jusqu'à présent, divers circuits actifs et passifs à base NRD et les composants conçus en utilisant cette technologie ont démontré leurs supériorité par rapport à d'autres structures micro-ondes et millimétriques pour les systèmes de communication. Néanmoins, les circuits planaires

sont plus souvent utilisés pour les tests et les mesures. Donc, les interconnections efficaces entre circuits planaire et topologie NRD deviennent essentielles. Malgré que quelques transitions entre guide NRD et autres lignes de transmission ont été proposées, comme la transition du guide d'onde rectangulaire/guide NRD [6] et la transition du type de connexion d'une ligne micro ruban à un guide NRD [7], aucun d'eux ne peut offrir une intégration du guide NRD avec une structure planaire à haut niveau et à coût effectif pour des applications pratiques. Ces transitions peuvent être utilisées principalement dans les systèmes de mesure reliés au NRD.

Pour exploiter les avantages inhérents complémentaires de la structure planaire et guide d'onde NRD tout en éliminant les inconvénients potentiels associés avec des structures non similaires et des interconnections entre les deux topologies, une nouvelle intégration entre le guide NRD et les circuits planaires a été proposée. Figure 3.1 montre une vue générale de la technologie NRD hybride/planaire utilisant une transition intégrée qui relie la structure planaire d'une façon cohérente avec le guide NRD. La structure planaire peut être sous la forme de ligne micro ruban ou guide d'onde coplanaire ou même ligne à ailettes. Ici, on va juste considérer une ligne micro ruban, même si des structures planaires alternatives peuvent être utilisées dans la conception et la fabrication de telles transitions. Il peut être remarqué que la transition intégrée de la ligne micro ruban au guide NRD est réalisée à travers l'ouverture couplée. La ligne micro ruban est placée dans la direction perpendiculaire à la bande diélectrique du guide NRD. La longueur du circuit ouvert de la ligne micro ruban par rapport à l'ouverture couplante rectangulaire est cruciale dans la conception de transitions à haute performance. Le plan de masse de la ligne micro ruban sert directement comme l'une des plaques parallèles du guide NRD. L'ouverture couplante est réalisée dans le plan de masse. De cette façon, les circuits planaires sont intégrés avec les composants à base NRD dans un seul bloc pour une meilleure utilisation des avantages complémentaires de deux structures non similaires. Une transition similaire de la ligne micro ruban au guide NRD a été proposée et utilisée pour alimenter un diélectrique à direction unique (UDR) [8], qui opère dans une largeur de bande limitée. Dans le présent travail, la transition proposée est caractérisé par une

grande largeur de bande et une haute efficacité de couplage. L'ouverture couplante rectangulaire entre les deux structures guides non similaires est examinée à l'aide de la théorie de la petite ouverture couplante [9, 10]. Premièrement, un réseau à quatre portes de ligne micro ruban couplée et guide NRD est considérée, avec la matrice des paramètres S qui peut être déterminée par la connaissance du moment des dipôles équivalent de l'ouverture et des vecteurs modaux orthonormalisés des deux guides. Ensuite, l'une des portes de chaque guide est à circuit ouvert tel que la transition de ligne micro ruban au NRD est formée et modélisée. Donc, les propriétés de propagation de la transition sont facilement obtenues. Ensuite, la performance électrique de la transition proposée est examinée. Les résultats théoriques et expérimentaux d'un prototype 28 GHz sont en bon accord.

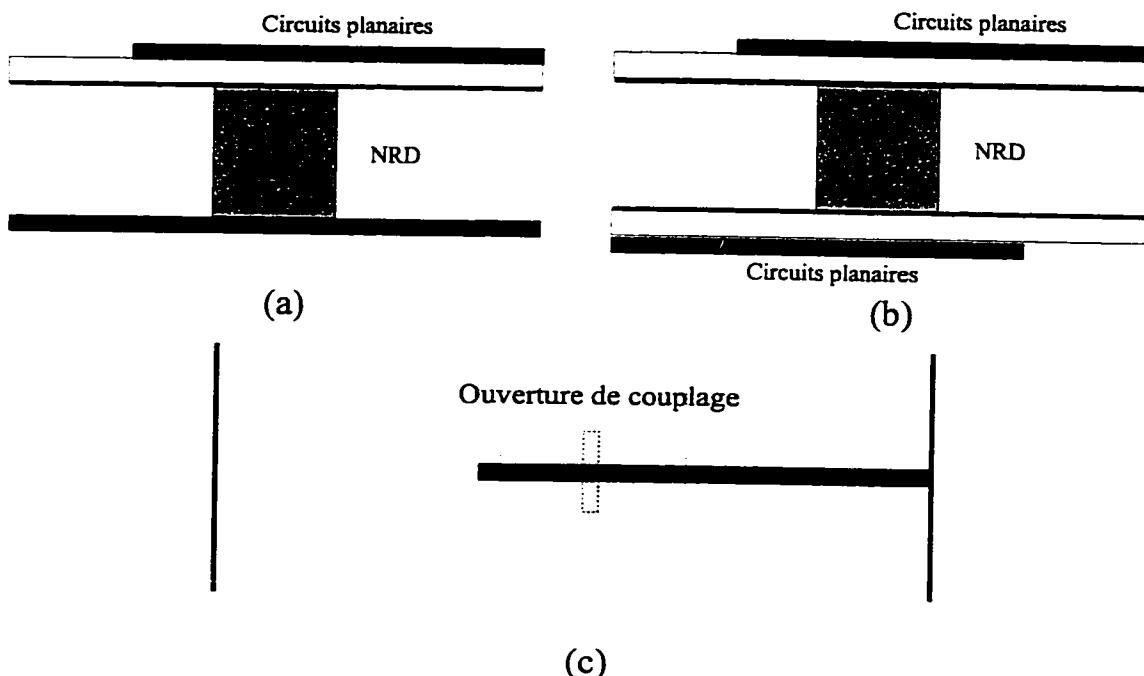


Figure 3.1 Les configurations d'intégration hybride de circuits planaires et du guide NRD

3.2 Description de la transition

La géométrie de la nouvelle transition est formée par la ligne micro ruban au dessus du plan de masse du guide NRD comme le montre la figure 3.2. La ligne micro ruban est orthogonale à la bande diélectrique du guide NRD. L'ouverture couplante qui est gravée dans le plan masse est orientée perpendiculairement à la ligne micro ruban. La transition est efficacement réalisée par un chemin de signalisation allant de la ligne micro ruban à travers l'ouverture dans le plan de masse et vers le NRD ou vice-versa.

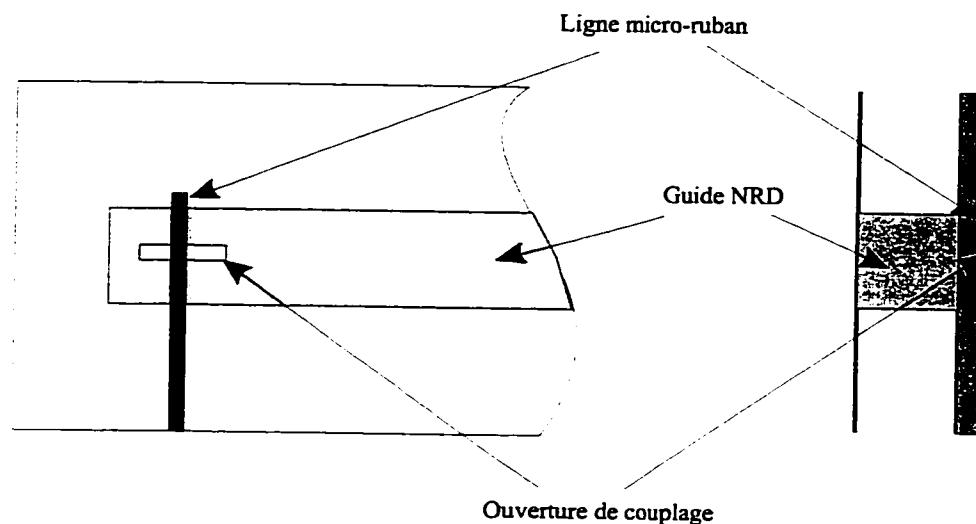


Figure 3.2 La géométrie de la transition de la ligne micro ruban au guide NRD.

Les modes se propageant dans la ligne micro ruban et le guide NRD doivent être considérés. Le mode fondamental de la ligne micro ruban est le mode quasi-TEM, alors qu'il y a deux permis le premiers modes non rayonnants appelés LES_{10} et LSM_{11} dans le guide NRD. Néanmoins, seul le mode LSM_{11} est préféré pour des applications pratiques grâce à sa plus faible perte de propagation. Le champ magnétique de ce mode est parallèle à l'interface diélectrique du guide NRD. Donc, les champs magnétiques du mode quasi-TEM dans la ligne micro ruban sont très bien associés avec ceux du mode LSM_{11} dans le guide NRD à l'ouverture couplante.

3.3 La technique de modélisation avec la théorie de la petite ouverture couplante

Le problème couplant de la transition peut être considéré comme le cas de celui entre deux structures non similaires croisées guidantes couplées au moyens d'une ouverture dans le plan masse, ce qui a été recherché par un nombre de techniques de modélisation [11-14]. En vue de modéliser la transition, deux problèmes de base doivent être considérés : la conformité géométrique et la non correspondance de l'impédance. La conformité géométrique dans ce cas nécessite l'utilisation d'une ouverture rectangulaire considérant un schéma magnétique couplant efficace. Donc il revient à résoudre la non correspondance pour réaliser une largeur de bande plus grande et une haute efficacité de couplage.

Commençons par la procédure de modélisation avec la considération de la géométrie couplante originale d'un réseau complet à quatre portes comme le montre la figure 3.3. Il est connu que le principe de base de la théorie de la petite ouverture couplante est de réaliser une équivalence de l'ouverture avec un moment dipolaire électrique [10]. Le dipôle électrique équivalent en question est proportionnel au champs électrique normal au plan de l'ouverture, alors que sa contrepartie magnétique est reliée au champs magnétique tangentiel au plan de l'ouverture par une matrice caractéristique.

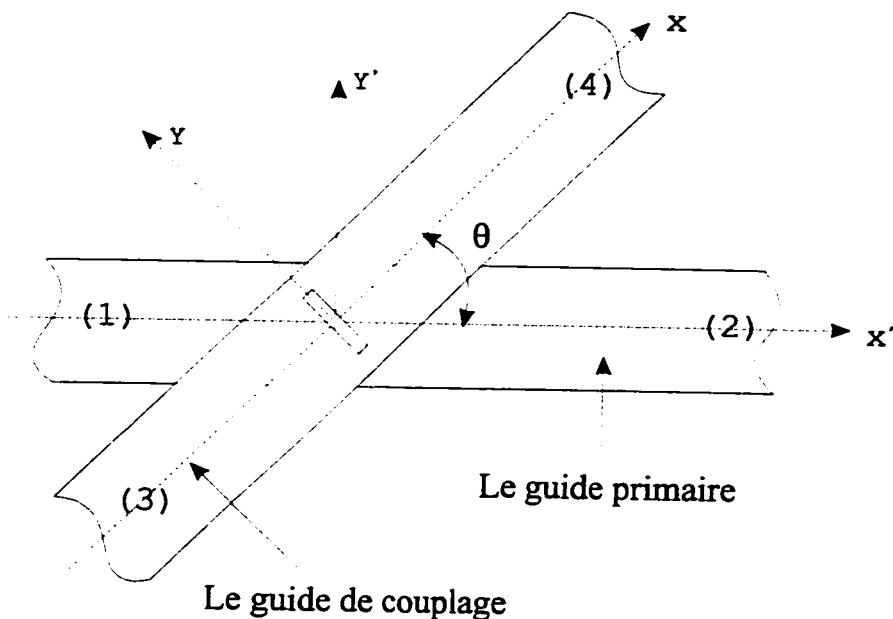


Figure 3.3 Illustration du modèle couplant, le guide d'onde passe à travers un angle de θ

On définit le chemin de signalisation allant du guide NRD (guide primaire) à la ligne micro ruban (guide couplant). Notez que le mode LSM_{11} du guide NRD ne peut pas être exprimé sous une simple forme de vecteur modal. Donc, le guide NRD peut être remplacé par le guide d'onde rectangulaire durant la dérivation du à la similarité du profil du champs du guide d'onde rectangulaire et du guide NRD. De la même façon, la ligne micro ruban sera remplacée par son équivalent plateau guide parallèle.

Supposons que le réseau est excité à la porte 1 par l'onde incidente du mode j_1 (TE_{10}), où j réfère au mode. Les amplitudes des ondes réfléchies pour chaque mode à chacune des quatre portes deviennent V_r^n avec le mode $r = i_1$ sur le guide primaire et $r = i_2$ sur le guide couplant, et 0 représente le centre de l'ouverture. Les voltages modaux à l'intérieur des deux guides peuvent être exprimés comme ceux radiés par les moments dipôles excités par une source, tel que :

$$\tilde{V}_{i10}^+ = -\frac{j\omega}{2} \left[\frac{\mu}{\sqrt{Z_{i1}}} (\hat{M}_a H_{j10}) \cdot \chi_{i10}^+ + \sqrt{Z_{i1}} \epsilon (\hat{P}_a E_{j10}) \cdot \tau_{i10}^+ \right] \quad (3.1-a)$$

$$\tilde{V}_{i10}^- = -\frac{j\omega}{2} \left[\frac{\mu}{\sqrt{Z_{i1}}} (\hat{M}_a H_{j10}) \cdot \chi_{i10}^- - \sqrt{Z_{i1}} \epsilon (\hat{P}_a E_{j10}) \cdot \tau_{i10}^- \right] \quad (3.1-b)$$

$$\tilde{V}_{i20}^+ = -\frac{j\omega}{2} \left[\frac{\mu}{\sqrt{Z_{i2}}} (\hat{M}_a H_{j10}) \cdot \chi_{i20}^+ + \sqrt{Z_{i2}} \epsilon (\hat{P}_a E_{j10}) \cdot \tau_{i20}^+ \right] \quad (3.1-c)$$

$$\tilde{V}_{i20}^- = -\frac{j\omega}{2} \left[\frac{\mu}{\sqrt{Z_{i2}}} (\hat{M}_a H_{j10}) \cdot \chi_{i20}^- - \sqrt{Z_{i2}} \epsilon (\hat{P}_a E_{j10}) \cdot \tau_{i20}^- \right] \quad (3.1-d)$$

ou les champs électriques et magnétiques des deux guides sont formulés en termes du vecteur du champs modal e et h, ainsi que les voltages modal respectifs V et I, c'est à dire de la façon suivante :

$$H_{j10} = H_{j10}^+ = I_{j1}^+ (h_{j10} + h_{zj10}) = -\frac{\tilde{V}_{j10}^+}{\sqrt{Z_{j1}}} \chi_{j10}^+ \quad (h_{zj20} = 0)$$

$$E_{j10} = E_{j10}^+ = \tilde{V}_{j1}^+ (e_{j10} + e_{zj10}) = \tilde{V}_{j1}^+ \sqrt{Z_{j1}} e_{j10} \quad (e_{zj20} = 0)$$

Les paramètres S sont ensuite calculés à partir des voltages modaux du guide primaire et du guide couplant ensemble.

$$S_{ij}^{11} = \frac{\tilde{V}_{j10}^+}{\tilde{V}_{j1}^+} = \frac{j\omega}{2} \left[\frac{\mu}{\sqrt{Z_{i1} Z_{j1}}} (\hat{M}_a \chi_{j10}^+) \cdot \chi_{i10}^+ - \sqrt{Z_{i1} Z_{j1}} \epsilon (\hat{P}_a e_{j10}) \cdot \tau_{i10}^+ \right] \quad (3.2-a)$$

$$S_{ij}^{21} = \frac{\tilde{V}_{i10}^-}{\tilde{V}_{j1}^+} = \delta_{ij} - \frac{j\omega}{2} \left[\frac{\mu}{\sqrt{Z_{i1} Z_{j1}}} (\hat{M}_a) \chi_{j10}^+ \cdot \chi_{i10}^- + \sqrt{Z_{i1} Z_{j1}} \epsilon (\hat{P}_a) e_{j10} \cdot \tau_{i10}^- \right] \quad (3.2-b)$$

$$S_{ij}^{31} = \frac{\tilde{V}_{i20}^+}{\tilde{V}_{j1}^+} = -\frac{j\omega}{2} \left[\frac{\mu}{\sqrt{Z_{i2} Z_{j1}}} (\hat{M}_a) \chi_{j10}^+ \cdot \chi_{i20}^+ - \sqrt{Z_{i2} Z_{j1}} \epsilon (\hat{P}_a) e_{j10} \cdot \tau_{i20}^+ \right] \quad (3.2-c)$$

$$S_{ij}^{41} = \frac{\tilde{V}_{i20}^-}{\tilde{V}_{j1}^+} = \frac{j\omega}{2} \left[\frac{\mu}{\sqrt{Z_{i2} Z_{j1}}} (\hat{M}_a) \chi_{j10}^+ \cdot \chi_{i20}^- + \sqrt{Z_{i2} Z_{j1}} \epsilon (\hat{P}_a) e_{j10} \cdot \tau_{i20}^- \right] \quad (3.2-d)$$

dans lesquels $[\hat{M}_a]$ et $[\hat{P}_a]$ sont respectivement les polarisations dyadiques et magnétiques de l'ouverture. Z est l'impédance modale du guide désigné. β_{10} est la constante de propagation du mode TE₁₀. $\delta_{ij}=1$, si le mode i_1 dans le guide primaire devient le même que j_1 , alors $\delta_{ij}=0$, autrement.

$$\chi_{j10}^+ = (-\hat{a}_x \sqrt{\frac{2}{ab}} \cos \frac{\pi}{a} x \mp j \hat{a}_z \frac{\pi}{\beta_{10} a} \sqrt{\frac{2}{ab}} \sin \frac{\pi}{a} x) e^{-j\beta_{10} z}$$

$$\tau_{i10} = e_{i10} = \hat{a}_y \sqrt{\frac{2}{ab}} \cos \frac{\pi}{a} x e^{-j\beta_{10} z}$$

$$\chi_{j10}^\pm = (-\hat{a}_x \sqrt{\frac{2}{ab}} \cos \frac{\pi}{a} x \pm j \hat{a}_z \frac{\pi}{\beta_{10} a} \sqrt{\frac{2}{ab}} \sin \frac{\pi}{a} x) e^{+j\beta_{10} z}$$

$$\tau_{i10}^\pm = e_{i10} = \hat{a}_y \sqrt{\frac{2}{ab}} \cos \frac{\pi}{a} x e^{+j\beta_{10} z} \quad (3.3)$$

alors que dans le guide d'onde couplant (ligne micro ruban), on a :

$$\begin{aligned}\tau_{i,20}^{\pm} &= e_{i,20} = \hat{a}_v \sqrt{\frac{1}{Dh}} e^{-j\beta z}, \\ \chi_{i,20}^{\pm} &= h_{i,20} = -\hat{a}_v \sqrt{\frac{1}{Dh}} e^{-j\beta z}\end{aligned}\quad (3.4)$$

Comme on le sait, la polarisation de l'ouverture électrique et magnétique rectangulaire est bien documentée dans [12], telle que

$$\hat{p}_a = \hat{a}_v \hat{a}_v \alpha_{ev}$$

$$\hat{M}_a = \hat{a}_x \hat{a}_x \alpha_{mx} + \hat{a}_z \hat{a}_z \alpha_{mz}$$

pour $z=0$ et $z=0$, nous avons

$$\begin{aligned}\hat{a}_x \cdot \hat{a}_x &= \cos \theta, & \hat{a}_z \cdot \hat{a}_z &= \cos \theta \\ \hat{a}_z \cdot \hat{a}_x &= \sin \theta, & \hat{a}_x \cdot \hat{a}_z &= -\sin \theta\end{aligned}$$

On peut dériver :

$$([\hat{M}_a] \chi_{j,10}^+) \cdot \chi_{i,10}^{\pm} = \frac{2}{ab} \left[\alpha_{mx} \cos^2 \frac{\pi}{a} \pm \left(\frac{\pi}{\beta_{10} a} \right)^2 \alpha_{mx} \sin^2 \frac{\pi}{a} x \right] \quad (3.5-a)$$

$$([\hat{M}_a] \chi_{j,10}^+) \cdot \chi_{i,20}^{\pm} = \sqrt{\frac{2}{abDh}} (-\cos \theta \alpha_{mx} \cos \frac{\pi}{a} x + j \sin \theta \frac{\pi}{\beta_{10} a} \alpha_{mx} \sin \frac{\pi}{a} x) \quad (3.5-b)$$

$$(\hat{P}_a) \tau_{j10} \cdot \tau_{i10}^{*} = \frac{2}{ab} \alpha_{ev} \cos^2 \frac{\pi}{a} x \quad (3.5\text{-c})$$

$$(\hat{P}_a) \tau_{j20} \cdot \tau_{i10}^{*} = \sqrt{\frac{2}{abDh}} \alpha_{ev} \cos \frac{\pi}{a} x \quad (3.5\text{-d})$$

En substituant l'équation (3.3) dans l'équations (3.2), on obtient :

$$\begin{aligned} S_{ij}^{11} &= \frac{\tilde{V}_{i10}^{+}}{\tilde{V}_{j1}^{+}} \\ &= \frac{j\omega}{ab} \left[\frac{j\omega}{\sqrt{Z_{i1} Z_{j1}}} (\alpha_{mx} \cos^2 \frac{\pi}{a} x + \left(\frac{\pi}{\beta_{10} a} \right)^2 \alpha_{mz} \sin^2 \frac{\pi}{a} x) - \sqrt{Z_{i1} Z_{j1}} \epsilon \alpha_{ev} \cos^2 \frac{\pi}{a} x \right] \end{aligned} \quad (3.6\text{-a})$$

$$\begin{aligned} S_{ij}^{21} &= \frac{\tilde{V}_{i10}^{-}}{\tilde{V}_{j1}^{+}} \\ &= 1 - \frac{j\omega}{ab} \left[\frac{j\omega}{\sqrt{Z_{i1} Z_{j1}}} (\alpha_{mx} \cos^2 \frac{\pi}{a} x + \left(\frac{\pi}{\beta_{10} a} \right)^2 \alpha_{mz} \sin^2 \frac{\pi}{a} x) + \sqrt{Z_{i1} Z_{j1}} \epsilon \alpha_{ev} \cos^2 \frac{\pi}{a} x \right] \end{aligned} \quad (3.6\text{-b})$$

$$\begin{aligned} S_{ij}^{31} &= \frac{\tilde{V}_{i20}^{+}}{\tilde{V}_{j1}^{+}} = -\frac{j\omega}{2} \sqrt{\frac{2}{abDh}} \left[\frac{\mu}{\sqrt{Z_{i2} Z_{j1}}} (-\cos \theta \alpha_{mx} \cos \frac{\pi}{a} x + j \sin \theta \frac{\pi}{\beta_{10} a} \alpha_{mz} \sin \frac{\pi}{a} x) \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{Z_{i1} Z_{j1}} \epsilon \alpha_{ev} \cos \frac{\pi}{a} x \right] \end{aligned} \quad (3.6\text{-c})$$

$$S_{ij}^{41} = \frac{\tilde{V}_{i20}^{-}}{\tilde{V}_{j1}^{+}} = \frac{j\omega}{2} \sqrt{\frac{2}{abDh}} \left[\frac{\mu}{\sqrt{Z_{i2} Z_{j1}}} (-\cos \theta \alpha_{mx} \cos \frac{\pi}{a} x + j \sin \theta \frac{\pi}{\beta_{10} a} \alpha_{mz} \sin \frac{\pi}{a} x) \right]$$

$$-\sqrt{Z_{ii} Z_{jj}} \epsilon \alpha_{ev} \cos \frac{\pi}{a} x \quad (3.6-d)$$

Pour dériver les paramètres S du réseau à quatre portes du guide NRD et la ligne micro ruban, le concept du guide d'onde équivalent doit être introduit pour obtenir les vecteurs modaux. Pour le mode LSM_{11} du guide NRD, ce concept est basé sur son profil de champs qui est similaire au mode TE_{10} limité par une boîte rectangulaire métallique. Cette équivalence est illustrée à la figure 3.4. Pour réaliser ceci, voyons l'équation des valeurs propres :

$$\beta_{mn} = \sqrt{\epsilon_r k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - q_n^2} = \sqrt{\epsilon_r k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - p_n^2} \quad (3.7)$$

ou p_n et q_n sont les valeurs propres des modes LSM_{mn} désignés. Ils satisfont :

$$q_n^2 + p_n^2 = (\epsilon_r - 1)k_0^2 \quad (3.8)$$

$$q_n \tan \frac{q_n b}{2} = \epsilon_r p_n \quad n \text{ est impair}$$

$$q_n \cot \frac{q_n b}{2} = -\epsilon_r p_n \quad n \text{ est pair}$$

Maintenant, on dérive la constante diélectrique effective pour un mode LSM comme

$$\beta_{mn} = \sqrt{\epsilon_{re} k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2} \quad m = 1, 2, \dots$$

$$\epsilon_{re} = \epsilon_r - \frac{q_n^2}{k_0^2} = 1 + \frac{p_n^2}{k_0^2} \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.9)$$

On peut obtenir le vecteur modal normalisé du mode LSM_{11} de la même façon que le mode TE_{10} dominant du guide d'onde rectangulaire avec une constante diélectrique bien efficace. Les fonctions modales pour le guide NRD peuvent être écrites comme suit :

$$e_1 = \sqrt{\frac{2}{ab}} \hat{a}_x \sin \frac{\pi y}{a} e^{-j\beta_{11}z}$$

$$h_1 = \sqrt{\frac{2}{ab}} \left[\hat{a}_y \sin \frac{\pi y}{a} e^{-j\beta_{11}z} + j \frac{\pi}{\beta_{11}a} \hat{a}_z \cos \frac{\pi y}{a} \right] e^{-j\beta_{11}z} \quad (3.10)$$

dans lequel β_{11} représente la constante de propagation du mode LSM_{11} du guide. Les vecteurs modaux normalisés pour la ligne micro ruban peuvent être obtenus de leur équivalence, comme cela est démontré dans la figure 3.3 (b) d'un modèle de guide d'onde à plateau parallèle, documenté dans [13], tel que :

$$e_2 = \hat{a}_y \sqrt{\frac{1}{Dh}} e^{-j\beta z}$$

$$h_2 = -\hat{a}_x \sqrt{\frac{1}{Dh}} e^{-j\beta z} \quad (3.11)$$

où D est la largeur effective du plateau parallèle.

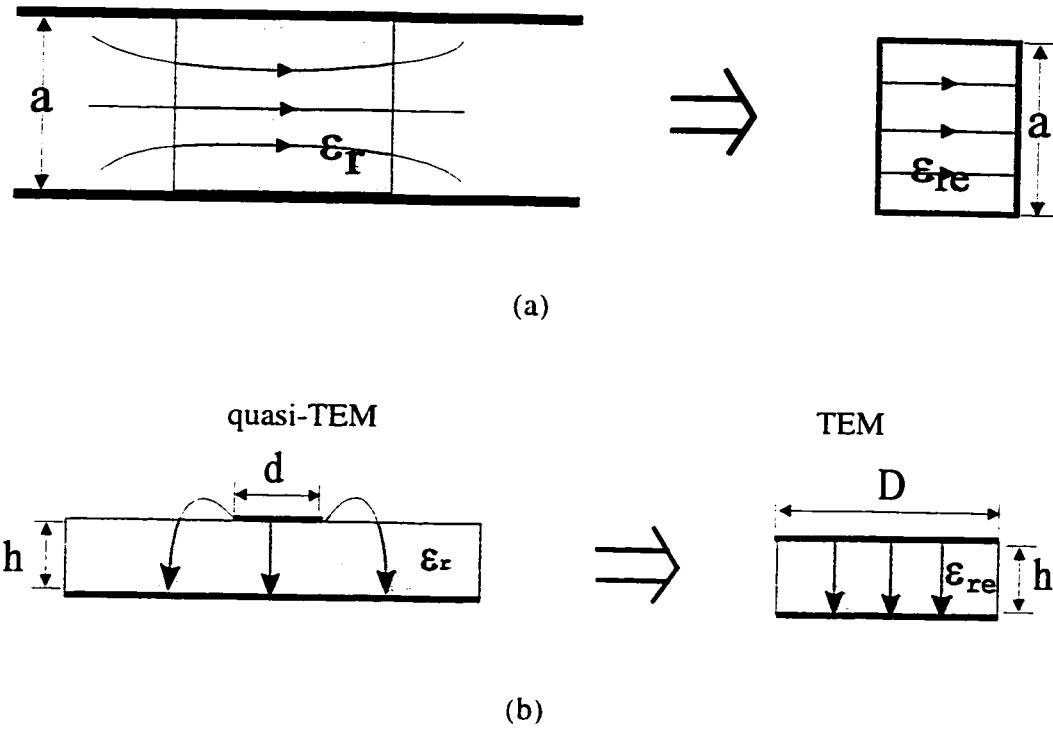


Figure 3.4 Illustration de (a) l'équivalent du mode LSM_{11} dans le guide NRD au mode TE_{10} du guide d'onde rectangulaire, et
(b) équivalent de la ligne micro ruban au guide à plateau parallèle.

Avec l'équivalence ci-dessus, les paramètres S par rapport à la porte 1 peuvent être écrits comme suit :

$$S_{11} = \frac{j\omega\mu}{Z_1 ab} \left(\frac{\pi}{\beta_1 a} \right)^2 \cos^2 \frac{\pi y}{a} \alpha_{mz} \quad (3.12-a)$$

$$S_{21} = 1 + \frac{j\omega\mu}{Z_1 ab} \left(\frac{\pi}{\beta_1 a} \right)^2 \cos^2 \frac{\pi y}{a} \alpha_{mz} \quad (3.12-b)$$

$$S_{31} = \frac{\omega\mu\pi}{\beta_1 a} \sqrt{\frac{2}{Z_1 Z_2 ab Dh}} \cos \frac{\pi y}{a} \sin \theta \alpha_{mz} \quad (3.12-c)$$

$$S_{41} = -\frac{\omega \mu \pi}{\beta_1 a} \sqrt{\frac{2}{Z_1 Z_2 ab Dh}} \cos \frac{\pi y}{a} \sin \theta \alpha_{mz} \quad (3.12-d)$$

ou Z_1 et Z_2 réfèrent respectivement à l'impédance caractéristique du mode LSM_{11} du guide NRD et au mode quasi-TEM de la ligne micro ruban.

Supposons que le réseau est excité à la porte 3 par l'onde incidente du mode TEM, en suivant les mêmes étapes avec la porte 1, on obtient,

$$S_{33} = \frac{j\omega}{2Dh} \left[\frac{\mu}{Z_2} (\cos^2 \theta \alpha_{mx} + \sin^2 \theta \alpha_{mz}) - Z_2 \epsilon \alpha_{ev} \right] \quad (3.13-a)$$

$$S_{43} = 1 - \frac{j\omega}{2Dh} \left[\frac{\mu}{Z_2} (\cos^2 \theta \alpha_{mx} + \sin^2 \theta \alpha_{mz}) - Z_2 \epsilon \alpha_{ev} \right] \quad (3.13-b)$$

$$S_{13} = \frac{\omega \mu \pi}{2\beta_1 a \sqrt{Z_1 Z_2 Dh}} \cos \frac{\pi y}{a} \sin \theta \alpha_{mz} \quad (3.13-c)$$

$$S_{23} = -\frac{\omega \mu \pi}{2\beta_1 a \sqrt{Z_1 Z_2 Dh}} \cos \frac{\pi y}{a} \sin \theta \alpha_{mz} \quad (3.13-d)$$

Dû à la symétrie du réseau à quatre portes, on a :

$$S_{ij} = S_{ji} \quad (i, j = 1, 2, 3, 4; i \neq j)$$

$$S_{11} = S_{22} \quad S_{33} = S_{44}$$

Maintenant, on a obtenu tous les paramètres S du réseau à quatre portes. Les paramètres S de la transition peuvent être facilement obtenus en laissant le θ dans la figure 3.3 égal à 90° et les deux autres portes (porte 2 et 4) représentant un circuit ouvert. Les résultats

théoriques vont être présentés et comparés avec les résultats expérimentaux dans la section suivante.

3.4 Résultats théoriques et expérimentaux

En se basant sur la technique de modélisation décrite ci-dessus, la performance électrique de la transition peut être facilement obtenue et optimisée. Nous avons réalisé la simulation et l'optimisation pour la transition comme démontré à la figure 3.2. Le matériel diélectrique polystyrène ($\epsilon_r=2.56$), qui n'est ni mou ni cassant et aussi facile à fabriquer, a été choisi pour réaliser la bande diélectrique du NRD. Le guide NRD a été désigné pour opérer autour 28 GHz avec $a=4.6$ mm et $b=5.3$ mm. Le substrat Rogers TMM[®]-3 ($\epsilon_r =2.56$) avec une épaisseur de 15 mil a été choisi pour la ligne micro- ruban. La largeur de la ligne de 50Ω est 0.926 mm. Les résultats optimisés montrent que la transition permet d'offrir une bonne performance électrique, avec une ouverture couplante rectangulaire limitée de ($0.5 \times 6 \text{ mm}^2$), et les longueurs du circuit ouvert du guide NRD $l_w = 3.7$ mm et la ligne micro ruban $l_s = 1.0$ mm. Les résultats théoriques sont montrés à la figure 3.6. Pour vérifier la faisabilité de la technique de modélisation pour la transition de la ligne micro ruban au guide NRD, un test prototype est fabriqué en utilisant deux lignes micro ruban qui sont interalliées à travers deux transitions en ligne micro ruban au NRD séparées, avec la séparation du guide NRD ayant une longueur de 80 mm comme montré à la figure 3.5. La ligne micro ruban est fabriquée sur un substrat de $110 \times 50 \text{ mm}^2$

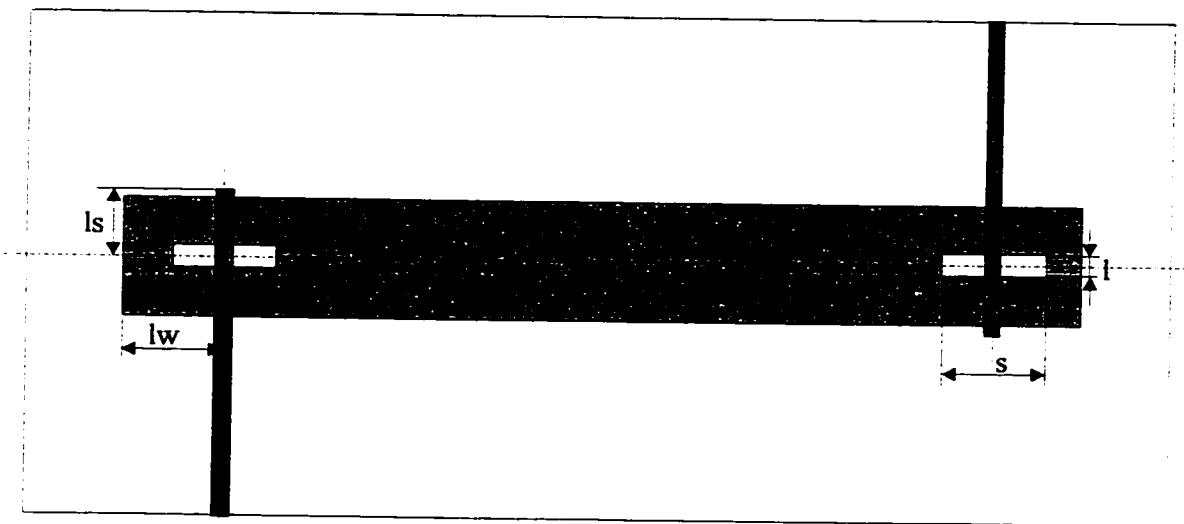


Figure 3.5 L'illustration de la coupe du haut de la transition de la ligne microruban au guide NRD.

Puisque les approximations ont été faites dans l'analyse théorique, il est nécessaire d'examiner les résultats de modélisation expérimentale. Les expérimentations nombreuses avec différentes dimensions d'ouverture couplante de lignes ouvertes des deux guides ont été réalisées pour valider la technique de modélisation. Les résultats théoriques et expérimentaux sont en très bon accord, considérant le fait que les résultats de modélisation sont obtenus seulement pour la transition unique sans tenir compte des pertes des deux lignes micro-ondes et du guide NRD. On a observé que la meilleure perte d'insertion est 1.2 dB à 28.1 GHz et moins de 3 dB sur 15% de largeur de bande à la fréquence centrale de 28 GHz. La réflexion est généralement meilleure que -8 dB sur la fréquence de bande d'intérêt. On peut voir quelques variations dans la réponse de fréquence, ce qui peut provenir du problème de l'étalonnage. L'interférence entre les deux transitions, bien sûr, va dégrader la performance électrique. Ce qui est au-delà du cadre de cette étude. Il est observé qu'expérimentalement, le rayonnement des circuits ouverts des lignes micro ruban et des ouvertures couplantées peut contribuer aux pertes, et

peuvent être séparées en termes d'effets du rayonnement, pertes diélectriques, ohmiques et de fuite.

Dans la figure 3.6, les résultats théoriques montrent que la longueur du circuit ouvert influence fortement la fréquence effective et la largeur de bande de la transition. Notez que la longueur effective de la fin du circuit ouvert est négligée dans l'analyse. La ligne micro ruban est idéalement supposée être un circuit ouvert à l'endroit spécifique. La transition désignée présente une fréquence de coupure de 35.5 GHz avec dans la bande de coupure. Le perte d'insertion est de -45 dB quelquefois la variation de la longueur du circuit ouvert de la ligne micro ruban. Avec différentes longueurs, une meilleure performance de la bande passante centrée à une fréquence différente est réalisée. Basé sur la modélisation et sur les résultats expérimentaux, la transition avec $l_s=1.0$ mm donne une meilleure transmission. Néanmoins, une autre optimisation peut être réalisée mais nécessite beaucoup des ajustements.

Comparée à la figure 3.6, la longueur du circuit ouvert du guide NRD a une influence considérable sur la localisation de la transition de la bande de rejet alors que le comportement de la bande passante est stationnaire à 29 GHz., ce qui est montré à la figure 3.7. Comme on le voit, la largeur de bande effective peut être améliorée avec la variation de la longueur du circuit ouvert du guide NRD en sacrifiant les meilleures performances à des fréquences plus faibles. La réponse de fréquence indique qu'une largeur de bande d'une transition plane de 3 GHz avec $l_w = 3.7$ mm peut être obtenue à temps voulu pour une perte d'insertion de moins de 2 dB.

Il est connu que l'ouverture couplante est la question clé pour résoudre l'adaptation d'impédance de la ligne micro ruban et du guide NRD. Pour réaliser une haute efficacité de couplage et une grande largeur de bande, les dimensions des ouvertures couplant doivent être choisies de manière adéquate. Notez que la longueur de l'ouverture est déterminée séparément par la théorie de la petite ouverture couplante. En général, une

géométrie plus petite de l'ouverture couplante donne une meilleure précision de modélisation. Il doit être souligné que l'application de la théorie de la petite ouverture couplante requiert certaines conditions géométriques et électriques imposées par le principe d'équivalence. Ces conditions ont été bien documentées dans [10]. Dans la figure 3.8, il peut être remarqué que la perte d'insertion est influencée par la longueur de l'ouverture avec la caractéristique de la largeur de bande fixée, indiquant qu'une ouverture plus longue peut réaliser de bonne performances. Ceci implique qu'une ouverture plus longue peut déterminer le couplage magnétique à un degré donné. Voyons la performance de la variation de la largeur de l'ouverture couplante à la figure 3.9. On remarque que plus l'ouverture est large, meilleure est la transmission. Néanmoins, la variation de la largeur n'influence pas la fréquence centrale de la bande de réjection. Par conséquent, la performance de la bande de réjection est indépendante de la géométrie de l'ouverture couplante. Cette question suggère qu'on peut principalement ajuster les longueurs du circuit ouvert du guide NRD et de la ligne micro ruban pour réaliser la meilleure performance compte tenu de la largeur de bande d'intérêt.

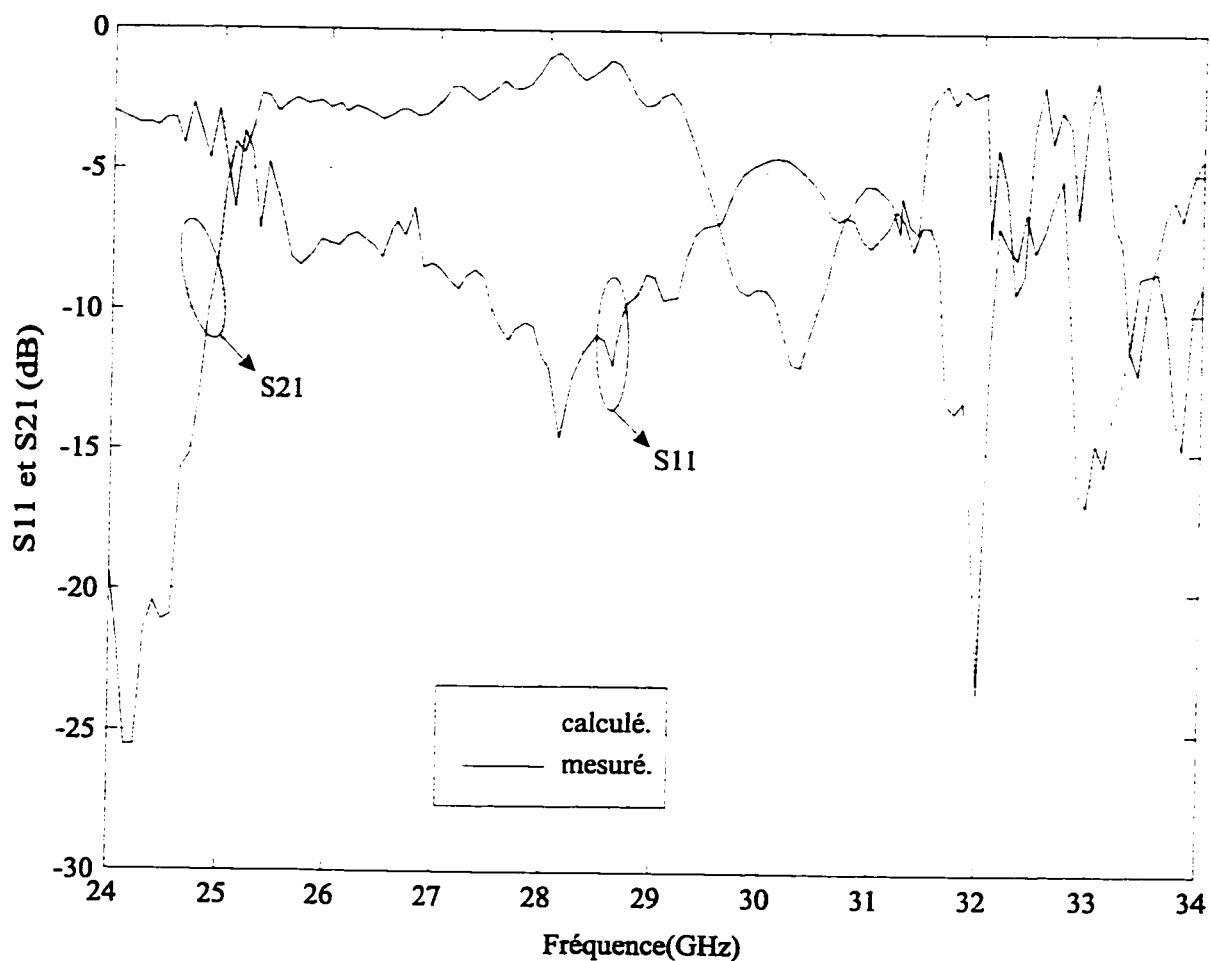


Figure 3.6 Une comparaison de la performance électrique calculée et mesurée de la transition de la ligne micro ruban au guide NRD.

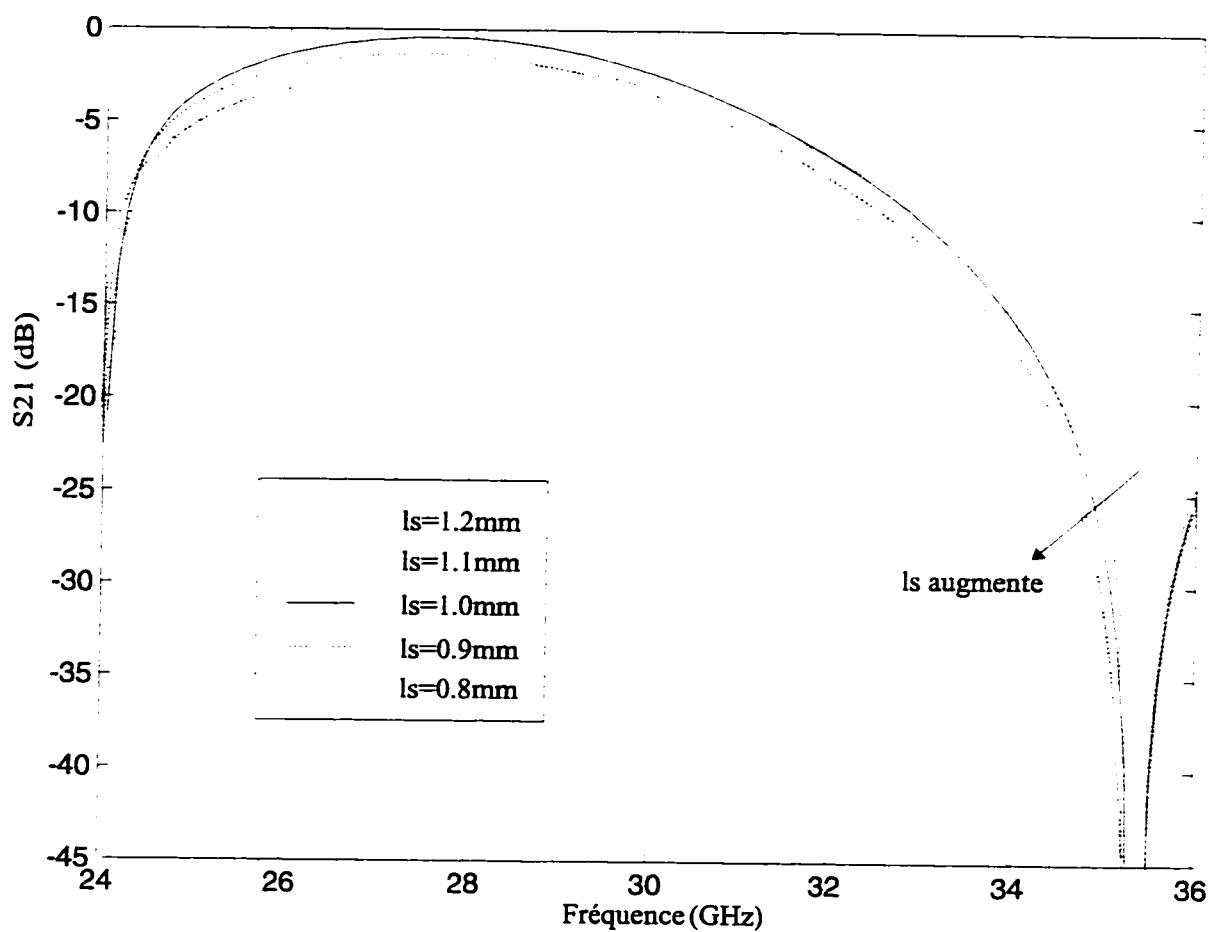


Figure 3.7 La variation de la longueur de la ligne micro ruban avec la position du circuit ouvert au guide NRD $l_w = 3.7$ mm.

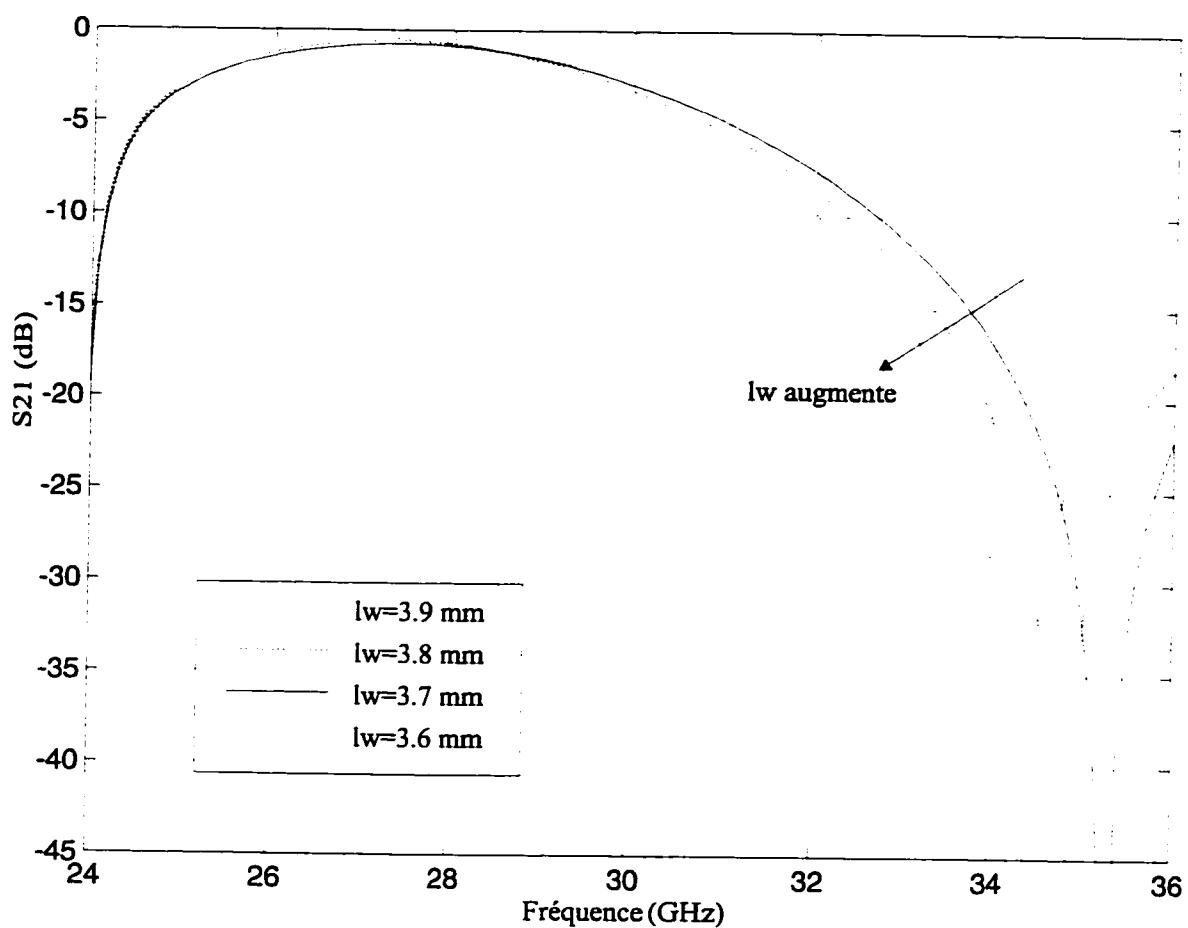


Figure 3.8 La variation de la longueur du circuit ouvert avec la position du NRD $l_s = 1.0 \text{ mm}$.

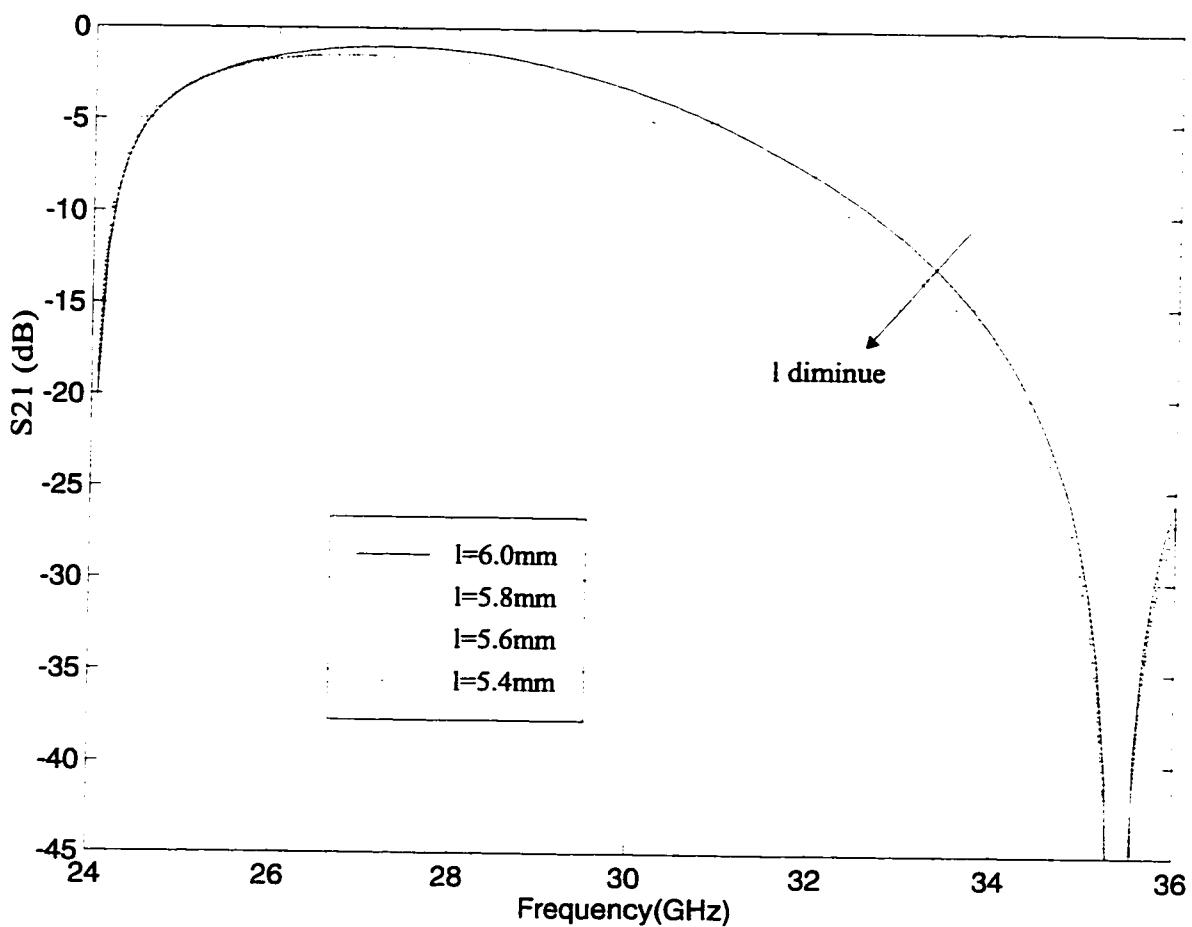


Figure 3.9 La variation de la longueur l de l'ouverture de largeur $s = 0.5\text{mm}$.

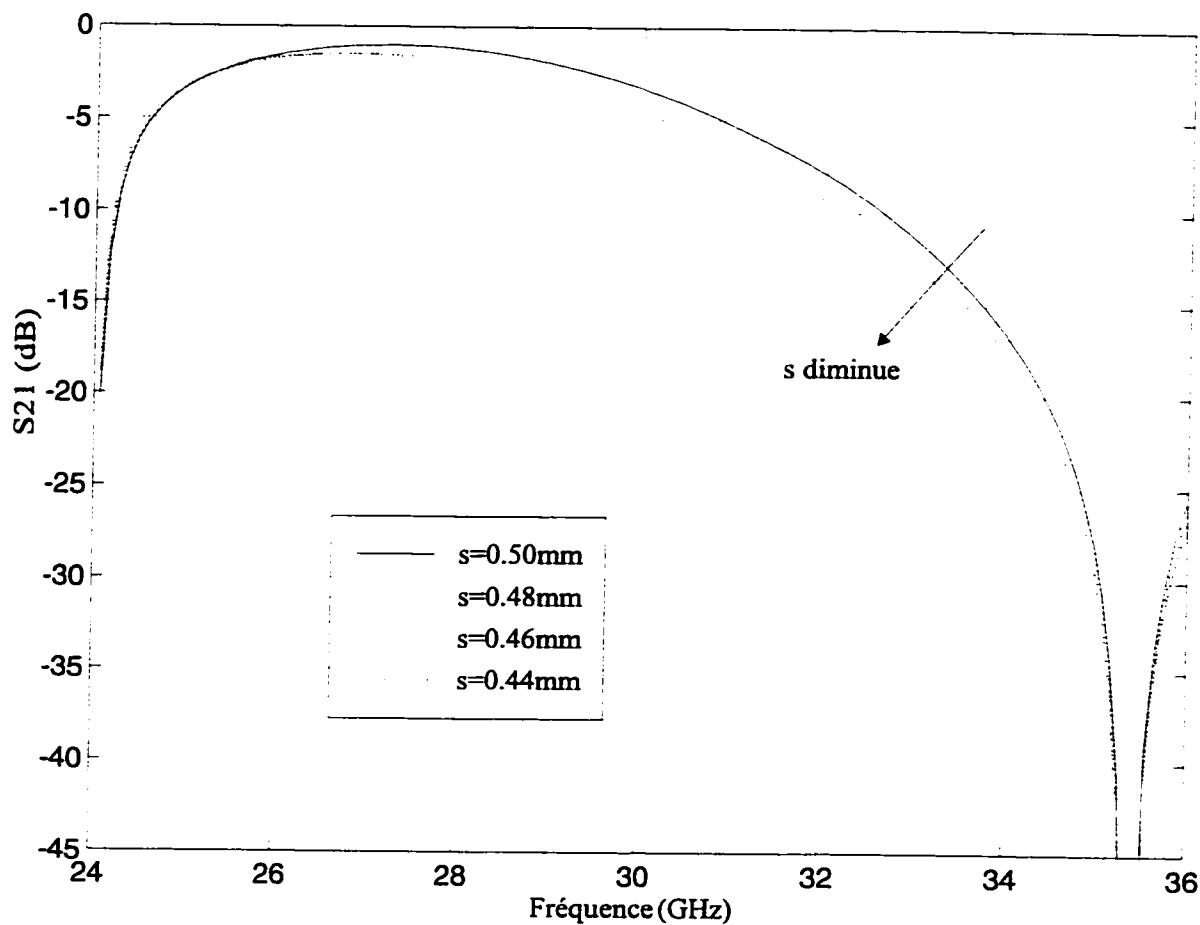


Figure 3.10 La variation de la largeur s de l'ouverture de longueur respective $l = 0.5\text{mm}$.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une transition hybride intégrée de la ligne micro ruban et du guide NRD a été étudiée pour des applications en micro ondes et ondes millimétriques. La théorie de la petite ouverture couplante a été appliquée avec succès dans la modélisation et on a utilisé la méthode des moments comme outil numérique pour analyser l'ouverture couplante. En plus, les techniques de guide d'onde équivalents ont été développées et utilisées pour modéliser la ligne micro ruban et le guide NRD opérant avec le mode fondamental non rayonnant à faible perte. Par conséquent, une méthode analytique de la ligne micro ruban et du guide NRD a été formulée. Elle donne un algorithme efficace. Aussi, de nombreux essais expérimentaux ont été réalisés pour encore optimiser et vérifier les résultats de modélisation. Il a été trouvé que les résultats théoriques concordent avec les résultats expérimentaux. Les dimensions géométriques de l'ouverture rectangulaire n'affectent pas les caractéristiques de la bande de réjection, alors les longueurs du circuit ouvert du guide NRD et de la ligne micro ruban ont une forte influence sur la performance de la largeur de bande. Les résultats indiquent que des optimisations peuvent être faites pour obtenir des bandes plus grandes et des couplages plus efficaces. Avec la transition proposées des circuits plus compacts sont réalisés en utilisant le NRD, pour réaliser des filtres et des résonateurs. Dans le chapitre qui suit, on présente le résonateur NRD à multi-anneaux.

Chapitre IV

L'ETUDE D'UN NOUVEAU RESONNATEUR A MULTI ANNEAUX UTILISANT LA TECHNOLOGIE HYBRIDE PLANAIRES ET NRD

4.1 Introduction

Comme on le sait, le guide d'onde non rayonnant (NRD) est en train d'augmenter sa popularité en micro onde et dans les systèmes de communication opérant à des longueurs d'ondes millimétriques, néanmoins, la limitation d'une telle structure est l'espacement entre les deux plaques ce qui rend extrêmement difficile l'insertion de composants actifs. Récemment, un nouveau cadre d'intégration hybride combinant des circuits planaires utilisant une ou les deux plaques métalliques du guide NRD comme plan de masse a été proposé dans [4]. Cette structure schéma hybride présente une intégration favorable entre le résonateur guide d'onde NRD et le circuit planaire et augmente les qualités du résonateur guide d'onde NRD comme un composant à faible coût et à haut facteur Q dans les systèmes de sélection de fréquence.

Il est bien connu que les résonateurs diélectriques utilisent des diélectriques à haute permittivité relative qui sont dans la plupart des cas du matériel à base de céramique. Ils présentent une grandeur extrêmement miniaturisée qui peut être chère et difficile à

aménager lors de l'assemblage du composant. Entre-temps, le guide NRD n'a virtuellement aucune perte de radiation et permet aussi d'utiliser du matériel à faible permittivité diélectrique pour la réalisation de la bande NRD, il est complètement possible pour quelqu'un de sélectionner un matériel à haut facteur Q et peu coûteux comme le Téflon ayant une permittivité relative de 2.04. De cette façon, un résonateur à haut facteur Q peut facilement être fait sans avoir recours à un résonateur diélectrique commercial à base de céramique coûteux. En plus, le résonateur NRD peut être fait relativement plus large en dimension à fréquence millimétrique. De ce fait, il requiert de plus faible tolérances dues à sa faible permittivité.

La connaissance théorique pour réaliser la conception du résonateur du guide NRD avec précision est dans tous les cas assez complexe et seulement quelques études dans la littérature ont examiné cette question [15]. Dans ce travail, une procédure originale basée sur la méthode des lignes (MOL) [16], est suivie pour l'analyse du modèle dynamique des structures des résonateurs multi anneaux NRD. Comme un outil numérique bien établi, la méthode des lignes offre un moyen simple pour résoudre des problèmes complexes, en particulier, les structures à plusieurs couches [17, 18]. Dans chaque couche diélectrique, l'équation d'onde différentielle comme l'équation d'Helmholtz pour le cas dynamique, ou l'équation de Laplace pour le cas statique est discrétisé à deux dimensions alors que la solution analytique est obtenue dans la coordonnée qui reste. La nature semi-analytique de cette approche fait que son effort de calcul est beaucoup moins élevé que d'autres techniques appliquées au même genre de problèmes [19]. En addition, il peut effectivement éviter les problèmes de choix de fonctions de base et aussi le problème de convergence relative comme dans la méthode de moment. Cette technique a montré son efficacité et sa généralité pour résoudre une large classe de problèmes électromagnétiques reliés aux analyses quasi-statiques en deux ou à trois dimensions.

Dans ce chapitre, on se limite à l'application de l'approche MOL pour un ensemble de résonateurs diélectriques multi-anneaux pour des applications pratiques. L'algorithme en

coordonnées cylindriques MOL est développé et une variété de structures de résonateurs multi-anneaux NRD sont calculées. Des comparaisons avec les résultats numériques d'autres méthodes et les résultats de mesures montrent généralement un bon accord et confirment l'efficacité et la validité de l'algorithme développé.

4.2 Description de l'analyse théorique

Différents types de résonateurs à haute constante diélectrique sont montrés à la figure 4.1. Les formes multi-anneaux sont aussi montrées à la figure 4.1 [15].

Due à l'orientation selon z préférée des structures, les champs électromagnétiques dans chaque région peuvent toujours être décrits par deux vecteurs potentiels Π^e et Π^h , qui peuvent être seulement dirigés dans la direction de l'axe z et réduits aux fonctions scalaires potentielles ψ^e et ψ^h , que la couche soit homogène ou non homogène tout au long de la direction z . Les fonctions scalaires de potentielles ψ^e et ψ^h doivent satisfaire l'équation de Helmholtz dans chaque la région homogène. Pour la couche non homogène où l'espace de dépendance de la permittivité $\epsilon_r(z)$ doit être considérée, ψ^e et ψ^h doivent satisfaire l'équation d'Helmholtz ou équation différentielle de Sturm-Liouville,

$$\frac{1}{\bar{\rho}} \frac{\partial}{\partial \bar{\rho}} (\bar{\rho} \frac{\partial \psi^h}{\partial \bar{\rho}}) + \frac{1}{\bar{\rho}^2} \frac{\partial^2 \psi^e}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 \psi^e}{\partial \bar{Z}^2} - \frac{1}{\epsilon_r(\bar{Z})} \frac{\partial \epsilon_r}{\partial \bar{Z}} \frac{\partial \psi^e}{\partial \bar{Z}} + \epsilon_r \psi^h = 0 \quad (4.1)$$

$$\frac{1}{\bar{\rho}} \frac{\partial}{\partial \bar{\rho}} (\bar{\rho} \frac{\partial \psi^h}{\partial \bar{\rho}}) + \frac{1}{\bar{\rho}^2} \frac{\partial^2 \psi^h}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 \psi^h}{\partial \bar{Z}^2} + \epsilon_r \psi^h = 0 \quad (4.2)$$

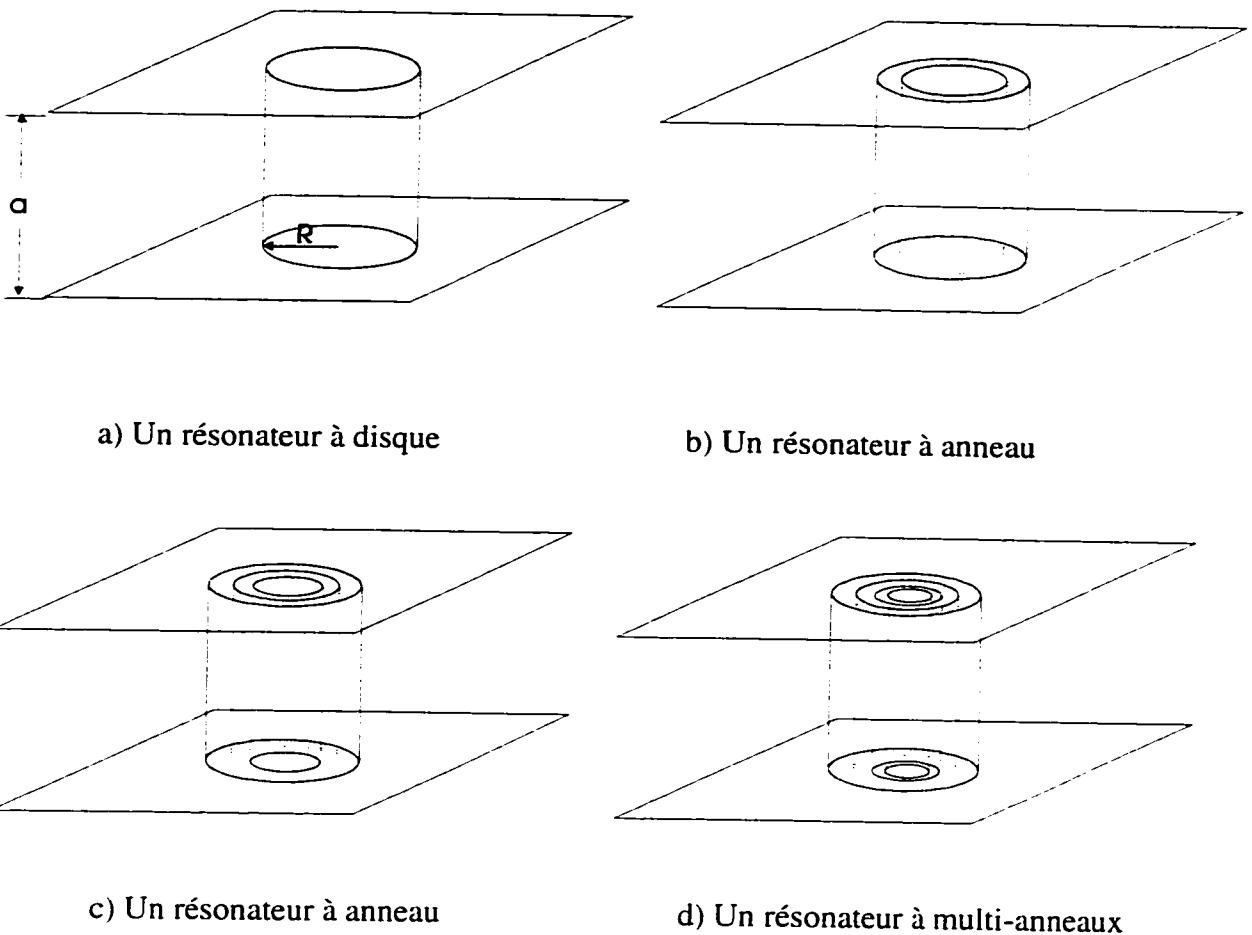


Figure 4.1 Les formes typiques de structures de résonateurs diélectriques multi-anneau.

k_0 est le nombre d'onde dans l'espace libre. De cette façon, les composantes du champs électrique et magnétique peuvent être dérivées de la façon suivante :

$$E_r = \epsilon_r^{-1} \frac{\partial^2 \psi^e}{\partial Z \partial \rho} - \frac{j}{\bar{\rho}} \frac{\partial \psi^h}{\partial \varphi} \quad (4.3-a)$$

$$E_\varphi = \epsilon_r^{-1} \frac{\partial^2 \psi^e}{\partial Z \partial \rho} + \frac{j}{\bar{\rho}} \frac{\partial \psi^h}{\partial \varphi} \quad (4.3-b)$$

$$E_z = \frac{\partial}{\partial Z} (\epsilon_r^{-1} \frac{\partial \psi^e}{\partial Z}) + \psi^e \quad (4.3-c)$$

$$j\eta_0 H_\rho = -\frac{1}{\rho} \frac{\partial \psi^e}{\partial \varphi} + j \frac{\partial^2 \psi^h}{\partial Z \partial \rho}$$

(4.3-d)

$$j\eta_0 H_\varphi = \frac{\partial \psi^e}{\partial \rho} + j \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 \psi^h}{\partial Z \partial \varphi} \quad (4.3-e)$$

$$j\eta_0 H_{Z\varphi} = j \left(\frac{\partial^2}{\partial Z^2} + \epsilon_r \right) \psi^h \quad (4.3-f)$$

Grâce à la géométrie symétrique de rotation de la structure du résonateur à multi anneau NRD, la relation suivante peut être obtenue,

$$\frac{\partial \psi^{e,h}}{\partial \varphi^2} = -m^2 \psi^{e,h} \quad (4.4)$$

En vue de résoudre les équations différentielles ci-dessus, la discréétisation des potentiels a été faite perpendiculaire à l'axe de rotation z. Notez que les potentiels et les champs sont analytiquement calculés dans la direction radiale, le schéma de discréétisation est seulement choisi dans la direction z dans laquelle les potentiels ψ^e et ψ^h sont déplacés l'un vers l'autre pour satisfaire les conditions d'interface dans la direction de la discréétisation.

Comme la fonction potentielle ψ^e dans la région non homogène est donnée par l'équation de Sturm-Liouville, l'effet du substrat fini dans la région non homogène peut

être traité en arrangeant la matrice diagonale $\varepsilon_r^{\epsilon(h)}(z)$ dans le domaine discret, de la façon suivante :

$$\varepsilon_r^{\epsilon(h)}(z) \rightarrow \begin{bmatrix} \varepsilon_r^{\epsilon(h)}(1) & & & \\ & \varepsilon_r^{\epsilon(h)}(2) & & \\ & & \ddots & \\ & & & \varepsilon_r^{\epsilon(h)}(N_z) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

où $\varepsilon_r^{\epsilon(h)}(i), i = 1 \dots, N_z$ représente les permittivités diélectriques relatives dépendantes de la coordonnée z sur l'espace définies à chaque ligne électrique et magnétique suivant le schéma de discréétisation l'expression de ε_r^h à l'interface où la permittivité diélectrique à une transition soudaine, est formulée par

$$\varepsilon_G = \varepsilon_r^h \Big|_{\text{interface}} = \frac{\varepsilon_{r1} h_1 + \varepsilon_{r2} h_2}{h_1 + h_2} \quad (4.6)$$

Donc, les dérivées du deuxième ordre du potentiel ψ^ϵ à travers l'interface sont données par :

$$\frac{d}{dz} \left(\frac{1}{\varepsilon_{r1}} \frac{d\psi}{dz} \right) \Big|_k = \frac{1}{e_{i-1}} \left[\frac{1}{\varepsilon_{r1} h_{i-1}} \psi_{k-1} - \left(\frac{1}{\varepsilon_{r1} h_{i-1}} + \frac{1}{\varepsilon_G h_i} \right) \psi_k + \frac{1}{\varepsilon_G h_i} \psi_{k+1} \right] \quad (4.7-a)$$

$$\frac{d}{dz} \left(\frac{1}{\varepsilon_{r2}} \frac{d\psi}{dz} \right) \Big|_{k+1} = \frac{1}{e_i} \left[\frac{1}{\varepsilon_G h_i} \psi_k - \left(\frac{1}{\varepsilon_{r2} h_{i+1}} + \frac{1}{\varepsilon_G h_i} \right) \psi_{k+1} + \frac{1}{\varepsilon_{r2} h_{i+1}} \psi_{k+2} \right] \quad (4.7-b)$$

Une telle discréétisation des potentiels ψ^ϵ et ψ^h peut être simplement écrite sous forme de matrices normalisées comme suit:

$$\frac{\partial \psi^h}{\partial \bar{Z}} \longrightarrow \frac{1}{h} D \psi^h \quad (4.8-a)$$

$$\frac{\partial \psi^e}{\partial \bar{Z}} \longrightarrow \frac{1}{h} D^T \psi^e \quad (4.8-b)$$

$$\frac{\partial^2 \psi^e}{\partial \bar{Z}^2} \longrightarrow \frac{1}{h^2} D^T D \psi^h \quad (4.8-c)$$

$$\varepsilon_r(\bar{Z}) \frac{\partial}{\partial \bar{Z}} (\varepsilon_r^{-1}(\bar{Z}) \frac{\partial \psi^e}{\partial \bar{Z}}) \longrightarrow -\varepsilon^e D(\varepsilon^h) D^T \psi^e \quad (4.8-d)$$

où ψ^e et ψ^h représentent les vecteurs colonnes composés des potentiels discrétisés, et la structure de la matrice D a la forme suivante compte des condition frontière.

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & & & & & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Avec la procédure de discréttisation ci-dessus, les équations de Helmholtz et de Sturm-Liouville sont maintenant représentées sous la forme d'une équation matricielle ordinaire couplée. Maintenant, des transformations de matrice appropriées sont adoptées telles que les matrices caractéristiques couplées ci-dessus peuvent être diagonalisées. De nouvelles équations matricielles non couplées peuvent être obtenues. Pour exprimer ceci, un nouvel ensemble de potentiels électriques et magnétiques est défini dans le domaine transformé,

$$\psi^{(\epsilon,h)} = T^{(\epsilon,h)} \cdot \tilde{\psi}^{\epsilon,h} \quad (4.10)$$

ou T^ϵ et T^h sont les matrices de transformation.

La discréétisation correspondante des composants des champs peut être exprimée comme ci-dessous :

$$E_z = (\epsilon^\epsilon)^{-1} T^\epsilon (K_\rho^\epsilon)^2 \tilde{\psi}^\epsilon \quad (4.11a)$$

$$E\varphi = -\frac{m}{\bar{\rho}^h} (\epsilon^h)^{-1} D' T^\epsilon \tilde{\psi}^\epsilon + j T^h \frac{\partial \tilde{\psi}^h}{\partial \bar{\rho}} \quad (4.11b)$$

$$j\eta_0 H_z = j T^h (K_\rho^h)^2 \tilde{\psi}^h \quad (4.11c)$$

$$j\eta_0 H_\varphi = T^\epsilon \frac{\partial \tilde{\psi}^\epsilon}{\partial \bar{\rho}} - j \frac{m}{\bar{\rho}^h} D \cdot T^h \tilde{\psi}^h \quad (4.11d)$$

Après avoir transformé les axes principaux en utilisant l'équation (4.10), on peut obtenir un ensemble d'équations matricielles différentielles non couplées dans le domaine transformé :

$$\bar{\rho} \frac{\partial}{\partial \bar{\rho}} (\bar{\rho} \frac{\partial \tilde{\psi}^{\epsilon,h}}{\partial \bar{\rho}}) + [(K_\rho^{\epsilon,h} \bar{\rho})^2 - m^2 I^{\epsilon,h}] = 0 \quad (4.12)$$

et

$$(T^{\epsilon,h})^{-1} (\epsilon^{\epsilon,h} - P^{\epsilon,h}) T^{\epsilon,h} = (K_\rho^{\epsilon,h})^2 \quad (4.13)$$

avec

$$P^\epsilon = -\epsilon^\epsilon D(\epsilon^h)^{-1} \cdot D^T \quad (4.14a)$$

$$P^\epsilon = -D^T \cdot D \quad (4.14b)$$

Les solutions générales des équations différentielles non couplées (4.12) se présentent sous la forme d'une combinaison linéaire des fonctions Bessel

$$\tilde{\psi}^{\epsilon,h} = J_m(K_\rho^{\epsilon,h} \bar{\rho}) A^{\epsilon,h} + Y_m(K_\rho^{\epsilon,h} \bar{\rho}) B^{\epsilon,h} \quad (4.15)$$

ou J_m et Y_m représentent les fonctions Bessel du premier genre et du deuxième genre.

Puisque dans la plupart des cas, les composants et leur dérivés interviennent dans l'expression des conditions frontières aux interfaces, la relation suivante pour une région arbitraire, par exemple les plans cylindres A et B, peut être dérivée de l'équation (4.15)

$$\bar{\rho} \frac{\partial}{\partial \bar{\rho}} \begin{bmatrix} \tilde{\psi}_A \\ \tilde{\psi}_B \end{bmatrix} = \hat{P}_m^{-1} \begin{bmatrix} \bar{G}_m & \frac{2}{\pi} I \\ \frac{2}{\pi} I & \bar{Q}_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\psi}_A \\ \tilde{\psi}_B \end{bmatrix}$$

(4.16)

où \hat{P}_m est une matrice bloc diagonale composée par les matrices \bar{P}_m ,

$$\bar{P}_m = J_m(r_A) Y_m(r_B) - J_m(r_B) Y_m(r_A) \quad (4.17a)$$

$$\bar{G}_m = r_A [J_m(r_A) Y_m(r_B) - J_m(r_B) Y_m(r_A)] \quad (4.17b)$$

$$\bar{Q}_m = r_B [J_m(r_A)Y_m(r_B) - J_m(r_B)Y_m(r_A)] \quad (4.17c)$$

avec $r_A = K_\rho \bar{a}$ and $r_B = K_\rho \bar{b}$, et

$$\begin{bmatrix} \tilde{\psi}^A \\ \tilde{\psi}^B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_m(K_\rho^{e,h}\bar{a}) & Y_m(K_\rho^{e,h}\bar{a}) \\ J_m(K_\rho^{e,h}\bar{b}) & Y_m(K_\rho^{e,h}\bar{b}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

En substituant les expressions (4.16) et (4.18) dans (4.11), une formulation récursive peut être obtenue après une manipulation algébrique :

$$\begin{bmatrix} H_A \\ H_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{1A} & Y_2 \\ Y_2 & Y_{1B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_A \\ -E_B \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

avec les abréviations suivantes :

$$H_{A,B} = j\eta_0 \begin{bmatrix} H_{ZA,B} \\ \bar{\rho}_{A,B} H_{\varphi A,B} \end{bmatrix} \quad (4.20a)$$

$$E_{A,B} = \begin{bmatrix} \bar{\rho}_{A,B} E_{\varphi A,B} \\ E_{\varphi A,B} \end{bmatrix} \quad (4.20b)$$

et

$$Y_{1A} = \begin{bmatrix} Q^h \tilde{Q}_{mh} & Q^h \tilde{Q}_{mh} (Q^e)^{-1} \\ -\bar{D} \tilde{Q}_{mh} & \gamma_{el} \end{bmatrix} \quad (4.21a)$$

$$Y_{IB} = \begin{bmatrix} -Q^h \tilde{G}_{mh} & Q^h \tilde{G}_{mh} (Q^\epsilon)^{-1} \\ \bar{D} \tilde{G}_{mh} & -\gamma_{\epsilon 2} \end{bmatrix} \quad (4.21b)$$

$$Y_2 = \begin{bmatrix} Q^h \tilde{S}_m^{-1} & Q^h \tilde{S}_m (Q^\epsilon)^{-1} \\ -\bar{D} \tilde{S}_m^{-1} & -\alpha_{\epsilon 0} \end{bmatrix} \quad (4.21c)$$

avec

$$(\tilde{Q}^\epsilon)^{-1} = -\frac{m}{h} (\varepsilon^h)^{-1} D^T (Q^\epsilon)^{-1} \varepsilon_\epsilon \quad (4.22a)$$

$$\tilde{Q}_m^h = T^h (S_m^h)^{-1} \tilde{Q}_m^h (T^h)^{-1} \quad (4.22b)$$

$$\tilde{S}_m^{-1} = \frac{2}{\pi} T^h (\bar{S}_m^h)^{-1} (T^h)^{-1} \quad (4.22c)$$

$$\tilde{G}_m^h = T \bar{G}_m^h (T^h)^{-1} \quad (4.22d)$$

$$\bar{D} = \frac{m}{\pi} D \quad (4.22e)$$

Les matrices $\gamma_{\epsilon 1}$, $\alpha_{\epsilon 0}$ and $\gamma_{\epsilon 1}$ peuvent être écrites de la manière suivante :

$$\gamma_{\epsilon 1} = T^\epsilon (P_m^\epsilon)^{-1} \bar{G}_m^\epsilon (K_\rho^\epsilon)^{-2} (T^\epsilon)^{-1} \varepsilon_\epsilon - Q^h \tilde{Q}_m^h (\tilde{Q}^\epsilon)^{-1} \quad (4.23a)$$

$$\alpha_{\epsilon 0} = -\frac{2}{\pi} T^\epsilon (P_m^\epsilon)^{-1} (K_\rho^\epsilon)^{-2} (T^\epsilon)^{-1} \varepsilon_\epsilon - Q^h \tilde{S}_m^h (\tilde{Q}^\epsilon)^{-1} \quad (4.23b)$$

$$\gamma_{e2} = T^e (P_m^e)^{-1} \bar{Q}_m^e (K_\rho^e)^{-2} (T^e)^{-1} \varepsilon_e - T^h (K_\rho^h)^{-2} (S_m^h)^{-1} \bar{G}_m^h (T^e)^{-1} (\tilde{Q}^e)^{-1} \quad (4.23c)$$

De l'équation (4.19), considérant les conditions de frontière et les conditions de continuité à l'interface, l'équation aux valeurs propres peut être obtenue

$$Y_{dom} \cdot \begin{bmatrix} E_A \\ E_B \end{bmatrix} = 0 \quad (4.24)$$

Finalement, cela implique que les solutions reliées aux fréquences de résonance de la structure peuvent être trouvées à partir de l'équation déterminantale :

$$\text{Det}(Y_{dom}) = 0 \quad (4.25)$$

Pour améliorer davantage l'efficacité du calcul de la méthode des lignes MOL en coordonnées cylindriques, la technique de la décomposition en valeurs singulières est utilisée pour trouver les zéros dans (4.25).

4.3 Résultats et Discussion

Dans cette section, une variété de structures de résonateurs NRD multi-anneaux sont examinées. Les résultats obtenus utilisant l'algorithme MOL cylindrique décrit ci-dessus sont comparés avec ceux disponibles provenant des autres méthodes, et la validité et l'efficacité de l'approche est démontrée.

Pour vérifier les résultats numériques avec les essais expérimentaux, un prototype de test est montré à la figure 4.2. Dans cette procédure de test, deux lignes micro ruban sont

déposées sur le dessus du guide NRD avec le plan de masse commun. Le couplage est réalisé à travers une ouverture gravée sur la masse. Cette structure est appelée le résonateur hybride planaire multi-anneaux NRD qui est un circuit basé sur l'ouverture couplante. Le mécanisme de l'opération est similaire à celui de la transition de la ligne micro ruban et le guide NRD, étudiée dans le chapitre précédent. Néanmoins, les modes opérant dans le résonateur sont différents de ceux de la ligne de transmission NRD.

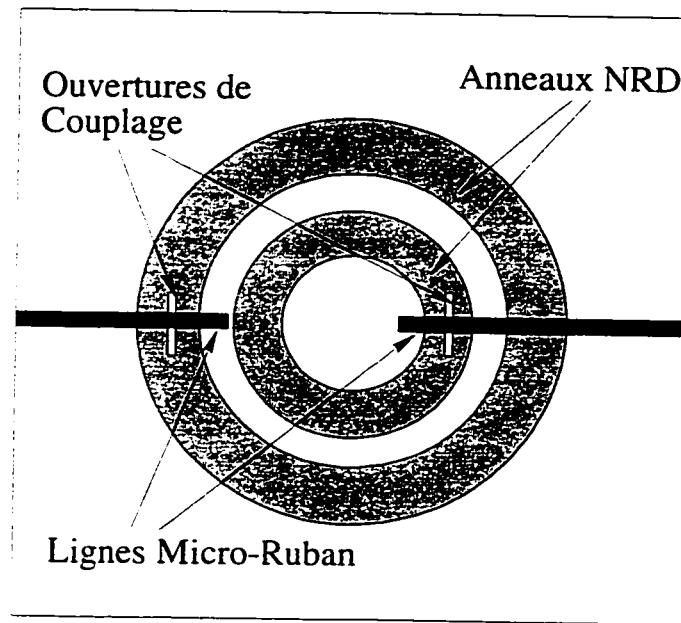


Figure 4.2 Procédure de test du résonateur hybride planaire/multi-anneaux NRD

4.3.1 Le résonateur à disque NRD

Pour commencer avec, un cas spécial, comme vérification significative de l'approche proposée, des structures diélectriques NRD avec section circulaire sont considérés (rayon R, hauteur a). Le domaine de calcul a été limité avec des murs électriques ou magnétiques qui ont été placés, moyennant une discrétisation équidistante. Les résultats calculés sont présentés dans la table I, concernant la fréquence des modes hybrides HEM_{npm} dans le

domaine d'opération du NRD habituel (les indices n, p, m représentent par respectivement les variations angulaires, radiales, et axiales). La précision de l'approche est exprimée à travers l'erreur relative, qui est évaluée par rapport aux résultats provenant des autres méthodes et des mesures expérimentales. L'accord entre l'approche et les données exactes apparaît remarquable.

Tableau 4.1 Calcul de la fréquence de résonance f (GHz) pour les premiers modes d'un résonateur à disque NRD ayant une section circulaire de rayon R et une hauteur fixe de a , les paramètres sont $\epsilon_r = 2.56$, $R=11\text{mm}$ et $a=12.3\text{mm}$.

Modes HEM _{npm}	Les valeurs de ce travail f (GHz)	Les valeurs de BEM f (GHz)	Résultats de mesures	Erreurs relatives par rapport aux mesures
HEM ₁₁₁	9.233	9.225	9.230	0.03 %
HEM ₀₁₁	10.698	10.698	10.687	0.10%
HEM ₀₂₁	11.133	11.137	11.137	-0.04%
HEM ₂₁₁	11.330	11.335	11.332	-0.02%

4.3.2 Le résonateur à anneau guide d'onde NRD

La structure du résonateur à anneau du guide d'onde non rayonnant a été analysée et la Figure 4.3 montre les résultats de modélisation de la fréquence de résonance comme fonction du rayon moyen R par rapport à l'épaisseur fixée du substrat diélectrique b dans lequel R varie de 1 à 8 avec $b = 3.0 \text{ mm}$ et $a = 2.7 \text{ mm}$. Il peut être trouvé que la plus faible fréquence de résonance n'est pas significativement affectée par le plus grand rayon moyen de l'autre fréquence résonnante. Les valeurs obtenues de la fréquence de résonance ont été comparées avec celles dérivées de l'analyse du guide d'onde NRD droit imposant la condition approchée. Un accord de quelques pour cents est trouvé. La

variation de la fréquence de résonance quand la largeur b de l'anneau diélectrique est variée est aussi montré à la figure 4.4. Bien sûr, notre analyse numérique nous a permis de révéler la présence des solutions complexes de l'équation à valeur propre en introduisant une fréquence angulaire complexe.

Pour démontrer la possibilité de la structure du résonant à anneau NRD utilisée dans notre conception du circuit oscillateur, dans lequel les diamètres internes et externes sont 8.0 mm et 12.0 mm, respectivement, et le matériel diélectrique (le matériel Polystyrène) avec une permittivité relative de 2.56, des essais expérimentaux sont réalisés en mesurant les coefficients de transmission et de réflexion de la structure. La figure 4.5 montre les résultats numériques en comparaison avec les mesures expérimentales. Il est encore trouvé que l'accord est bon. On doit faire attention aux coefficients de réflexion qui dépendent des changement significatif des différentes fréquence de résonance imposées par la grandeur des ouvertures qui doivent être optimisées comme dans le chapitre III. Dans cet exemple, la grandeur d'ouverture est $0.5 \times 5 \text{ mm}^2$ et les coefficients de réflexion correspondants à la fréquence résonnante à 17.5 GHz est moins que 1.2. Il paraît que les pertes du circuit sont réduites quand l'ouverture appropriée est choisie correctement.

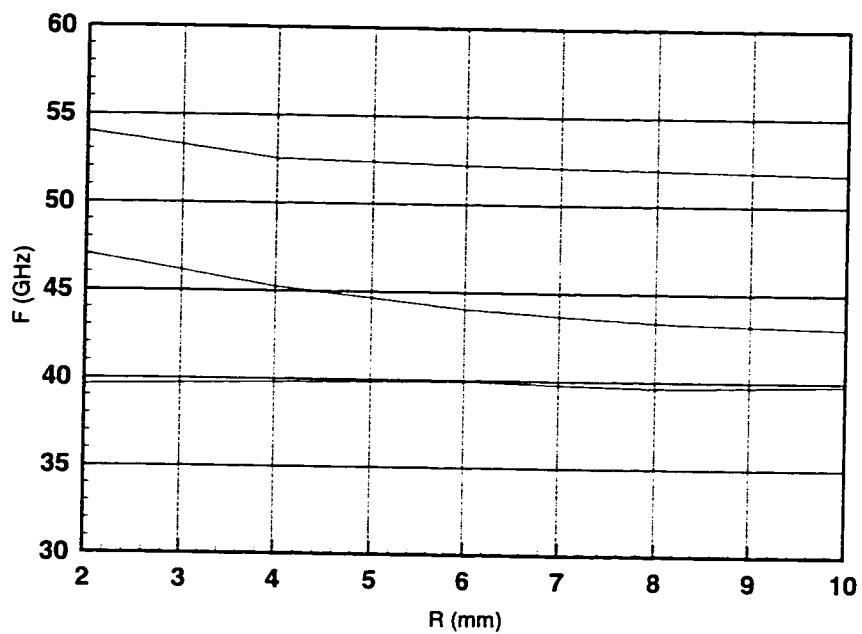


Figure 4.3 Fréquences de résonances comme une fonction du rayon moyen R du résonateur à anneau.

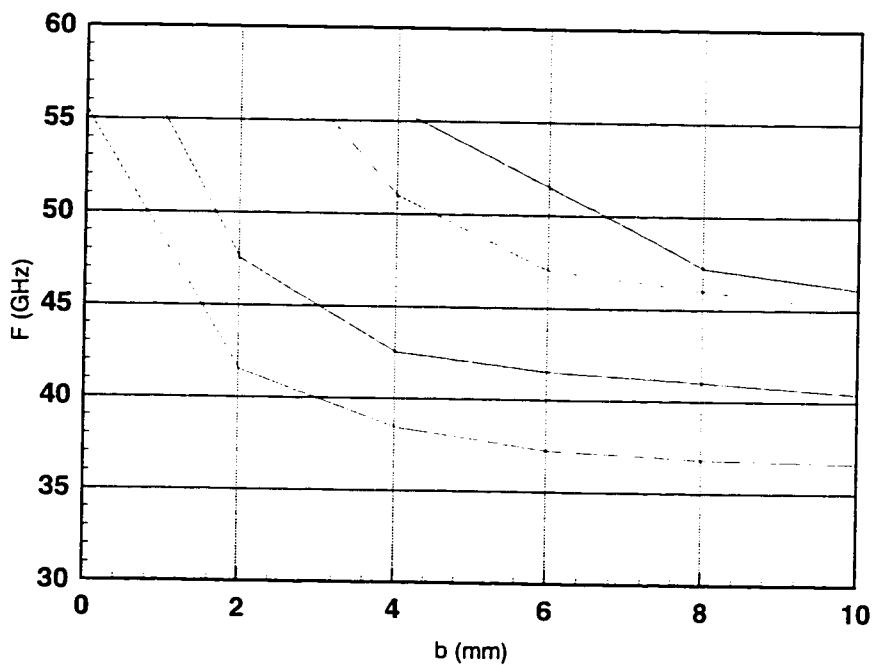


Figure 4.4 Variation des fréquences de résonances comme une fonction de la largeur b du résonateur à anneau.

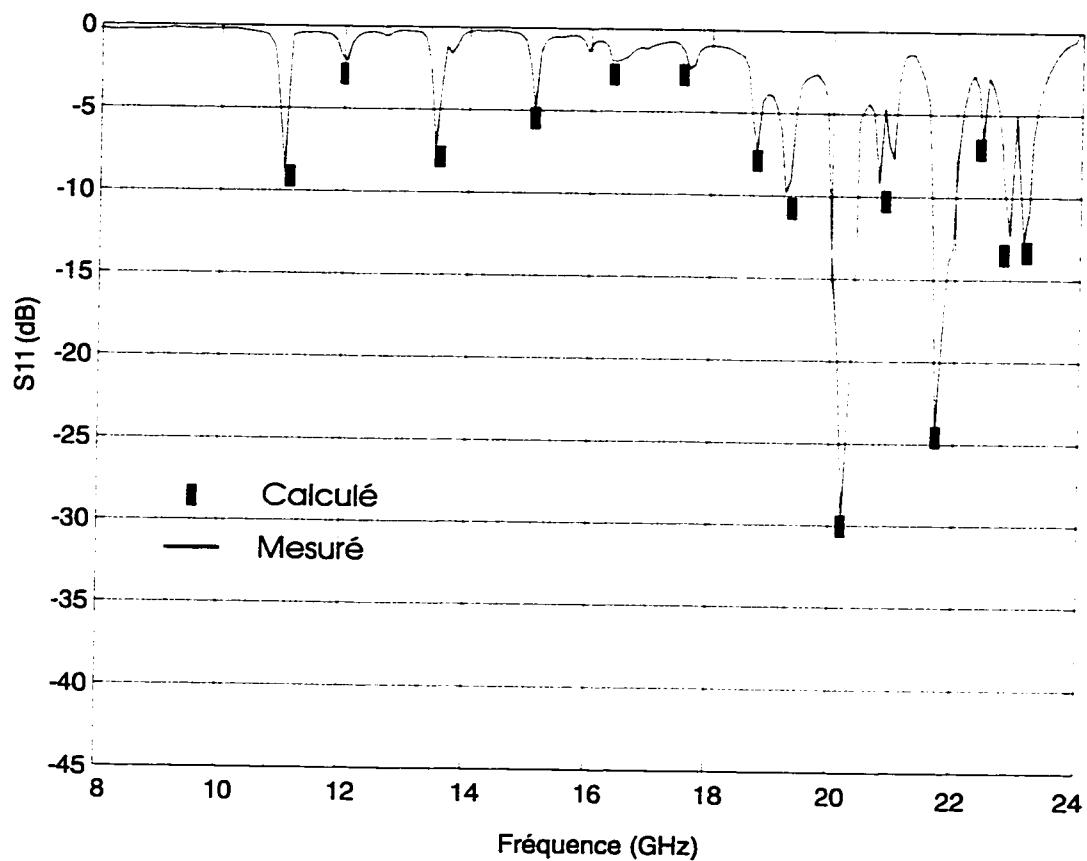


Figure 4.5(a) La comparaison des résultats numériques des modes résonances identifiés avec les résultats mesurés pour S_{11} .

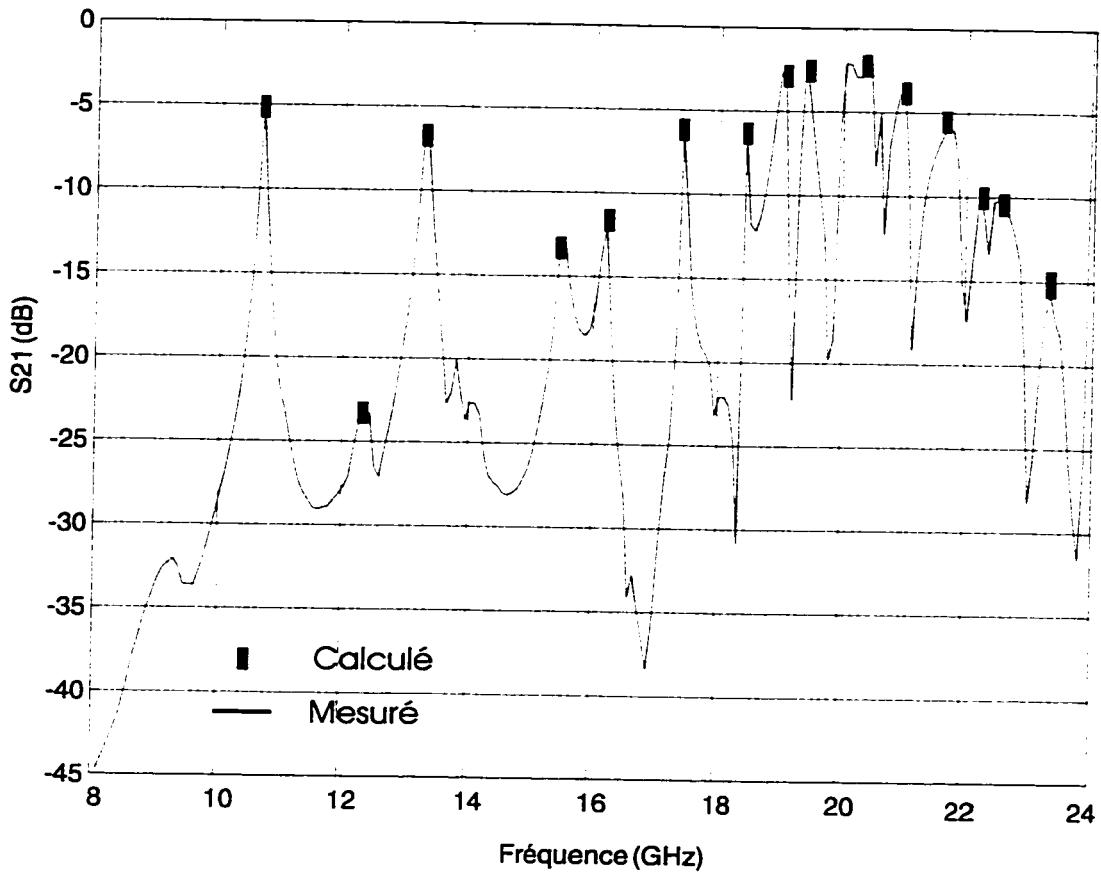


Figure 4.5(b) La comparaison des résultats numériques des modes résonances identifiés avec les résultats mesurés pour S21.

4.3.3 Le résonateur multi-anneaux du guide d'onde NRD

Dans le dernier exemple, une structure du résonateur multi-anneaux du guide d'onde NRD est examinée, comme le montre la figure 4.6. La Figure 4.7 présente la grandeur normalisée des paramètres S obtenus par cette approche, comme est montré sur les graphes. Les résultats numériques sont toujours en bon accord avec les mesures pour l'ensemble des fréquences des résonances. La très faible déviation des résultats pour la structure utilisée peut être dû au nombre de lignes à discréétisation et de l'approximation des fonctions de Bessel. Dans tous les cas, la différence entre la valeur théorique et les

essais expérimentaux est inférieure à 1%. Donc, il peut être conclu que l'approche proposée est capable de fournir une fréquence de résonance précise dans la conception des systèmes hybrides intégrés.

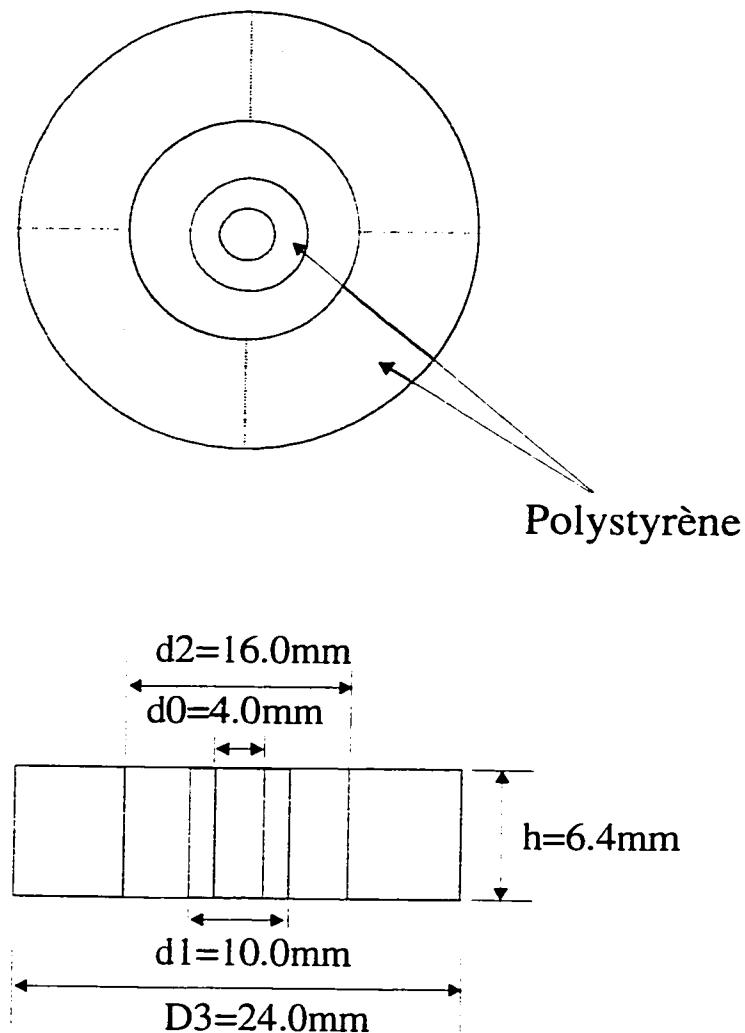


Figure 4.6 Structure de la partie diélectrique du guide d'onde multi-anneaux NRD.

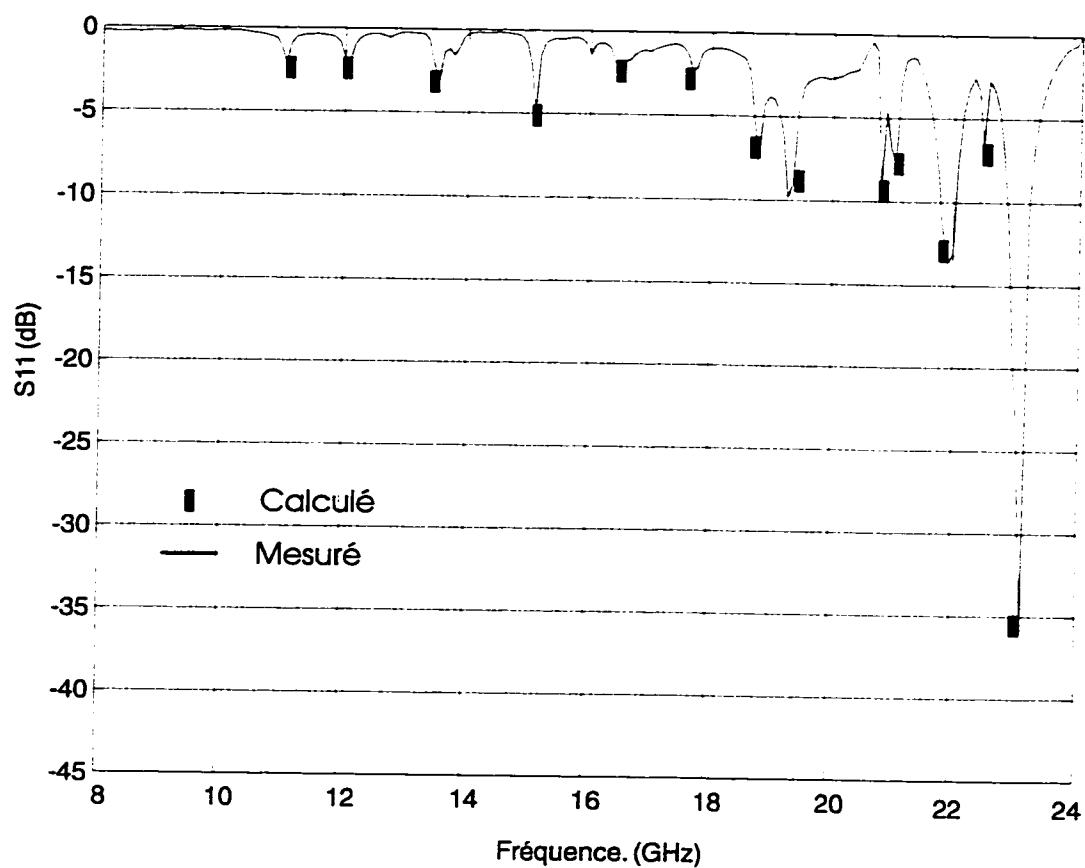


Figure 4.7(a) Comparaison de S_{11} entre les résultats numériques des modes du résonateur identifiés et les résultats mesurés.

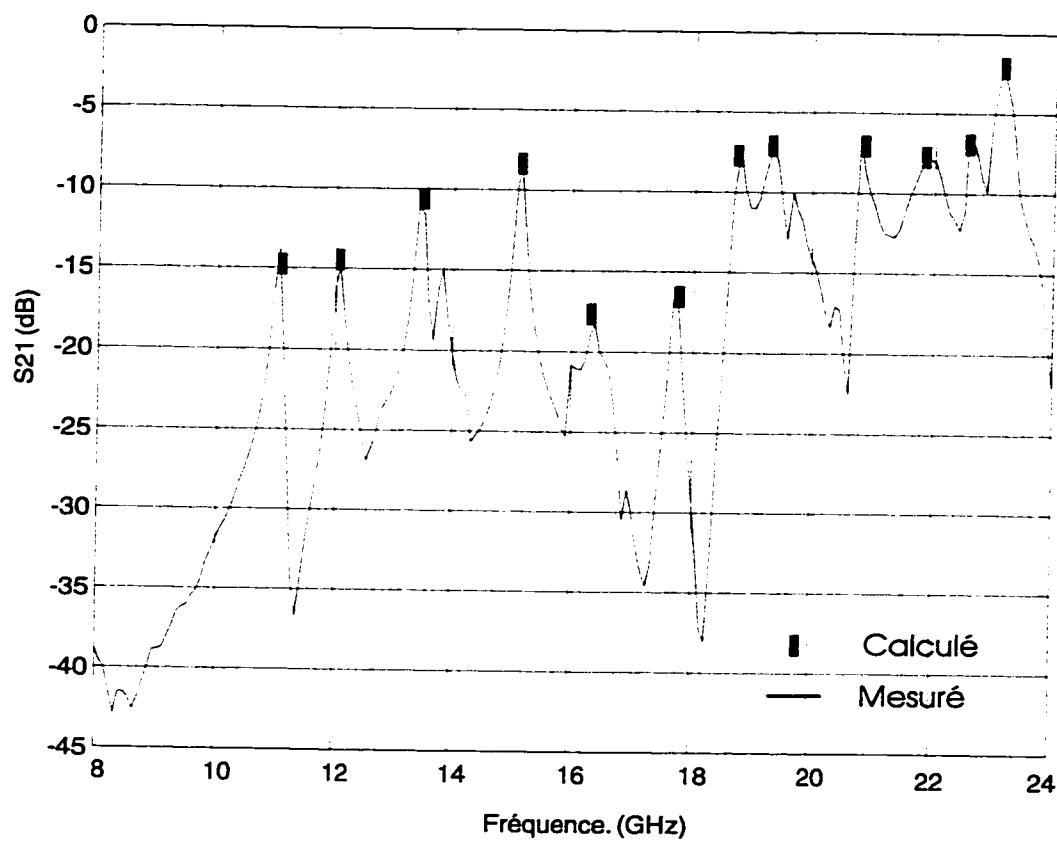


Figure 4.7(b) Comparaison de S₁₁ entre les résultats numériques des modes du résonateur identifiés et les résultats mesurés.

4.4 Conclusion

Les structures du résonateur utilisant la technologie planaire/multi-anneaux NRD avec substrats homogènes et non homogènes ont été examinées en utilisant l'algorithme en coordonnées cylindriques basé sur la méthode des lignes. La validité des formulations proposées a été démontrée par les mesures expérimentales. Les résultats numériques et mesurés montrent que la haute stabilité de fréquence et la condition de faible tolérance de fabrication des résonateurs peuvent être obtenues en utilisant ces structures. Cela peut donc convenir pour des nombreuses applications de résonateurs hybrides planaire/multi-anneaux NRD comme composants à faible coût et à haut facteur du qualité Q dans les systèmes intégrés micro-ondes ou en et ondes millimétriques.

Chapitre V

L'OSCILLATEUR HYBRIDE INTEGRE PLANAIRES/NRD

Dans le chapitre précédent, une classe de résonateurs hybrides/NRD multi-anneaux a été examinée. Ces résonateurs promettent d'être adéquats pour la conception de circuits micro-onde et onde millimétrique à faible coût. L'un de ces résonateurs réalisé a une fréquence de résonance à 23.3 GHz avec une meilleure perte d'insertion que pour les autres fréquences de résonance. On a choisi la topologie de réseau de contre réaction dans la conception d'un oscillateur en utilisant la technologie hybride intégré planaire avec le guide NRD.

5.1 Introduction

La technologie NRD a démontré une excellente performance pour les applications micro-ondes et ondes millimétriques en termes de conception et de fabrication d'un grand nombre de circuits intégrés [1-3]. Elle est supérieure à d'autres guides d'onde diélectriques [20] grâce à ses pertes de la rayonnement dues aux discontinuités de circuit et d'équerre qui peuvent être presque complètement supprimées tout au long du chemin de propagation. Néanmoins, les problèmes sévères vont surgir quand les composants actifs, en particulier les composants à trois portes, sont incorporés dans la structure NRD.

Pour la plupart des circuits actifs, tels que les oscillateurs et les amplificateurs, les composants à trois portes comme FETs, HBTs et HEMTs sont intégrés dans les circuits planaires. Comme la fréquence opératrice augmente, la perte de transmission et de radiation des structures planaires va devenir non négligeable, ce qui peut menacer la performance électrique des circuits. Dans le but de maintenir les avantages complémentaires des structures planaires et du guide NRD et enlever leurs limites fondamentales et inconvénients inhérents, la technologie intégrée du guide planaire/NRD peut être utilisée [4]. Dans cette architecture, les circuits actifs peuvent être réalisés en termes de structure planaire alors que les circuits passifs peuvent être réalisés suivant la technique du guide NRD. Ces deux structures non similaires sont effectivement inter reliées via les transitions à base d'ouverture en partageant les plans de masse .

Dans ce travail, un schéma hybride de circuits planaires couplés avec le résonateur NRD est présenté pour concevoir une classe d'oscillateur. En comparant avec l'oscillateur planaire traditionnel, cet oscillateur planaire/NRD utilise un résonateur à plusieurs anneaux de NRD de faible perte et du matériel de permittivité faible, il est couplé avec l'oscillateur planaire à travers les ouvertures. De plus, le modèle et l'analyse sont moins compliquées due à l'absence de structure hybride de la ligne rectangulaire des coordonnées couplée avec le résonateur diélectrique en utilisant les coordonnées cylindriques [21]. La conception du circuit oscillant est complètement symétrique et il est utilisé comme boucle de contre réaction.

5.2 Conception d'oscillateur planaire/NRD

5.2.1 Une brève description de la configuration

Dans ce travail, un schéma hybride de circuits planaires couplés à un résonateur multi-anneaux NRD est montré à la figure 5.1. Le résonateur est fait de matériel à haut permettant un grand facteur de qualité Q et peu coûteux (Polystyrène, ayant une permittivité relative de 2.56). Il est modelé avec la méthode des lignes dans le chapitre IV et peut résonner à 23.3 GHz. La conception compacte du résonateur excitée par ligne micro ruban couplée au résonateur NRD à travers une ouverture couplante a été démontrée. Comme boucle de réponse, le résonateur est couplé au circuit planaire à travers deux ouvertures dans le plan de masse. L'oscillateur est conçu dans le cadre d'analyse d'amplificateur avec un réseau de contre réaction positif. Le composant actif choisi est un transistor FHX35LG GaAs HEMT pour des applications à faible bruit. Dans ce cas, une partie du signal de sortie va à travers une ouverture magnétique couplée au mode résonnant NRD. Il continue son chemin, couplé de nouveau à l'autre ouverture reliée à la porte d'entrée. De cette manière, la contre réaction positif est formée. L'orientation de l'ouverture couplante a été examinée au chapitre III.

5.2.2 Conditions de base pour la conception d'oscillateurs à fréquence fixe

La conception de l'oscillateur hybride planaire/NRD est basée sur une approche conventionnelle. Le diagramme de conception d'un transistor oscillateur peut être représenté comme celui d'une synthèse de réseaux couplants à trois portes à faible perte figure 5.2. Ce réseau couplant offre un unique et stable état d'oscillation, un signal RF

maximal et une puissance de sortie micro-onde (ou onde millimétrique) vers une charge externe le tout avec des conditions de polarisation données.

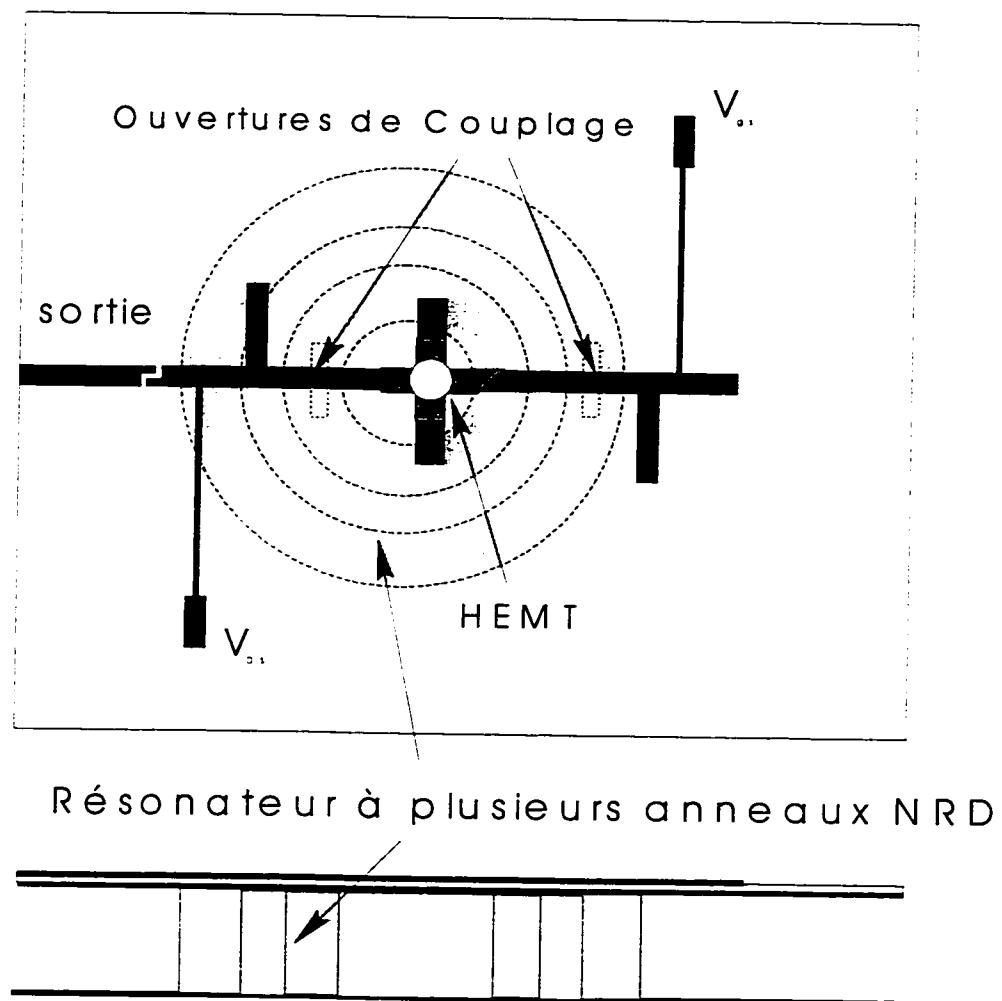


Figure 5.1 Configuration de l'oscillateur hybride planaire et NRD.

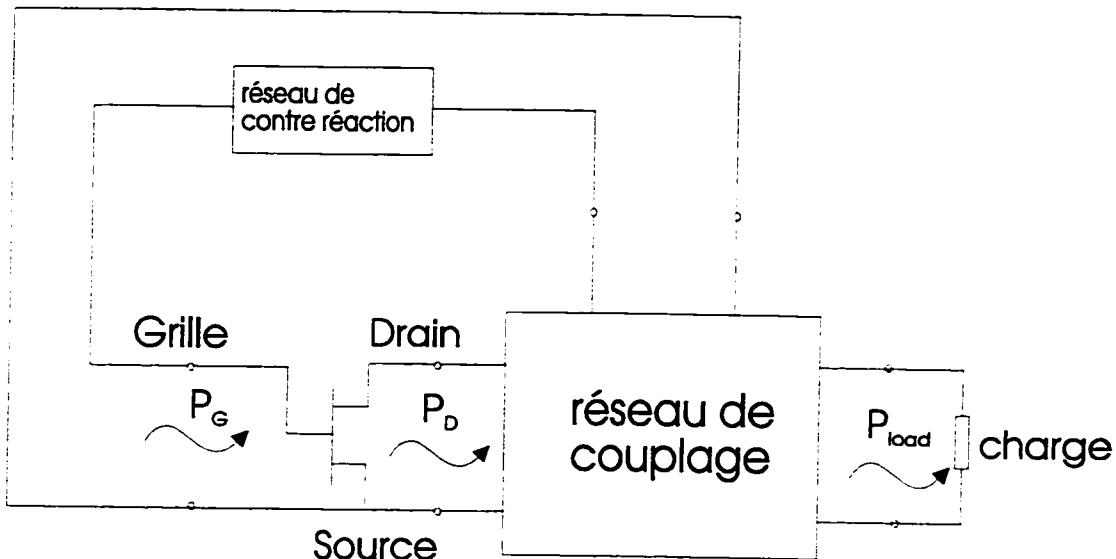


Figure 5.2 Diagramme d'un transistor oscillateur.

Les approches pour satisfaire la première contrainte sont liées aux conditions évitant et les effets d'hystérésis. Les oscillations supérieures causées par les phénomènes parasites sont normalement absentes dans les circuits GaAs HEMT, grâce à la dominance de non linéarités à type resistif dans le composant. Donc, les états d'oscillation et les effets d'hystérésis potentiels peuvent être observés dans le domaine de fréquence en enregistrant les résonances à système en série et parallèle sous les conditions de petit signal. Les fréquences susceptibles de provoquer un état d'oscillation non désiré , sont ainsi identifiées. Une évaluation conservatrice est souvent appropriée pour anticiper la tolérance du circuit et les déviations des caractéristiques du composant. Une précaution évidente consiste à choisir les configurations du réseau couplant avec une complexité minimale dans le but d'éviter, à priori, une résonance non voulue. Ceci s'applique spécialement pour éviter les fréquences parasites situées dans la proximité de la fréquence principale d'oscillation. Pour supprimer les oscillations parasites, plus éloignées de la fréquence principale, des éléments stabilisateurs additionnels peuvent être requis. Dans les oscillateurs à fréquence unique, ceci peut normalement être réalisé en augmentant implantant dans le circuit de polarisation des éléments RLC localisé (à faibles fréquences)

ou éléments distribués (à hautes fréquences), stratégiquement placés de manière à ne pas interférer avec la performance de la puissance de sortie.

Les mesures pour satisfaire de la deuxième contrainte sur le réseau couplant à trois portes (maximisant la puissance de sortie) sont plus complexes. Le problème général consiste à dériver une procédure systématique pour définir et implementer le composant optimum terminant les impédances et une réponse de drain à la grille qui produit une puissance de sortie maximale, P_{load} , tout en oscillant à seulement une fréquence. Pour un réseau couplant à faible perte

$$P_{load}(\omega_0) = \max\{P_D(P_G, \omega_0) - P_G(\omega_0)\} \quad (5.1)$$

avec P_D la puissance RF délivrée par le transistor à sa terminaison de drain, et P_G est la puissance alimentée de contre réaction à la porte grille du composant pour soutenir l'oscillation et la fréquence angulaire ω_0 . En référence à la condition d'oscillation de base pour l'établissement de la résonance à ω_0 , des conditions fondamentales d'adaptation de la fréquence conjuguée à large signal aux deux portes du composant sont ainsi impliquées pour chaque paire de (P_D , P_G). L'équivalent de l'équation (5.1) est la condition familière

$$\left. \frac{\partial P_D(P_G, \omega)}{\partial P_G(\omega)} \right|_{\omega=\omega_0} = 1 \quad (5.2)$$

Pour trouver la solution satisfaisant l'équation (5.2), les caractéristiques de saturation du composant $P_D(P_G, \omega_0)$ doivent être déterminés premièrement. L'approche la plus directe consiste à acquérir les données à l'aide de les mesures. Ceci est une tâche directe mais relativement peu pratique (inconvénient), à condition qu'un modèle à large signal soit disponible. Pour essayer de contourner l'inconvénient associé avec de telles mesures,

l'utilisation d'approximations adéquates va être explorée pour décrire les caractéristiques de saturation et déterminer les conditions de charge optimales.

5.2.3 L'Approche de conception

Comme on le sait, il est extrêmement difficile de concevoir un oscillateur à 20 GHz ou plus avec l'analyse de petit signal. Néanmoins, aucune mesure de grand signal, mesures de paramètres S ou Y, est particulièrement facile pour le concepteur de l'oscillateur qui préférerait utiliser des données fournies par l'industrie. Dans ce travail, on conçoit l'oscillateur sans répéter les mesures de grand signal. Dans cette technique, les paramètres S de petit signal sont choisis en utilisant le logiciel MDS de Hewlett Packard (systèmes de conception Micro-onde et RF) pour calculer les paramètres de large signal des composants emballés et montés.

Pour le composant HEMT qui a été utilisé, les paramètres S à petit signal sont obtenus de l'industrie. Les paramètres S sont rentrés au programme d'optimisation associé qui peut être utilisé pour adapter les paramètres S donnés de calculs pour le composant de circuit équivalent. Les résultats calculés donnent les paramètres S calculés, qui adaptent les paramètres d'entrée, en plus des valeurs du circuit équivalent pour les composants actifs HEMT.

L'étape suivante consiste à déterminer les variations des éléments du circuit équivalent relativement à l'amplitude des signaux. Donc, il doit être possible de déterminer quels éléments varient significativement et de développer quelques relations mathématiques entre les éléments variables. Une fois les variations des éléments déterminés en fonction des modifications des amplitudes du signal, modélisées numériquement des relations peuvent être incluses d'une façon permanente dans le programme. Après avoir calculé les

valeurs du circuit équivalent à petit signal, on peut ensuite altérer par incrémentation seulement ces éléments variant sous des grands signaux. À chaque incrémentation recalculer le nouvel ensemble des paramètres S et le gain à deux portes correspondant sont recalculés. Ces paramètres sont des paramètres à grand signal.

Jusqu'à converger vers les valeurs. La gain à deux portes calculé diminue, représentant l'effet de saturation du composant. Le point sur la caractéristique de saturation qui est recherché est le point de l'efficacité maximale de la puissance ajoutée, qui correspond au point maximum de sortie de puissance de l'oscillateur. Ceci, pour un HEMT, peut être étroitement relié au gain du composant petit signal. Au point de puissance de sortie maximale, on obtient les paramètres S du grand signal. Ce sont ces paramètres S qui sont utilisés pour la conception de l'oscillateur à large signal. A partir de ces paramètres, les valeurs de l'impédance d'adaptation conjugué de l'amplificateur peuvent déterminés utilisant une équation bien connue pour des amplificateurs à petit signal quand un gain maximum est désiré, ou quand une puissance ajoutée maximale est désirée. Les éléments d'impédance peuvent être aussi calculés pour différentes configurations d'oscillateur.

Ayant calculé les paramètres S à grand signal, la configuration de l'oscillateur est définie par un schéma bloc. La configuration d'oscillateur de série ce est choisit, et est donné à la figure 5.3. Les circuits de série sont plus adaptables à la fabrication.

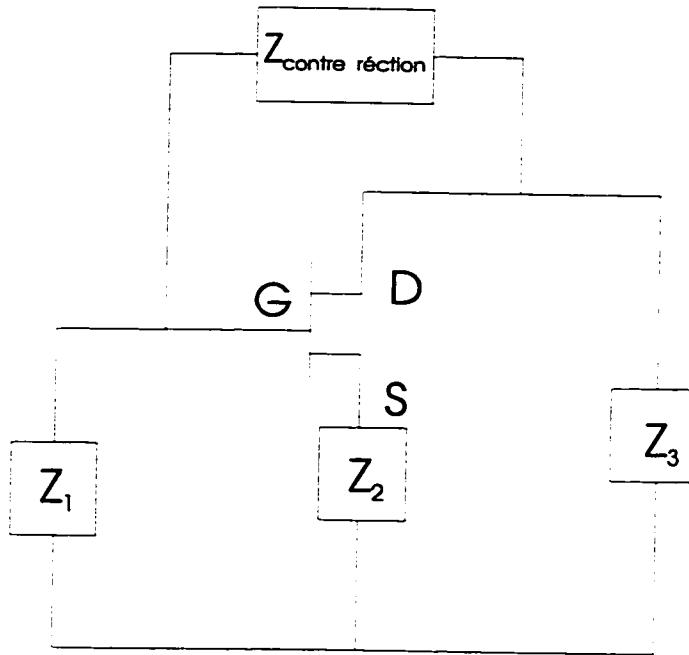


Figure 5.3 Eléments du schéma bloc pour l'oscillateur de série à contre réaction

5.3 Les résultats expérimentaux

Dans le but de vérifier les résultats simulés et optimisés par MDS, l'oscillateur est fabriqué comme est montré à la figure 5.1. La partie planaire est fabriquée sur un substrat de $35 \times 33 \text{ mm}^2$ TMM3 avec une permittivité relative de 3.27 et une épaisseur de 15 mil. Deux ouvertures rectangulaire de $5 \times 0.5 \text{ mm}^2$ sont attachées aux lignes micro rubans qui sont reliées à la grille et au drain, respectivement. La séparation entre les deux ouvertures de est 12 mm. L'optimisation de la distance optimisée entre les ouvertures requiert une technique de modélisation théorique des champs appropriée. Le résonateur à double anneaux NRD résonnant a 23.3 GHz, qui a été étudié au Chapitre IV, est utilisé comme boucle de réponse. La valeur Q de charge d'un tel résonateur relié avec le mechanisme couplant étudié, est capable d'aller au-delà de 1200. Le choix du mechanisme couplant est non seulement déterminé par la valeur Q, mais par la conception de la boucle de réponse.

L'oscillateur hybride intégré planaire NRD conçu fonctionne bien. Les mesures de spectre sont faites avec l'analyseur du spectre HP 8563A. La spectre fréquence a la figure 5.4 est assez propre et l'oscillation stable est obtenue. La fréquence d'oscillation obtenue est 23.3 GHz, ce qui correspond exactement à la fréquence prévue, c'est à dire, la fréquence résonnante du résonateur multi-anneaux NRD. A la figure 5.5, on peut voir que la sortie maximale de 7.2 dBm avec a tension de polarisation de drain et le voltage de grille. Les résultats indiquent que la puissance de sortie peut être significativement augmentée et approcher sa valeur maximale avec l'augmentation de polarisation de drain. La variation de la puissance de sortie en fonction de la polarisation de grille pour un voltage de drain fixé est montré à la figure 5.6. Aussi, la performance du bruit est examinée, le bruit de phase SSB mesure est -95.7 dBc/Hz avec la fréquence 'offset' de 1 MHz.

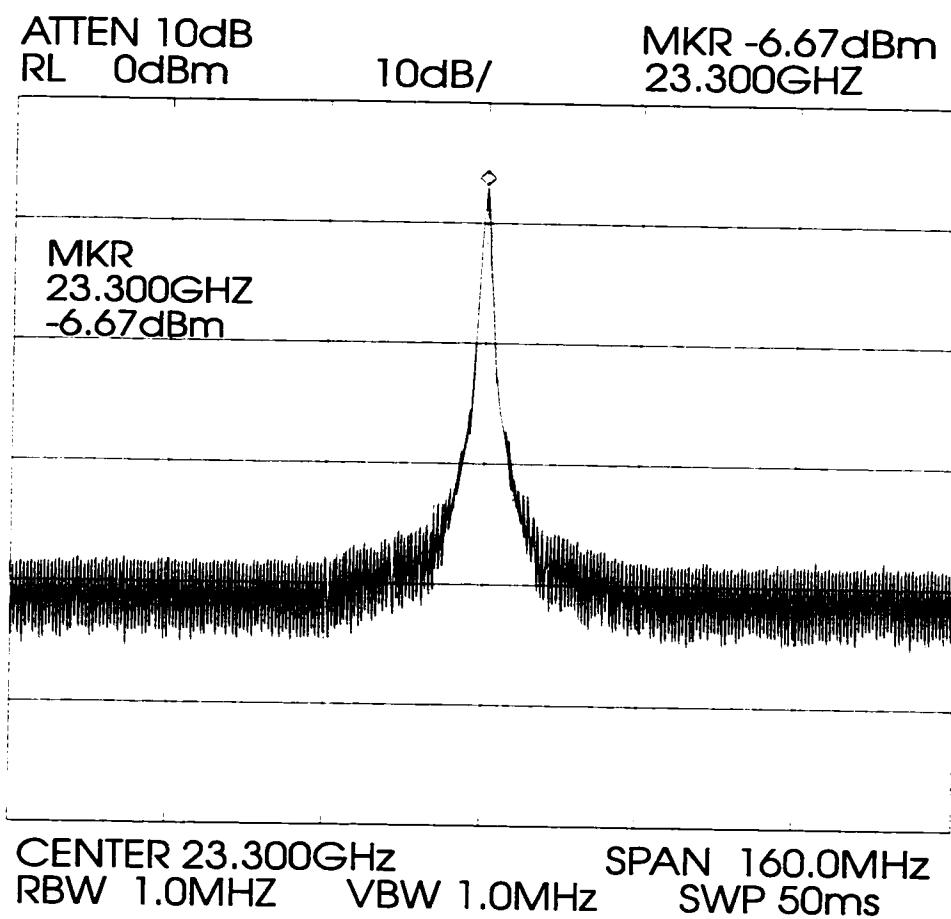


Figure 5.4 Le spectre de fréquence de l'oscillateur hybride intégré planaire/NRD.

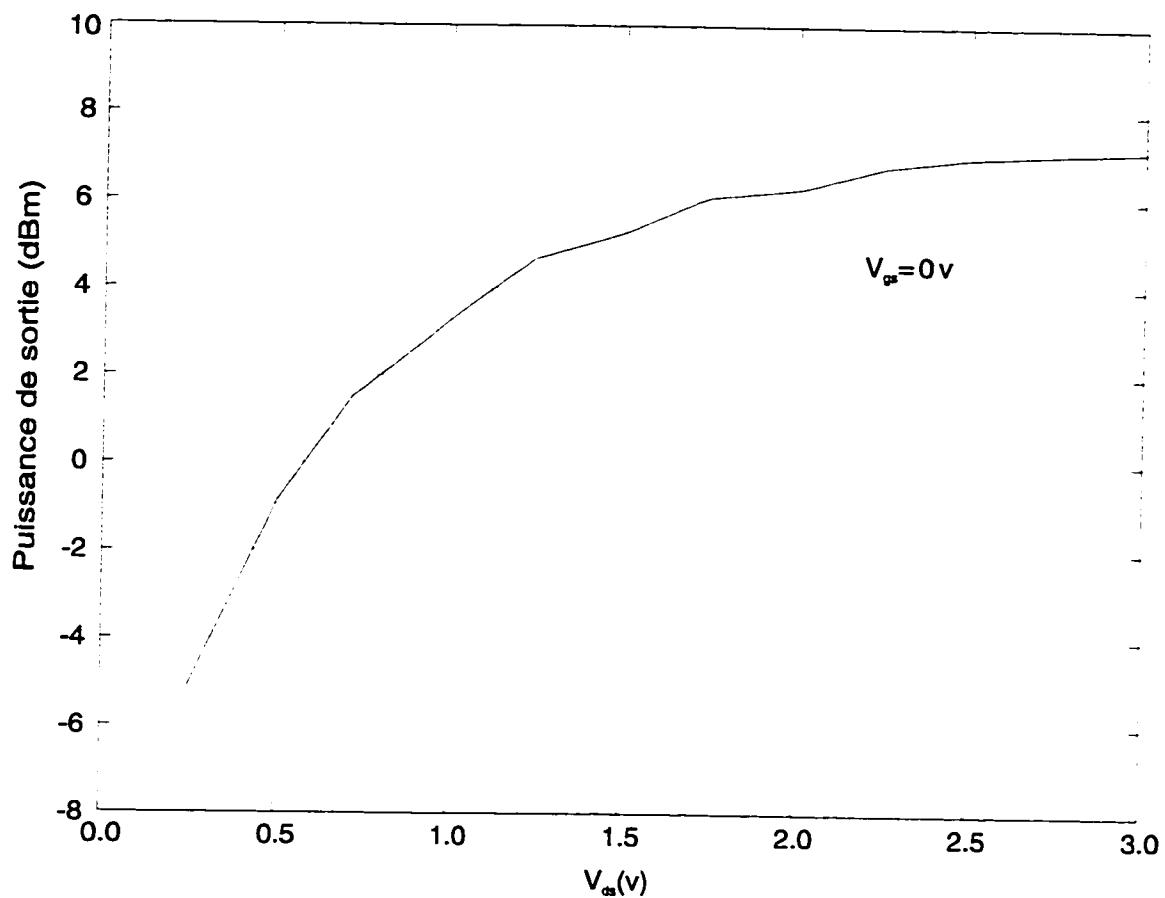


Figure 5.5 Puissance de sortie de l'oscillateur planaire/NRD en fonction de la tension de polarisation du drain

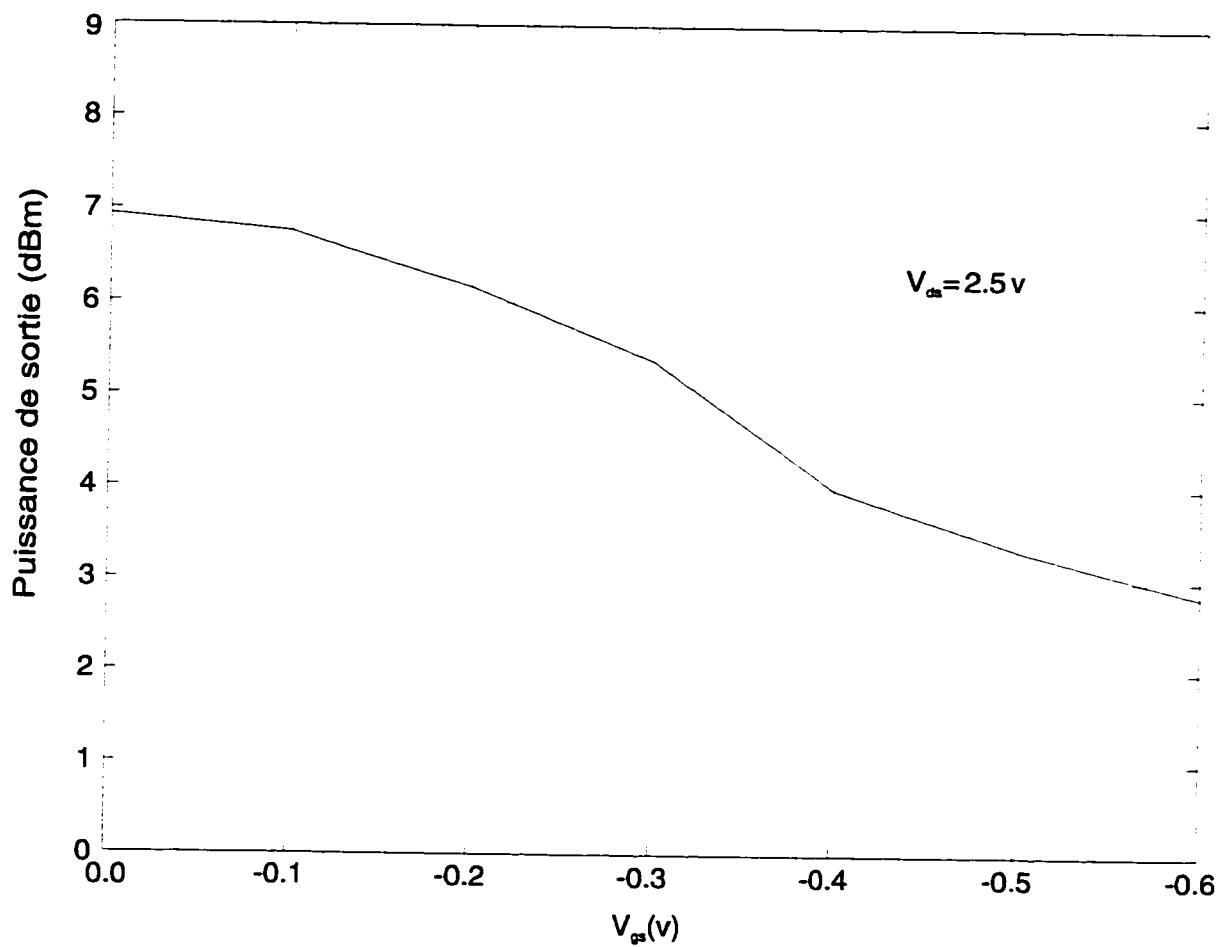


Figure 5.6 Puissance de la sortie de l'oscillateur planaire/NRD en fonction de la tension de polarisation de grille pour une polarisation de drain fixé.

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, un oscillateur hybride intégré planaire/NRD est présente comme un bon exemple de conception de la technologie hybride d'intégration de circuits planaires et du guide NRD. Il montre un certain nombre d'avantages et de caractéristiques techniques attrayantes par rapport à la conception conventionnelle de l'oscillateur pour des applications à faible coût en micro-onde et onde millimétrique particulièrement.

Chapitre VI

CONCLUSION

Dans ce travail, la technologie des circuits planaires et du guide NRD est étudiée en se basant sur une conception à trois dimensions qui intègre effectivement les circuits planaires avec le guide NRD. Cette technologie hérite les avantages complémentaires sous-jacents des structures planaires et du guide NRD ensemble, alors que les inconvénients provenant de la combinaison des deux topologies non similaires sont éliminés. L'étude de cette technologie est réalisée dans cet mémoire et inclut les aspects suivants:

- 1) Clé du succès de la technologie d'intégration hybride, la transition intégrée hybride de la ligne micro ruban et du guide NRD a été étudiée pour des applications en micro-ondes et ondes millimétriques. La théorie de la petite ouverture couplante a été appliquée avec succès dans la modélisation et l'analyse de l'ouverture couplante dans le cadre d'analyse de la méthode des moments. En plus, les techniques de guide d'onde équivalents ont été développées et utilisées pour modéliser la ligne micro ruban et le guide NRD opérant avec un mode fondamental non radiant à faible perte. Il a été trouvé que les résultats théoriques sont en un bon accord avec les essais expérimentaux.

- 2) Un certain nombre de résonateurs hybrides intégrés planaires/multi-anneaux NRD qui sont essentiels pour la réalisation de circuits à haut Q pour des applications à faible coût, ont été examinées. L'algorithme de la Méthode des lignes en coordonnées cylindriques est développée et une variété de structures du résonateur NRD multi-anneaux est calculée. Des comparaisons avec les données numériques d'autres méthodes et mesures montrent généralement un bon accord et confirment l'efficacité et la validité de l'algorithme.
- 3) Une nouvelle classe d'oscillateurs est conçue et fabriquée en utilisant la technologie hybride intégrée des circuit planaire et NRD. Comparé à l'oscillateur conventionnel planaire, l'oscillateur planaire/NRD utilise un résonateur NRD multi-anneaux, agissant comme une boucle de réponse 'built in', réalisée de matériel à faibles pertes et faible permittivité couplée à l'oscillateur planaire à travers les ouvertures couplant. En se basant sur la simulation et l'optimisation, les résultats mesurés de l'oscillateur fabriqué montrent qu'il a un certain nombre de caractéristiques techniques intéressantes et des avantages de conception pour des applications en ondes millimétriques à faible coût.

Avec les arguments et les essais expérimentaux mentionnés ci-dessus, le schéma hybride planaire/NRD démontre un certain nombre de caractéristiques avantageuses pour la conception de composants passifs et actifs, qui sont un faible coût efficace, une transmission de signal à faible perte, une structure compact et une flexibilité de conception et une réduction d'interférence. Les essais expérimentaux montrent que cette technologie peut offrir une base robuste pour le développement d'une classe de nouveaux circuits et de composants avec une bonne performance électrique. Ces circuits passifs et actifs ainsi que les systèmes peuvent fournir des solutions de hautes performances à faible coût pour des applications en micro-ondes et onde millimétriques.

Dans la poursuite de recherche et développement basé sur le travail présent, des efforts peuvent être canalisés vers les aspects suivants:

- 1) Au lieu de la technique de modélisation d'approximation, une technique à champs théorique doit être développée pour modéliser avec précision et concevoir la transition intégrée hybride des circuits planaires et du guide NRD.
- 2) Une classe de résonateurs à deux modes hybrides planaires/NRD peuvent être utilisés dans la conception du filtre à deux modes ce qui a reçu une attention considérable récemment.
- 3) Les deux cotés du résonateur hybride planaire/NRD peuvent accommoder deux ensembles d'oscillateurs planaires, simultanément. D'où la possibilité pour les deux oscillateurs de partager le même résonateur pour les applications à deux modes, ou même la conception d'oscillateurs 'inject-locked'.

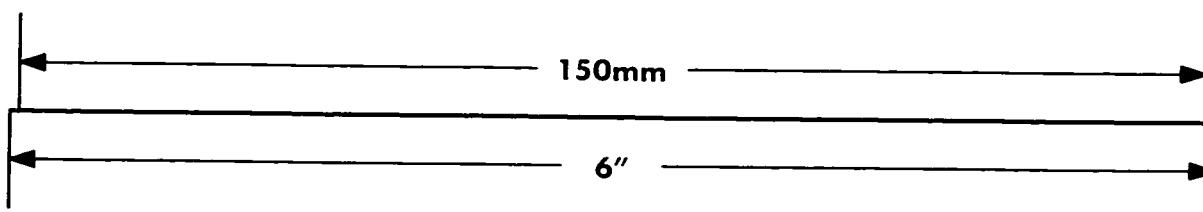
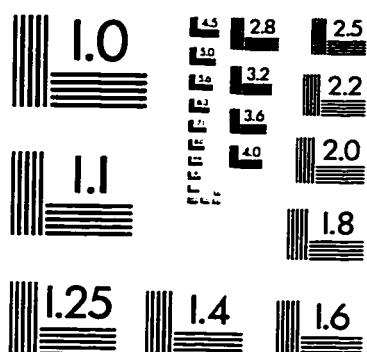
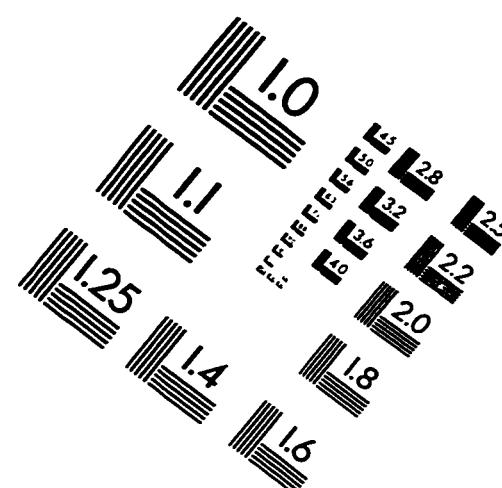
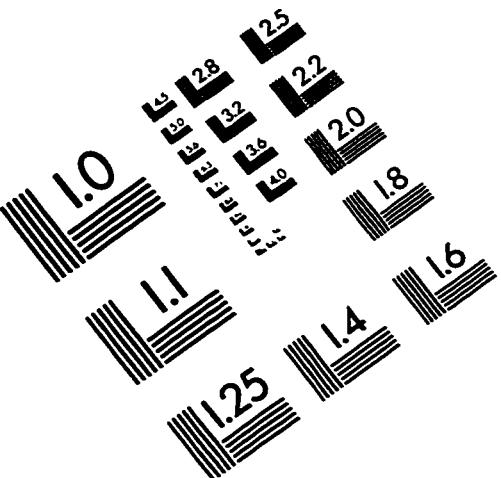
RÉFÉRENCES

- [1] YONEYAMA T., (1984). "Nonradiative dielectric wavguide", Inferred and Millimeter wave, Academic Press, Inc. Vol. 11, Ch.2, pp. 61-98.
- [2] YONEYAMA T., (1992). "Recent development in NRD-guide technology," Ann. Télécommun., 47, No.11-12, pp.508-514.
- [3] FUROKI F. and YONEYAMA T., (1990). "Nonradiative dielectric waveguide circuit components using beam-lead diodes," Electronic and Communications in Japan, Part 2, vol. 73, pp.35-40, No.9.
- [4] WU K., HAN L., (June, 1996). "The hybrid integrated planar/NRD-guide technology: a new concept for low-cost application of microwave and millimeter-wave circuits," 1996 IEEE MTT-S Inter. Microwave Symp., pp. 91-94, San Francisco.
- [5] YONEYAMA T., (Nov.1981). "Nonradiative dielectric wavguide for millimeter-wave integrated circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. MTT-29, pp.1188-1192.
- [6] MALHERBE J. A. G., CLOETE J. H., and LÖSCH I. E., (June 1985). "A transition from rectangular to nonradiating dielectric waveguide," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-33, pp.539-543.
- [7] DAWN D. and SACHIDANADA M., (1990). "Analysis and design of strip line to NRD guide transition," in Proc. 3rd Asia-Pacific Microwave Conf., Tokyo, , pp. 15-18.
- [8] AN H., WU K., and BOSISIO R. G., (Dec. 1994). "Microstrip line excitation of unidirectional radiator (UDR) with aperture coupling," in Proc. 1994 Asia-Pacific Microwave Conf. Tokyo, Dec. 6-9, 1994f, pp. 79-82.
- [9] HARRINGTON R. F., (1961). Time-Harmonic Electromagnetic Fields. New York: McGraw.

- [10] LI S., (1982). The Principle and Design of Microwave components, , Ch. 4.
- [11] HERSCOVICI N. and POZAR D. M (July 1991)., "Full-wave analysis of aperture-coupled microstrip lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 39, pp. 1108-1114.
- [12] LEUNG K. W. and LUK K. M., (Oct. 1994). 'Moment method solution of aperture-coupled hemispherical dielectric resonator antenna using exact modal Green's function," IEE Proc. Microwave Antennas Propag., vol. 141, pp. 377-381.
- [13] RAO J. S., JOSHI K. K., and DAS D. N., (Feb 1981). "Analysis of small aperture coupling between rectangular waveguide and microstrip line," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-39, pp. 150-154.
- [14] FRANK P. M., SIMONS N. R., ROSCOE D. J., SBAK A., and CUHACI M., (Aug 1995). "Exploring the capabilities of the TLM method on microstrip structures suitable for device integration," in First int. workshop on Transmission Line Matrix (TLM) Modeling Theory and Applications, Victoria, BC, Canada, 1-3, pp. 113-117.
- [15] KAJFEZ D. and GUILLOU P., (1988). Dielectric Resonators, Artech House, Norwood, USA,
- [16] PREGLA R. and PASCHER W., (1989). "The method of lines", in Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures, ITOH Tatsuo, Ed., New York: Wiley, , p.405-408.
- [17] DREHER Achim and PREGLA Reinhold (Aug 1993). "Full-wave analysis of radiating planar resonators with the method of lines", IEEE Trans. on MTT, Vol.41, No.8.
- [18] PREGLA R., (1994). "New approach for the analysis of cylindrical antenna by the method of line", Electron. Lett, vol.30, no.8, pp.614-615.
- [19] HONG W. and ZHANG W. X., (1991) "On the equivalence between the method of line and the variational method", AEU, vol.45, pp.198-201.
- [20] YONEYAMA T., (1989). " millimeter-wave transmitter and receiver using the nonradiative dielectric waveguide," '89 IEEE MTT-S Dig., ,pp. 1083-1086.

- [21] WU K., (Apr 1994). ‘A combined efficient approach for analysis of nonradiative (NRD) waveguide components,’ IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 42, pp. 672-677.

IMAGE EVALUATION TEST TARGET (QA-3)



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

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

