

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉTUDE ET DÉVELOPPEMENT DU GUIDE D'ONDES
INTÉGRÉ AU SUBSTRAT POUR LA CONCEPTION
DE SYSTÈMES EN ONDES MILLIMÉTRIQUES

DOMINIC DESLANDES

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph.D.)

(Génie électrique)

© Dominic Deslandes, 2005



Library and
Archives Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Published Heritage
Branch

Direction du
Patrimoine de l'édition

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

ISBN: 978-0-494-16991-9

Our file Notre référence

ISBN: 978-0-494-16991-9

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

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

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

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

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.


Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse est intitulée :

ÉTUDE ET DÉVELOPPEMENT DU GUIDE D'ONDES
INTÉGRÉ AU SUBSTRAT POUR LA CONCEPTION
DE SYSTÈMES EN ONDES MILLIMÉTRIQUES

Présentée par : DOMINIC DESLANDES

en vue de l'obtention du diplôme de : PHILOSOPHIAE DOCTOR

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

Raman Kashyap, Ph. D., Président

Wolfgang J.R. Hoefer, Ph. D., membre externe

Mathieu Bourry, Ph. D., membre

Ke Wu, Ph. D., membre et directeur de recherche

DÉDICACE

À ma famille, pour le premier souffle,

et à Nancy, pour le second.

REMERCIEMENTS

Je voudrais tout d'abord remercier le professeur Ke Wu, mon directeur de recherche, pour son soutien, ses conseils et son encouragement. Au cours des dernières années, il m'a guidé de façon éclairée, ce qui m'a permis d'orienter mes travaux. Il a aussi su me partager sa passion pour la recherche et sa ténacité dans les épreuves.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance aux techniciens du laboratoire : Jules Gauthier, Steve Dubé, René Archambault, Roch Brassard et Jean-Sébastien Décarie, pour leur aide inestimable. Sans eux, mes recherches ne seraient encore qu'à l'étape de concept théorique.

Je remercie également Ginette Desparois et Diane Pimparé qui m'ont apporté une aide grandement appréciée dans toutes les démarches administratives.

Finalement, je tiens à souligner l'apport important de tous mes collègues du Poly-GRAMES. Leur présence et nos discussions enrichissantes ont été pour moi une source de motivation constante.

RÉSUMÉ

La mise en marché d'un système de communication est largement affectée par ses coûts de production. La réduction de ces coûts demeure donc un secteur de recherche en constante évolution. L'école de pensée la plus courante concernant ce type de recherche consiste à tenter de diminuer les coûts de chaque composant d'un système complet. De notre côté, nous proposons une approche différente : une plate-forme d'intégration complète permettant de concevoir tous les composants passifs et d'assembler tous les composants actifs sur un même support, le Guide Intégré au Substrat (GIS). Ce guide, construit directement sur un substrat planaire, confine le champ électromagnétique à l'aide de deux rangées de cylindres métalliques. La présente thèse se veut une étude approfondie du GIS et de ses caractéristiques. Elle s'intéresse aussi aux techniques de conception des composants passifs et à l'intégration des composants actifs dans le but de concevoir une interface reliant un réseau en ondes millimétriques à un réseau fibre optique.

La première partie de cette thèse traite du calcul de la constante de propagation complexe dans le GIS. Trois différentes techniques sont étudiées : une méthode basée sur la solution d'un système à valeurs propres; une autre, sur la solution d'un système transcendantal et une dernière, sur une représentation par impédance de surface. Comme la méthode à valeurs propres s'est avérée très précise mais fastidieuse, et que nos recherches ont démontré que la méthode transcendantale ne converge pas, nous avons proposé une technique originale. Cette dernière combine la méthode des moments avec le concept d'impédance de surface et est solutionnée en utilisant la méthode de résonance

transversale. Cette technique s'est révélée rapide et précise. Elle nous a permis de dégager des règles de conception et de mettre en évidence, en fonction des dimensions du GIS, une région d'intérêt définie de la manière suivante : un guide à faible perte, sans bande de réjection, physiquement réalisable, qui conserve une bonne rigidité mécanique. Grâce à cette technique, nous avons aussi pu évaluer la précision des équations analytiques proposées jusqu'à présent. Celles-ci se sont avérées soit imprécises, soit précises, mais seulement sur une petite région d'intérêt.

Les transitions planaires sont des éléments clés de la plate-forme d'intégration. Nous proposons trois différentes topologies de transition au GIS : la première emploie une ligne microruban; la deuxième, une ligne coplanaire avec sonde de tension et la dernière, une ligne coplanaire avec sonde de courant. La transition microruban fournit une largeur de bande couvrant l'ensemble de la bande d'opération du GIS. La transition coplanaire avec sonde de tension est encline à présenter des pertes par radiation, car sa topologie est similaire à celle d'une antenne dipôle. En revanche, la transition coplanaire avec sonde de courant est très efficace, mais sur une largeur de bande quatre fois inférieure à celle de la transition microruban.

Les filtres en ondes millimétriques font partie des composants les plus chers puisqu'ils doivent habituellement être ajustés manuellement. Nous avons étudié deux topologies de filtres en GIS : le filtre en ligne avec cylindres inductifs et le filtre bimode. Bien que la première topologie soit la mieux adaptée au GIS, elle ne permet pas d'intégrer des pôles à des fréquences finies. La deuxième topologie étudiée requiert plus de travail de

conception, mais permet de synthétiser la fonction de transfert de type Tchebyshev généralisée.

Par la suite, nous avons étudié deux topologies d'antennes : les antennes à fentes et les antennes à ondes de fuite. Les réseaux à fentes s'intègrent aisément au GIS si des fentes sont gravées sur le conducteur recouvrant le diélectrique. Nous avons utilisé une approche à ondes complètes et un logiciel commercial pour concevoir des petits réseaux alimentés uniformément. Ensuite, nous avons analysé l'antenne à ondes de fuite en appliquant la méthode de résonance transversale. Ainsi, nous avons démontré que cette topologie est très limitée et qu'elle se prête mal à la conception d'antennes en GIS.

En combinant les différents circuits conçus, nous avons été en mesure de construire deux topologies d'étage frontal passif différentes. La première nécessite un diplexeur combiné à une antenne tandis que la deuxième exige des antennes jumelles et deux filtres. Cette dernière s'est avérée la plus intéressante, car elle fournit plus de 60 dB d'isolation avec des filtres d'ordre deux.

Les résultats remarquables que nous avons obtenus au cours de nos recherches et que nous présentons dans ce travail démontrent tout l'intérêt du GIS. Il est certain que l'utilisation de cette plate-forme d'intégration promet une réelle diminution des coûts de production. Elle ouvre aussi le chemin à une intégration plus compacte des systèmes fonctionnant en ondes millimétriques.

ABSTRACT

The launch of a new communication system is greatly affected by its production costs. The quest for reducing such costs remains a research area in constant evolution. The common school of thought regarding this type of research is to minimize the value of every component contained in the system. Despite that, we propose a novel approach: a complete integration platform allowing the design of low-loss passive components and the assembly of surface mounted active circuits on a single dielectric layer or substrate. To create this platform we developed and used the Substrate Integrated Waveguide (SIW), which is synthesized directly on a planar substrate with two rows of metallic cylinders. This thesis presents an in-depth study of the SIW and its characteristics. It also describes the design techniques of passive circuits and the integration of active circuits. The obtained results are applied to the design of a millimetre-wave Radio-over-Fibre (RoF) interface.

The first chapter of this thesis deals with the calculation of complex propagation constant in the SIW. Three different techniques are studied: the first is based on the solution of an eigenvalue problem; the second, on the solution of a transcendental equation and the third, on the surface impedance concept. We found that the eigenvalue method is very accurate but tedious and that the transcendental method does not converge. Confronted with these problems, we proposed a new technique combining the Method of Moments (MoM) with the surface impedance concept. We solved this problem with the transverse resonance

technique. Furthermore, our proposition has proved to be fast and accurate. It has also allowed us to find simple design rules and reveal an area of interest as a function of the diameter of the cylinders and the length of the period. This area is delimited as follows: a low-loss waveguide, without bandgap, physically realisable and retaining a good mechanical strength. We then evaluated the analytical equations proposed in the literature. We found that all the equations presented for the SIW are either inaccurate or accurate only for a small region.

Planar transitions are key components in the integration platform. We proposed three different topologies: the first uses a microstrip line; the second, a coplanar waveguide with a voltage probe and the last, a coplanar waveguide with a current probe. The microstrip transition is broadband, covering the entire SIW operating bandwidth. The coplanar transition with a voltage probe is prone to have radiation losses because the topology is similar to that of a dipole antenna. On the other hand, the coplanar transition with a current probe is very efficient but covers a limited bandwidth compared to the microstrip transition.

Millimetre-wave filters are one of the most expensive passive components because they need to be tuned manually. We studied two different filter topologies: the inline inductive post filter and the dual-mode filter. Although the inline topology is more suitable for the SIW, it does not allow the insertion of transmission zeros. The dual-mode topology

requires more work but can be used to synthesize the generalized Tchebyshev transfer function.

We subsequently analyzed two different antennas: an SIW slot antenna and an SIW leaky-wave antenna. Slot antennas are easily integrated into the SIW if slots are etched on the top conductor. We used a full-wave approach with a commercial software to design small uniformly excited arrays. For the leaky-wave antenna, we used an analytical procedure to evaluate its properties. In this manner, we demonstrated that this topology is severely limited and inappropriate to the SIW.

By combining the circuits we presented, we were able to design two different passive front-ends. The first sub-system integrates a slot antenna with a diplexer and the second uses a dual-antenna with two filters. The last has proven to be the most interesting because it provides 60 dB of isolation between the transmitted and received channels with order two filters.

The impressive results we obtained demonstrate all the advantages of the SIW. We are convinced this platform will provide a real low-cost solution for the integration of millimetre-wave systems. It also promises to be a more compact answer for system designers.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	IV
REMERCIEMENTS	V
RÉSUMÉ	VI
ABSTRACT.....	IX
LISTE DES TABLEAUX.....	XVI
LISTE DES FIGURES	XVII
LISTE DES SIGLES ET DES ABRÉVIATIONS	XXV
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 ANALYSE ET CARACTÉRISATION DU GIS.....	10
1.1 INTRODUCTION.....	10
1.2 METHODES DE CALCUL DE LA CONSTANTE DE PROPAGATION	11
1.2.1 Méthodes basées sur la solution d'un système à valeurs propres.....	11
1.2.2 Méthodes basées sur la solution d'un système transcendantal	16
1.2.3 Méthodes basées sur une représentation par impédance de surface.....	29
1.3 CARACTERISTIQUES DU GIS	36
1.3.1 Graphique de conception	36
1.3.2 Pertes par fuite.....	38

1.3.3	Bandes Interdites	41
1.3.4	Modes d'ordre supérieur	45
1.3.5	Région d'intérêt.....	46
1.3.6	Équations Analytiques	49
1.4	RESULTATS EXPERIMENTAUX	52
CHAPITRE 2 TRANSITIONS ENTRE LE GIS ET LES CIRCUITS PLANAIRES		
		57
2.1	REVUE BIBLIOGRAPHIQUE DES TRANSITIONS GIS	57
2.2	TRANSITION MICRORUBAN.....	60
2.3	TRANSITION COPLANAIRE AVEC SONDE DE TENSION	65
2.4	TRANSITION COPLANAIRE AVEC SONDE DE COURANT	68
2.4.1	Conversion de modes dans la ligne coplanaire	70
2.4.2	Circuit Équivalent	74
2.4.3	Étapes de conception et exemple numérique	79
2.4.4	Résultats expérimentaux	85
CHAPITRE 3 FILTRES PASSE-BANDE EN GIS.....		88
3.1	REVUE BIBLIOGRAPHIQUE DES FILTRES EN GIS.....	88
3.2	FILTRES EN LIGNE A CYLINDRES INDUCTIFS.....	90
3.3	FILTRES BIMODES.....	96
CHAPITRE 4 CONCEPTION D'ANTENNES EN GIS.....		110

4.1	ANTENNES A FENTES	110
4.2	ANTENNE A ONDES DE FUITE.....	115
4.2.1	Méthode de conception.....	115
4.2.2	Considérations de conception.....	124
CHAPITRE 5 CIRCUITS PASSIFS COMPLÉMENTAIRES EN GIS		128
5.1	DISCONTINUITES SIMPLES	128
5.1.1	Saut dans le plan H.....	130
5.1.2	Résonateur	131
5.1.3	Coude en biseau	131
5.1.4	Coude rond	132
5.1.5	Analyse des pertes.....	133
5.2	COUPLEUR PLAN H.....	135
5.3	GUIDE A BANDE INTEGRE AU SUBSTRAT.....	138
5.4	CIRCUITS REALISES EN COLLABORATION.....	145
CHAPITRE 6 INTEGRATION DU SYSTEME COMPLET		147
6.1	ÉTAGE FRONTAL PASSIF	147
6.1.1	Diplexeur couplé à une antenne.....	147
6.1.2	Antennes jumelles rattachées à deux filtres	153
6.2	INTEGRATION DES AMPLIFICATEURS ET DES MELANGEURS	162
6.3	INTEGRATION DE L'OSCILLATEUR.....	163
6.4	TOPOLOGIE PROPOSEE POUR L'INTEGRATION DE L'INTERFACE	163

CONCLUSIONS ET TRAVAUX FUTURS	165
RÉFÉRENCES	173

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 : Dimensions de la transition coplanaire avec sonde de tension	67
Tableau 2.2 : Valeurs requises pour calculer S_{11opt}	81
Tableau 4.1 : Dimensions de l'antenne à ondes de fuite	122
Tableau 6.1 : Dimensions des antennes optimisées	155

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Topologie du GIS.....	10
Figure 1.2 : Disposition des plans de référence T_1 et T_2 pour la méthode des valeurs propres : a) plans sur les cylindres, b) plans entre les cylindres	13
Figure 1.3 : Structures simulées pour solutionner le problème par la méthode des valeurs propres avec calibration numérique	14
Figure 1.4 : Convergence de la constante d'atténuation et de propagation par rapport à la distance l_r	15
Figure 1.5 : Notation utilisée pour la méthode transcendantale	17
Figure 1.6 : Comparaison entre les valeurs d'atténuation (α) et la largeur équivalente du GIS (a_e) obtenues par Hirokawa et Ando (1998) et celles calculées avec la méthode présentée à la section 1.2.1	28
Figure 1.7 : Représentation du GIS par le concept de mur d'impédance z_s	31
Figure 1.8 : Circuit équivalent transversal du GIS	32
Figure 1.9 : Structure utilisée pour calculer le coefficient de réflexion d'une onde TEM frappant un cylindre métallique	35
Figure 1.10 : Paramètre κ variant de 0.7 à 1.1 en fonction du diamètre des cylindres et de la longueur de la période	37
Figure 1.11 : Pertes par fuite normalisées variant de 10^{-6} à 10^{-2} en fonction du diamètre des cylindres et de la longueur de la période	38

Figure 1.12 : Répartition du plan $d/\lambda_c, p/\lambda_c$ en trois zones : une zone guidée à faible pertes, une zone à fortes pertes par fuite et une zone à proscrire.....	41
Figure 1.13 : Diagramme $k_0 - \beta_z$ et $k_0 - \alpha_z$ obtenu par le méthode 1.2.1 avec $p/\lambda_c = 1/(2\sqrt{3})$	43
Figure 1.14 : Diagramme de propagation normalisé avec $d/\lambda_c = 0.15$	44
Figure 1.15 : Région d'intérêt dans le plan $d/\lambda_c, p/\lambda_c$ défini par l'équation (1.80).....	47
Figure 1.16 : Comparaison de l'intensité du champ électrique dans un GIS et dans un guide rectangulaire équivalent	48
Figure 1.17 : Comparaison de la règle de conception (1.80c) avec la règle de conception (1.81b).....	49
Figure 1.18 : Comparaison de κ calculé à l'aide des deux techniques suivantes : la méthode 1.2.3 et l'équation (5) de Cassivi, Perregri, Arcioni, Bressan, Wu et Conciauro (2002).....	50
Figure 1.19 : Comparaison entre les équations proposées par Yan, Hong, Wu et Cui (2005) et la méthode 1.2.3 : a) κ , b) α_l/k_0	51
Figure 1.20 : Comparaison entre les constantes d'atténuation et de propagation calculées avec la méthode 1.23 et celles présentées par Xu et Wu (2005).....	53
Figure 1.21 : Résultats calculés et mesurés de la constante de propagation pour la structure suivante : $d = 1.778$ mm, $p = 3.556$ mm, $a_r = 8.210$ mm, $b = 3.556$ mm et $\varepsilon_r = 1.54$	
Figure 1.22 : Résultats calculés et mesurés de la constante d'atténuation et de la constante de propagation pour la structure suivante : $d = 0.775$ mm, $p = 5.165$ mm, $a_r = 11.759$ mm, $b = 0.508$ mm et $\varepsilon_r = 2.2$	55

Figure 1.23 : Résultats calculés et mesurés de la constante d'atténuation et de la constante de propagation pour les dimensions suivantes : $p = 1.016$ mm, $d = 0.635$ mm, $a_r = 3.970$ mm, $b = 0.254$ mm et $\varepsilon_r = 9.9$	56
Figure 2.1: Topologie de la transition microruban	61
Figure 2.2 : Comparaison du champ électrique transversal entre un guide rectangulaire et une ligne microruban.....	62
Figure 2.3 : Valeur de départ de l'impédance terminale (Z_w) de la ligne profilée	63
Figure 2.4 : Résultats simulés et mesurés de la transition microruban : a) coefficient de transmission, b) coefficient de réflexion.....	64
Figure 2.5 : Transition coplanaire avec sonde de tension.....	65
Figure 2.6 : Géométrie de la transition coplanaire avec sonde de tension	66
Figure 2.7 : Résultats simulés et mesurés de la transition coplanaire avec sonde de tension : a) coefficient de transmission, b) coefficient de réflexion.	67
Figure 2.8 : a) Topologie de la transition coplanaire avec sonde de courant, b) mécanisme de couplage par induction	68
Figure 2.9 : Constantes de propagation dans la ligne coplanaire avec murs latéraux calculées avec la méthode 1.2.1	70
Figure 2.10 : Discontinuités entre la région supportant un seul mode et celle qui en supporte deux.....	72
Figure 2.11 : Réponse en fréquence de la structure illustrée à la figure 2.10	73

Figure 2.12 : Constante de propagation de la structure illustrée à la figure 2.10 : 1) Valeur quasi-statique de la ligne coplanaire, 2) valeur dans la région à un mode et 3) valeur équivalente obtenue par la méthode des valeurs propres.....	74
Figure 2.13 : Circuits équivalents des quatre parties fondamentales de la transition coplanaire avec sonde de courant	75
Figure 2.14 : a) Circuit équivalent complet de la transition coplanaire avec sonde de courant, b) circuit équivalent obtenu en négligeant les réactances des deux tronçons, c) circuit équivalent utilisé pour calculer la largeur de bande optimale ...	78
Figure 2.15 : Impédance réalisable du GIS et de la ligne coplanaire en fonction de la permittivité.....	80
Figure 2.16 : Coefficient de réflexion de deux transitions utilisant des GIS de largeurs différentes	82
Figure 2.17 : Impédance de la ligne coplanaire et du GIS.....	82
Figure 2.18 : Coefficient de réflexion en fonction du diamètre du cylindre de couplage	83
Figure 2.19 : Comparaison du coefficient de réflexion calculé et simulé.....	84
Figure 2.20 : Dimensions de la transition construite et mesurée.....	85
Figure 2.21 : Résultats calculés à partir de l'équation (2.6), simulés avec <i>Agilent HFSS</i> et mesurés de la transition coplanaire avec sonde de courant : a) coefficient de réflexion, b) coefficient de transmission.....	87
Figure 3.1 : Topologie du filtre à cylindres inductifs : a) cylindres centrés de diamètres variables, b) cylindres décalés de diamètre constant.....	90

Figure 3.2 : Étapes parcourues pour relier la structure physique à son circuit équivalent ...	93
Figure 3.3 : Photographie du filtre à cylindres inductifs	95
Figure 3.4 : Résultats simulés et mesurés du filtre à cylindres inductifs	95
Figure 3.5 : Réponse en fréquence d'un filtre de type Tchebychev d'ordre quatre et d'un filtre de type Tchebychev généralisé d'ordre trois avec un pôle	97
Figure 3.6 : Topologie des filtres planaires réalisant la fonction de transfert de type Tchebychev généralisé	98
Figure 3.7 : Circuit équivalent d'un filtre d'ordre deux, calculé à partir de la matrice de couplage	101
Figure 3.8 : Circuit équivalent d'un réseau à trois portes	102
Figure 3.9 : Circuit équivalent avec impédances normalisées.....	103
Figure 3.10 : Circuit équivalent obtenu en décomposant $\bar{z}_{12}$	104
Figure 3.11 : Circuit équivalent avec inverseurs d'impédance	105
Figure 3.12 : Décomposition du filtre bimode en discontinuités simple	107
Figure 3.13 : Résultats simulés et mesurés d'un filtre bimode d'ordre deux.....	109
Figure 4.1 : a) Modèle équivalent d'une fente dans un guide rectangulaire conventionnel, b) modèle équivalent d'une fente dans un guide rectangulaire d'épaisseur réduite	111
Figure 4.2 : Topologie d'une antenne à fentes composée de quatre éléments en lignes	114
Figure 4.3 : Coefficient de réflexion de l'antenne à fentes à quatre éléments	114
Figure 4.4 : Patron de radiation dans le plan E de l'antenne à fentes à quatre éléments	115
Figure 4.5: Patron de radiation dans le plan H de l'antenne à fentes à quatre éléments.....	115

Figure 4.6 : Topologie de l'antenne à ondes de fuite.....	116
Figure 4.7 : Vue du dessus de l'antenne à ondes de fuite	117
Figure 4.8 : Circuit équivalent transversal de l'antenne à ondes de fuite	118
Figure 4.9 : Distribution du champ électrique le long du GIS à ondes de fuite.....	123
Figure 4.10 : Patron de radiation de l'antenne à ondes de fuite	123
Figure 4.11 : Permittivité maximale permise pour la conception d'antennes à ondes de fuite en GIS.....	125
Figure 4.12 : Patron de radiation dans le plan H pour quatre valeurs de k_z	126
Figure 5.1 : Défectuosités pouvant introduire des modes d'ordre supérieur : a) métallisation incomplète, b) cylindre conique	129
Figure 5.2 : Discontinuités simples mesurées : a) saut dans le plan H, b) résonateur, c) coude en biseau et d) coude rond.....	129
Figure 5.3 : Résultats simulés et mesurés du saut dans le plan H	130
Figure 5.4 : Résultats simulés et mesurés du résonateur	131
Figure 5.5 : Résultats simulés et mesurés du coude en biseau	132
Figure 5.6 : Résultats simulés et mesurés du coude rond	133
Figure 5.7 : Pertes totales des circuits identifiés à la figure 5.2	134
Figure 5.8 : Topologie des coupleurs directionnels en GIS : a) ouverture continue, b) ouvertures multiples.....	135
Figure 5.9 : Résultats simulés et mesurés du coupleur plan H à -3 dB : a) coefficient de réflexion et isolation (S_{11} et S_{41}), b) pertes d'insertion et couplage (S_{21} et S_{31})	137

Figure 5.10 : Résultats simulés et mesurés du coupleur plan H à -10 dB : a) coefficient de réflexion et isolation (S_{11} et S_{41}), b) pertes d'insertion et couplage (S_{21} et S_{31})	138
Figure 5.11 : a) Guide à bande, b) Guide à Bande Intégré au Substrat	140
Figure 5.12 : Distribution du champ électrique dans le GBIS.....	141
Figure 5.13 : Comparaison du ratio air/diélectrique (a/d) pour quatre patrons différents : a) patron rectangulaire, b) patron rectangulaire avec de petits trous, c) patron triangulaire et d) patron composite	142
Figure 5.14 : Dimensions du GBIS conçu et mesuré.....	143
Figure 5.15 : Résultats simulés et mesuré de la structure illustrée à la figure 5.14	144
Figure 5.16 : Résultats simulés et mesurés de la constante de propagation.....	145
Figure 5.17 : Topologie des diviseurs-combinateurs de puissance : a) en Y et b) en T	146
Figure 6.1 : Résultats simulés et mesurés des filtres bimodes : a) filtre centré à 27.6 GHz, b) filtre centré à 28.1 GHz.....	148
Figure 6.2 : Résultats simulés et mesurés du diplexeur : a) adaptation des portes 1 et 2, b) adaptation de la porte 3 et isolation entre les portes 1 et 2.....	150
Figure 6.3 : Photographie du diplexeur couplé à l'antenne à fentes	151
Figure 6.4 : Résultats simulés et mesurés de la structure montrée à la figure 6.3 : a) adaptation des portes d'entrées, b) isolation entre les portes d'entrées.....	152
Figure 6.5 : Comparaison du coefficient d'adaptation des trois structures construites	153
Figure 6.6 : Topologie de chaque antenne pour l'étage frontal passif	155

Figure 6.7 : Coefficient de réflexion des deux antennes à fentes : a) antenne couvrant la bande 27.5-27.7 GHz, b) antenne couvrant la bande 28.0-28.2 GHz.....	156
Figure 6.8 : Patron de radiation des deux antennes à fentes	157
Figure 6.9 : Montage de mesure de l'isolation entre les deux antennes.....	158
Figure 6.10 : Isolation mesurée à partir du montage de la figure 6.9.....	158
Figure 6.11 : Isolation mesurée en présence d'un réflecteur métallique de 1 m ²	159
Figure 6.12 : Résultats simulés et mesurés des filtres bimodes.....	160
Figure 6.13 : Coefficient de réflexion des antennes intégrées aux filtres : le module 1 couvre la bande de 27.5 à 27.7 GHz et le module 2 couvre la bande de 28.0 à 28.2 GHz.....	161
Figure 6.14 : Isolation des antennes intégrées avec les filtres	161
Figure 6.15 : Intégration d'un amplificateur de puissance distribuée	162
Figure 6.16 : Schéma complet de l'interface finale	164

LISTE DES SIGLES ET DES ABRÉVIATIONS

BI-RME	Boundary Integral-Resonant Mode Expansion
FDFD	Finite-Difference Frequency-Domain
FDTD	Finite-Difference Time-Domain
FEM	Finite Element Method
GBIS	Guide à Bande Intégré au Substrat
GIS	Guide Intégré au Substrat
HFSS	High Frequency Structure Simulator
LTCC	Low Temperature Co-fired Ceramic
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MoM	Method of Moments
NRD	Non-Radiative Dielectric waveguide
RoF	Radio-over-Fibre
SIW	Substrate Integrated Waveguide
SIRW	Substrate Integrated Rectangular Waveguide
TE	Transverse Electric
TEM	Transverse ElectroMagnetic
TM	Transverse Magnetic

INTRODUCTION

Le domaine des communications sans fils a connu un essor considérable au cours des dernières décennies. Les téléphones cellulaires et les antennes satellites sont désormais des outils de communication employés quotidiennement. Ces systèmes sans fils, comme tout autre système de communication, sont toutefois limités par leur largeur de bande. Cette contrainte freine le développement de nouvelles applications dont la demande en ressources croît sans cesse. Pour étancher notre soif de bande passante, nous devons nous tourner vers les prochaines générations de réseaux de télécommunications, encore plus performants.

Dans le but de concrétiser ces futures générations, de nouvelles bandes de fréquences situées au début des ondes millimétriques ont été allouées en Amérique du Nord et en Europe. Ces bandes permettent d'augmenter la capacité de transmission, car elles couvrent un plus grand spectre de fréquences, ce qui laisse présager la venue d'un réseau à haut débit. Toutefois, la couverture d'un système fonctionnant en ondes millimétriques est limitée par de fortes pertes de propagation. Par conséquent, plusieurs stations de base doivent être interconnectées pour couvrir une région urbaine. Un système de communication complémentaire est donc nécessaire pour alimenter les stations de base. Étant donné le haut débit des réseaux sans fil fonctionnant en ondes millimétriques, la fibre optique est un candidat de choix pour compléter le réseau (Ackerman, Kasemset, Wanuga, Hogue et Komiak 1990). Dans ce système hybride, la fibre optique est utilisée

pour relier l'ensemble des stations de base. Le réseau sans fil permet ensuite de résoudre le problème du dernier kilomètre (*last mile solution*), soit de raccorder les consommateurs à un réseau à haut débit. La combinaison de ces deux types de réseau permet d'envisager le déploiement d'un système à haut débit dont la croissance serait flexible. Cependant, la mise en œuvre de ce superréseau coûte cher. Par conséquent, il doit être adopté par les consommateurs pour être rentable. Les coûts d'acquisition et d'utilisation doivent donc être abordables pour les particuliers. Les frais liés au déploiement et au fonctionnement d'un système de communication varient grandement, particulièrement ceux de la production des composants constituant l'émetteur et le récepteur. C'est sur la résolution de ce problème que nous avons concentré nos efforts.

La compression des coûts de production est une priorité constante de l'industrie. Par exemple, c'est elle qui a permis au système de téléphones cellulaires de s'implanter à grande échelle. La recherche portant sur la diminution des frais de construction des circuits fonctionnant en ondes millimétriques a débuté il y a plus de 20 ans. Dans les années 80, certaines entreprises ont travaillé à réduire les coûts des circuits actifs réalisés sur arséniure de gallium (Chu, Chu, Sloat, Theobald, Teunas, Litchfield et al. 1987). Ces recherches ont débouché sur d'excellentes techniques de fabrication permettant la réalisation d'amplificateurs, de mélangeurs et d'oscillateurs fonctionnant en ondes millimétriques. Présentement, une variété de produits commerciaux, couvrant un spectre de fréquence qui s'étend jusqu'à 40 GHz, est proposée par plusieurs fabricants (Hittite,

Triquint, Fujitsu, Mimix, etc.). Le prix de ces produits est relativement bas et pourrait descendre encore si on les produisait en masse.

En plus des composants actifs, plusieurs composants passifs, tels que l'antenne, le diplexeur et les filtres, sont requis dans la conception d'un système de communication complet. Les filtres, en particulier, ont fait l'objet de plusieurs travaux dont le but était d'en simplifier la production. L'objectif était de concevoir des filtres reproductibles avec le moins d'interventions humaines possible, c'est-à-dire, sans ajustement. Une des premières techniques proposées pour réduire les coûts de production a été celle des filtres plan E réalisés par l'insertion d'une plaque métallique dans un guide rectangulaire (Breuer et Worontzoff 1980). En utilisant un procédé chimique pour graver la plaque de métal, on obtient une résolution suffisante. Plusieurs types de filtres plan E ont ultérieurement été développés pour la production de masse, et une synthèse de ces filtres a été présentée par Vahldieck et Ofli (2001). Cependant, ces techniques souffrent toutes du même problème : une très grande précision ($\sim 2.5 \mu\text{m}$) est requise dans l'usinage du boîtier. Le temps de réalisation est alors long, et le coût de production reste constant, peu importe la quantité manufacturée.

Le guide diélectrique non-rayonnant (NRD), tel que mis au point par Yoneyama et Nishida (1981), a aussi été proposé comme candidat potentiel pour la conception de composants en ondes millimétriques. Cassivi, Deslandes et Wu (2002a) ont présenté une

technique permettant de réaliser tous les composants NRD sur un même support. Toutefois, ce dernier demande un usinage de précision au même titre que les filtres plan E.

Dans une approche différente, les circuits passifs peuvent être construits directement sur arséniure de gallium (Menzel, Schumacher, Schwab et Zhang 1992), technique qui a été appliquée à la conception de filtres en ondes millimétrique (Rius, Person, Le Nadan, Quendo et Coupez. 2000). Bien que cette technique permette de réaliser des filtres compacts à très faible coût, le facteur de qualité des structures n'est pas assez élevé pour rencontrer les spécifications requises. Les pertes d'insertion pour un filtre ayant une largeur de bande de 4,5 % sont de 10 dB. Comme les systèmes fonctionnant en ondes millimétriques ont une la largeur de bande de 1 à 2 %, l'intégration sur arséniure de gallium n'est pas une solution envisageable.

Le micro-machinage a aussi été proposé pour réduire les pertes des circuits intégrés monolithiques hyperfréquences (MMIC). Plusieurs groupes de recherche ont démontré la possibilité d'utiliser cette technique pour concevoir des filtres en ondes millimétriques (Saint-Etienne, Guillon, Pons, Blasquez, Parra, Blondy et al. 1997; Herrick, Schwarz et Katehi 1998; Blondy, Brown, Cros et Rebeiz 1998). L'idée de base du micro-machinage consiste à introduire des changements dans un procédé de fabrication MMIC conventionnel sur arséniure de gallium ou sur silicium afin d'améliorer les propriétés des lignes de transmission. On dépose préalablement les lignes de transmission sur une mince membrane, elle-même déposée sur une tranche de silicium. On grave ensuite une partie de

la tranche située sous la ligne de transmission. Il est ainsi possible d'obtenir des facteurs de qualité de 500 (Blondy, Brown, Cros et Rebeiz 1998). Brown et Rebeiz (1999) ont également présenté un diplexeur fonctionnant à 28 GHz. Cette technique semble prometteuse, mais trois problèmes doivent être soulevés. Premièrement, un procédé standard ne peut pas être utilisé. Des étapes de fabrication supplémentaires doivent être introduites, ce qui augmente les coûts de production. Deuxièmement, il n'a pas été démontré que le circuit déposé sur une mince membrane supportera les conditions d'utilisation dans lequel il doit fonctionner, surtout en ce qui a trait à la température et à la vibration. Finalement, certaines applications requièrent un facteur de qualité supérieur à ce que peut offrir le micro-machinage.

Le guide intégré au substrat (GIS) est un autre candidat potentiel permettant de construire des composants passifs à faible coût. Il est synthétisé à même le substrat diélectrique utilisé pour concevoir les circuits planaires. Sa fabrication est simple, il suffit d'insérer deux rangées de cylindres métalliques qui confinent l'onde électromagnétique. Ce type de guide a été proposé pour la première fois par Shigeki (1994). Un filtre utilisant cette structure a aussi été présenté par Zaki, Flanick, Leahy et Piloto (1995). Trois ans plus tard, la conception des circuits passifs simples, tels que des diviseurs de puissance, a été démontrée par Uchimura, Takenoshita et Fujii (1998). Cette même année, Hirokawa et Ando (1998) ont mis au point une antenne à fentes. Tous ces auteurs considèrent le GIS comme un circuit passif distinct et séparé des autres, dont l'excitation demeure complexe.

Notre réflexion nous a poussé à considérer le GIS sous un nouvel angle. Afin de réduire significativement les coûts de production, l'assemblage des systèmes bidirectionnels doit se faire sur une seule et unique plate-forme intégrant complètement les circuits passifs avec les circuits actifs. Nous avons donc proposé l'utilisation du GIS en tant que base pour l'assemblage complet des systèmes. De plus, en utilisant des trous métalliques et des trous d'air, cette technique peut être généralisée à plusieurs guides d'ondes, tels les *Substrate Integrated NonRadiative Dielectric waveguides* (SINRD) et les *Substrate Integrated Image Guides* (SIIG), comme l'a présenté Wu (2001). Cette pratique fournit une grande flexibilité de conception, car plusieurs types de guides d'ondes peuvent être combinés sur le même support. Pour notre part, nous avons concentré nos efforts sur le développement du GIS. La technique que nous présentons permet d'assembler la totalité d'une station de base sur un unique substrat diélectrique. Grâce à cette approche, il est possible de réduire les coûts de fabrication, car les guides d'ondes et les circuits planaires sont construits en une seule étape. Cette technique polyvalente peut être utilisée pour assembler tout type de système fonctionnant en ondes millimétriques. Ce sont les résultats de nos travaux de recherche portant sur le GIS qui sont présentés dans la présente thèse.

Dans le premier chapitre, nous traiterons de l'analyse et des caractéristiques du GIS. Étant donné que ce guide est une structure ouverte, il possède des pertes par fuite et une constante de propagation complexe. Trois différentes méthodes de calcul de la constante de propagation seront étudiées et nous identifierons leurs principaux avantages et

inconvenients. Nous discuterons ensuite des principales caractéristiques de ce guide d'ondes.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons trois topologies d'excitations planaires du GIS. La première interface le GIS à une ligne microruban tandis que les deux autres l'interconnectent à des lignes coplanaires. Ces transitions sont des éléments clés de la plate-forme d'intégration, puisqu'elles permettent de relier les circuits passifs et les circuits actifs.

Dans le troisième chapitre, nous aborderons la conception de filtres. La première section traitera de la conception de filtres à cylindres inductifs tandis que la deuxième section exposera la conception de filtres bimodes. Les différents avantages et inconvenients de ces filtres seront aussi mis en évidence.

Nous présenterons, dans le quatrième chapitre, deux topologies d'antennes ainsi que leur méthode de conception. Dans un premier temps, nous discuterons des antennes à fentes. Ensuite, la conception d'antennes à ondes de fuite sera présentée et ses limites seront exposées.

Dans le cinquième chapitre, nous discuterons de la conception de divers circuits passifs simples. Ces circuits, tels que les coudes, les diviseurs de puissance ou les coupleurs directionnels, ont plusieurs applications dans la réalisation d'un émetteur-récepteur. Par la suite, nous présenterons une méthode permettant d'augmenter la largeur de bande du GIS.

Finalement, dans le sixième chapitre, nous traiterons de l'intégration d'un système complet. Deux différentes architectures de l'étage frontal passif seront comparées, et nous discuterons brièvement de l'intégration des composants actifs.

Il est à noter que, depuis le début de nos études, plusieurs autres chercheurs ont commencé à s'intéresser à cette structure. Leurs travaux ont généré une abondante littérature, publiée tout au long de nos propres recherches. Ces résultats seront abordés dans les sections appropriées de cette thèse.

Les principales contributions apportées par cette thèse sont les suivantes :

- Une méthode d'analyse originale de la constante de propagation complexe a été proposée. Elle permet de chiffrer le niveau de pertes par fuite rapidement et avec précision.
- Une étude exhaustive de l'évolution du comportement du GIS en fonction du diamètre des cylindres métalliques ainsi que de la longueur de la période a été conduite. Ceci nous a permis de prédire l'apparition des bandes interdites ainsi que de définir une zone à faibles pertes.
- Une nouvelle structure de transition entre la ligne microruban et le GIS a été proposée. Le GIS a connu un essor grâce à cette transition, car elle fournit une méthode d'excitation simple et efficace. Nous avons publié nos résultats dans un article qui a été référencé plus de 30 fois au cours des 4 dernières années.

- Une méthode de conception de la transition entre la ligne coplanaire et le GIS avec sonde de courant a été proposée. Le modèle proposé permet de fixer les dimensions du GIS, de la ligne coplanaire et du diamètre du cylindre de couplage. Il permet aussi de prédire la largeur de bande maximale.
- La première intégration d'un filtre bimode en technologie GIS à été démontrée. Cette technique permet d'intégrer des zéros de transmission à des fréquences spécifiques pour augmenter la réjection dans les régions spécifiées.
- Une nouvelle topologie d'antenne à ondes de fuite a été étudiée. Nous avons aussi mis en evidence les limitations de cette structure.
- Une intégration en GIS de l'étage frontal passif composé d'antennes jumelles a été présentée. Cette technique permet d'obtenir une bonne isolation entre les canaux de transmission et de réception, ce qui diminue les contraintes sur les filtres.

CHAPITRE 1

ANALYSE ET CARACTÉRISATION DU GIS

1.1 Introduction

La constante de propagation caractérise l'affaïssement et le déphasage d'une onde électromagnétique se propageant dans un milieu. Il est essentiel d'en évaluer la valeur avant de concevoir des circuits. Dans le cas des guides cylindriques simples, tels que le guide rectangulaire ou le guide circulaire, la constante de propagation se calcule analytiquement. Par contre, le GIS est un guide périodique et il n'existe aucune technique analytique pour en évaluer les caractéristiques. De plus, ce guide peut présenter des pertes par fuite, car c'est une structure ouverte. Une technique d'analyse plus complexe est donc requise. La figure 1.1 illustre la topologie du GIS synthétisé sur un support diélectrique à l'aide de deux rangées de cylindres métalliques.

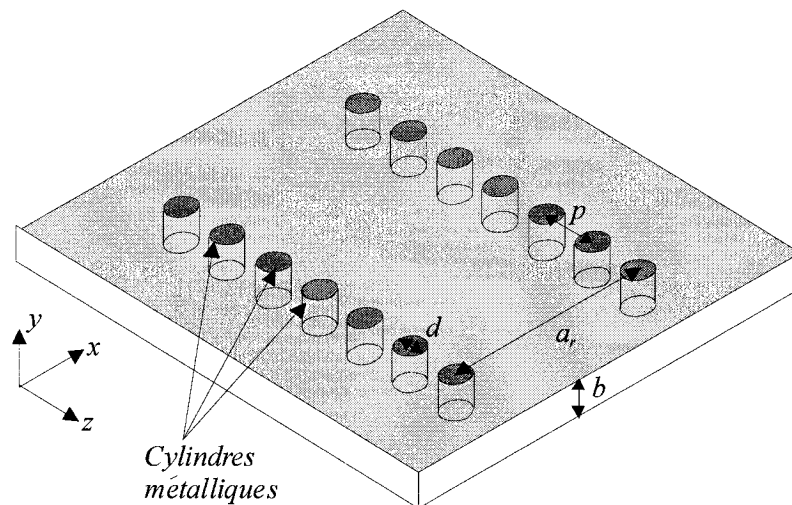


Figure 1.1 : Topologie du GIS

Tout au long de nos travaux, plusieurs articles traitant de l'analyse de la propagation dans le GIS ont été publiés. Les méthodes présentées dans ces publications peuvent être regroupées dans trois grandes familles :

1. les méthodes basées sur la solution d'un système à valeurs propres, tel que $[F]x = \gamma x$,
2. les méthodes basées sur la solution d'un système transcendantal tel que $\det[F(\gamma)] = 0$,
3. les méthodes basées sur une représentation par impédance de surface.

Au cours de nos travaux, nous avons eu à évaluer ces différentes techniques et, finalement, à en proposer une nouvelle. Notre méthode fait partie de la troisième famille. Dans un premier temps, ce chapitre discute des différentes techniques d'analyse disponibles et présente la méthode que nous avons proposée. Dans un deuxième temps, il aborde les différentes caractéristiques du GIS.

1.2 Méthodes de calcul de la constante de propagation

1.2.1 Méthodes basées sur la solution d'un système à valeurs propres

Cette famille de méthodes est la plus simple et la plus rapide à implémenter. Elle se divise en deux étapes. Premièrement, la matrice de transmission d'une période du GIS est calculée avec une méthode numérique, telle que la méthode d'intégration de contour utilisant l'expansion de modes résonants (Cassivi, Perregrini, Arcioni, Bressan, Wu, et

Conciauro 2002), la méthode des différences finies dans le domaine spectral (Xu, Zhang, Wei, Wu et Cui 2003) ou la méthode des lignes (Yan, Hong, Wu et Cui 2005). Ensuite, le théorème de Floquet est appliqué afin d'extraire la constante de propagation complexe à partir des résultats obtenus. Si on utilise un nombre suffisant de modes sur les portes, il est possible de calculer la constante de propagation du mode fondamental et des modes d'ordres supérieurs.

Cependant, l'application directe de cette technique comporte différents problèmes. Dans la première étape, il faut isoler une période et calculer sa matrice de transmission. Théoriquement, les plans de référence qui définissent cette période peuvent se trouver n'importe où sur le GIS. Il existe donc deux possibilités : les plans de référence peuvent être situés soit sur les cylindres, soit entre les cylindres. Ces deux possibilités sont illustrées à la figure 1.2. Si les plans T_1 et T_2 sont situés sur les cylindres, les portes sont bien définies; ce sont des guides rectangulaires. Toutefois, les méthodes numériques à ondes complètes (*full-wave*) exigent que les portes d'excitation aient une longueur non nulle, c'est-à-dire qu'elles aient une section constante sur une certaine distance. Cette condition ne sera pas respectée si les portes sont placées sur les cylindres. Il sera possible de calculer la matrice de transmission, mais sa précision sera amputée. Si les plans de référence sont placés entre les cylindres, les portes sont alors mal définies. Elles sont infiniment larges et doivent être tronquées par des murs absorbants placés de chaque côté. Cette situation nous empêche de définir convenablement les portes d'excitation, car il existe toujours une réactance parasite introduite à l'excitation.

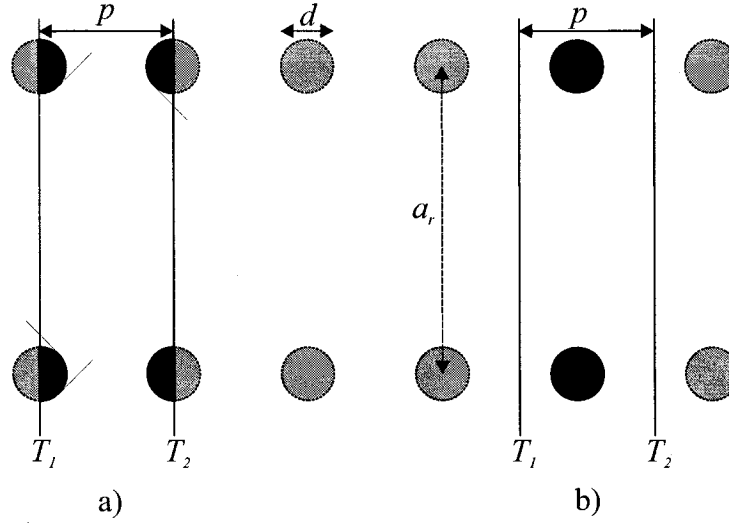


Figure 1.2 : Disposition des plans de référence T_1 et T_2 pour la méthode des valeurs propres : a) plans sur les cylindres, b) plans entre les cylindres

En revanche, l'utilisation d'une calibration numérique permet d'éliminer ces problèmes (Xu et Wu 2004). Cette technique, dérivée des travaux de Janezic et de Jargon (1999), est la plus polyvalente et la plus précise des méthodes basées sur la solution d'un système à valeurs propres. Les éléments parasites provenant de l'excitation sont éliminés en simulant deux longueurs de GIS différentes. Cette technique est illustrée à la figure 1.3. Sur cette figure, X et Y représentent les matrices de transmission de l'excitation des guides, et T_λ la matrice de transmission d'une période

$$T_\lambda = \begin{bmatrix} e^{-\gamma} & 0 \\ 0 & e^{\gamma} \end{bmatrix}. \quad (1.1)$$

Les matrices de transmission totales sont égales à

$$T_{11} = XY \quad (1.2)$$

et

$$T_{l2} = XT_{\lambda}Y. \quad (1.3)$$

En isolant Y dans l'équation (1.2) et en remplaçant dans l'équation (1.3), nous obtenons

$$T_{\lambda}X^{-1} = X^{-1}T_{l2}T_{l1}^{-1}. \quad (1.4)$$

Comme T_{λ} est une matrice diagonale, les valeurs propres de $T_{l2}T_{l1}^{-1}$, dénotées par $\lambda_{\pm}$, nous donnent les constantes de propagation complexes

$$\pm \gamma = \frac{\ln(\lambda_{\pm})}{p}. \quad (1.5)$$

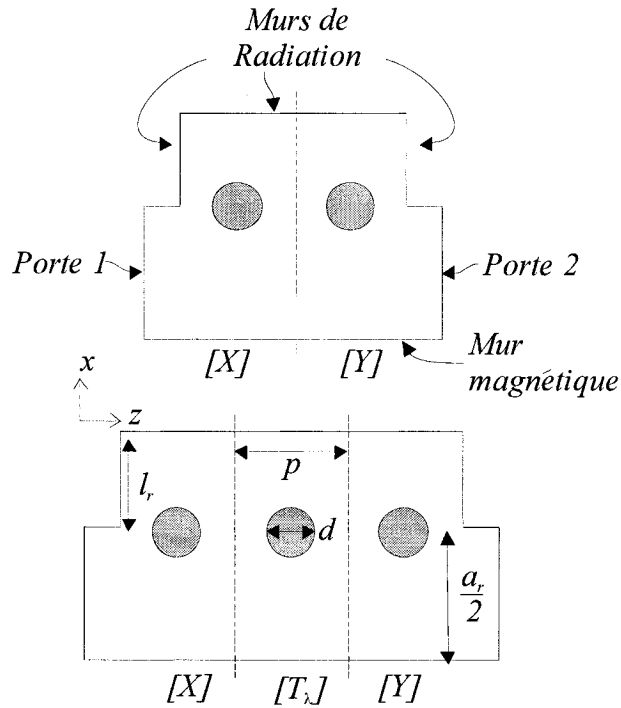


Figure 1.3 : Structures simulées pour solutionner le problème par la méthode des valeurs propres avec calibration numérique

Cette méthode est très polyvalente, car elle permet d'analyser toutes les géométries de guides périodiques. Sa précision est cependant fonction du simulateur utilisé. La solution

la plus simple est d'employer un simulateur commercial tel que *HFSS* de *Ansoft*. Étant donné que ce simulateur ne peut analyser que des problèmes finis, la structure doit être tronquée et un mur de radiation doit être placé à une distance l_r de la rangée de cylindres métalliques. La convergence des résultats dépend de la distance l_r . La figure 1.4 illustre la convergence de la constante de propagation en fonction de la longueur l_r , normalisée par rapport à la longueur d'onde.

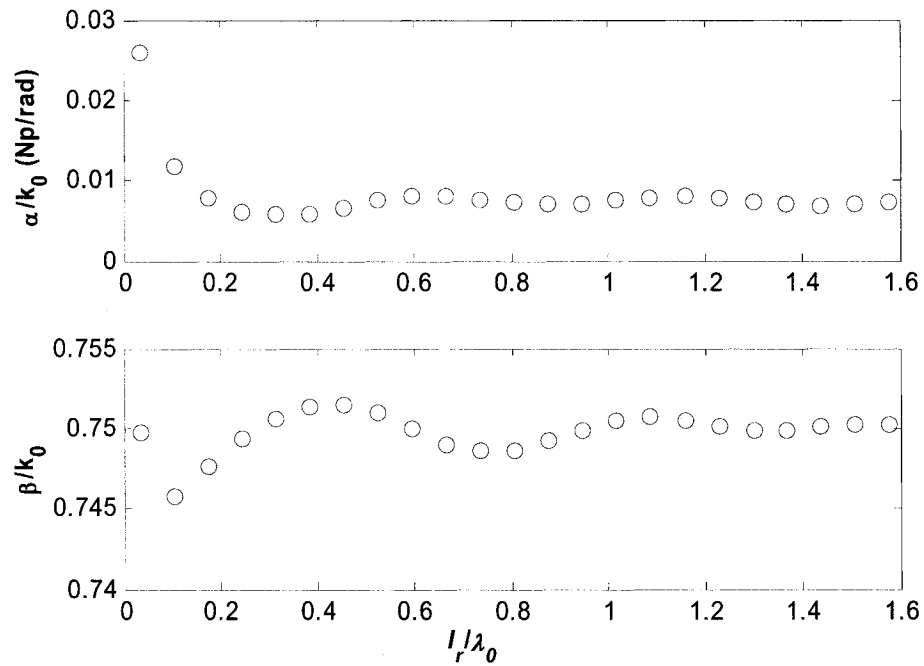


Figure 1.4 : Convergence de la constante d'atténuation et de propagation par rapport à la distance l_r

La convergence est oscillante et une distance minimale de $1.5\lambda_0$ est nécessaire pour obtenir une précision de 5 % sur la valeur de la constante d'atténuation. Quant à la constante de propagation, elle converge beaucoup plus rapidement, et, avec $l_r = 1.5\lambda_0$,

nous obtenons une précision de 0.01 %. Cette distance minimale augmente le temps de simulation. De plus, il faut analyser deux circuits différents à chaque point de fréquence où la constante de propagation doit être calculée, ce qui rend son évaluation fastidieuse. Cette situation nous a poussés à considérer d'autres techniques.

1.2.2 Méthodes basées sur la solution d'un système transcendantal

Cette famille de méthodes a été proposée par Hirokawa et Ando (1998). Elle applique la méthode des moments pour calculer la constante de propagation complexe. Cependant, aucun développement analytique de la méthode n'a été présenté. Nous avons donc entrepris de la développer indépendamment.

La technique que nous avons étudiée s'applique aux GIS composés de deux rangées de cylindres métalliques. Le rayon des cylindres est $r = d/2$, la période de cette structure périodique est p et la distance entre les deux rangées est a_r . Une rangée est placée sur l'axe des $y = 0$, c'est la rangée numéro 1. L'autre est placée sur l'axe des $y = a_r$, c'est la rangée numéro 2. Les cylindres sont numérotés par l'indice $_{1v}$ sur la première rangée, et par $_{2v}$ sur la deuxième, avec $-\infty < v < \infty$. De plus, chaque cylindre possède son propre système de coordonnées polaires identifié par le signe «'», tel que (ρ', θ') . Le cylindre numéroté $_{10}$ est situé à l'origine avec le système de coordonnées suivant : (ρ, θ) . La position de chaque cylindre, en coordonnées cartésiennes, est donnée par :

$$x_{1v} = vp, \quad (1.6a)$$

$$y_{1v} = 0, \quad (1.6b)$$

$$x_{2v} = vp, \quad (1.6c)$$

$$y_{2v} = a_r. \quad (1.6d)$$

En plus des coordonnées cartésiennes, la position des cylindres est définie en coordonnées cylindriques dans le système (ρ, θ) des façons suivantes :

$$\rho_{1v} = \sqrt{x_{1v}^2 + y_{1v}^2}, \quad (1.7a)$$

$$\theta_{1v} = \tan^{-1} \left(\frac{y_{1v}}{x_{1v}} \right), \quad (1.7b)$$

$$\rho_{2v} = \sqrt{x_{2v}^2 + y_{2v}^2}, \quad (1.7c)$$

$$\theta_{2v} = \tan^{-1} \left(\frac{y_{2v}}{x_{2v}} \right). \quad (1.7d)$$

Cette notation est illustrée à la figure 1.5.

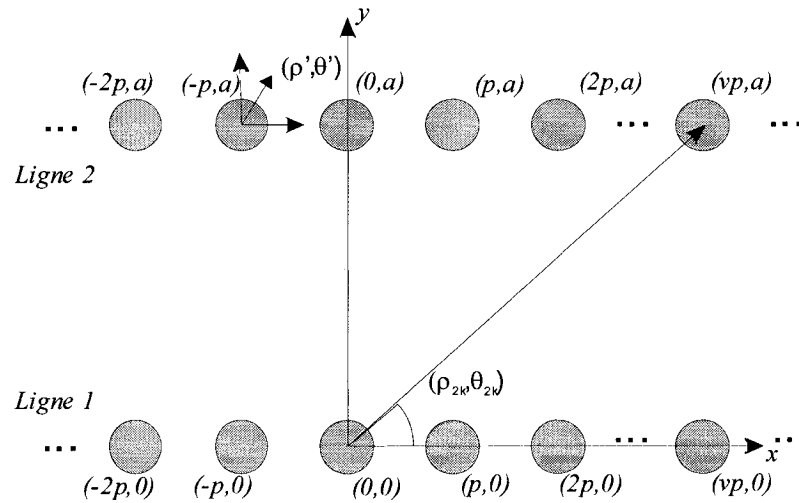


Figure 1.5 : Notation utilisée pour la méthode transcendante

Le courant sur le cylindre centré à l'origine est décomposé en utilisant une sommation de Fourier :

$$J_{10}(\theta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{I_n}{2\pi r} e^{jn\theta} . \quad (1.8)$$

Le champ électrique rayonné par ce courant est égal à

$$E_{10} = -\frac{\omega\mu_0}{4} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n J_n(kr) H_n^2(k\rho) e^{jn\theta} . \quad (1.9)$$

Comme nous avons une structure périodique, les courants des cylindres placés sur la rangée 1 sont reliés par le théorème de Floquet :

$$J_{1v}(\theta') = J_{10}(\theta') e^{-\gamma p} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{I_n}{2\pi r} e^{jn\theta'} e^{-\gamma p} , \quad (1.10)$$

où γ représente la constante de propagation dans le GIS. Le champ électrique rayonné par ce courant est égal à

$$E_{1v} = -\frac{\omega\mu_0}{4} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n J_n(kr) H_n^2(k\rho') e^{jn\theta'} e^{-\gamma p} . \quad (1.11)$$

Dans le cas du mode TE_{10} , nous pouvons placer un mur de symétrie magnétique au centre de la structure. Il s'en suit que le courant sur les cylindres de la rangée 2 est donné par

$$J_{2v}(\theta') = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{I_n}{2\pi r} e^{-jn\theta'} e^{-\gamma p} . \quad (1.12)$$

Le champ électrique rayonné par ce courant est égal à

$$E_{2v} = -\frac{\omega\mu_0}{4} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n J_{-n}(kr) H_{-n}^2(k\rho') e^{-jn\theta'} e^{-\gamma p} . \quad (1.13)$$

Le champ généré par chacun des cylindres est donné dans un système de coordonnées différent. Il faut donc réécrire ces champs dans un même système. Pour ce faire, nous utilisons le théorème d'addition de Hankel, qui s'énonce sous la forme suivante :

$$H_n^2(k\rho')e^{jn\theta'} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} H_{m+n}^2(k\rho_{xv})J_m(k\rho)e^{j\theta_{xv}(m+n)}e^{-jm\theta}e^{-jn\pi}. \quad (1.14)$$

Nous obtenons alors les champs électriques rayonnés dans le système de coordonnées (ρ, θ) :

$$E_{10} = -\frac{\omega\mu_0}{4} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n J_n(kr) H_n^2(k\rho) e^{jn\theta}, \quad (1.15a)$$

$$E_{1v} = -\frac{\omega\mu_0}{4} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n J_n(kr) e^{-\gamma n p} \sum_{m=-\infty}^{\infty} H_{m+n}^2(k\rho_{1v}) J_m(k\rho) e^{j\theta_{1v}(m+n)} e^{-jm\theta} e^{-jn\pi}, \quad (1.15b)$$

$$E_{2v} = -\frac{\omega\mu_0}{4} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n J_{-n}(kr) e^{-\gamma n p} \sum_{m=-\infty}^{\infty} H_{m-n}^2(k\rho_{2v}) J_m(k\rho) e^{j\theta_{2v}(m-n)} e^{-jm\theta} e^{jn\pi}. \quad (1.15c)$$

Nous allons maintenant sommer les champs selon leur indice n :

$$E_{TOT}^n = E_{10}^n + E_{1v}^n + E_{2v}^n. \quad (1.16)$$

En combinant les équations (1.15a), (1.15b) et (1.15c) avec l'équation (1.16), nous obtenons le résultat suivant :

$$E_{TOT}^n = -\frac{\omega\mu_0}{4} I_n \left[\begin{aligned} &J_n(kr) H_n^2(k\rho) e^{jn\theta} \\ &+ J_n(kr) \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} e^{-\gamma n p} \sum_{m=-\infty}^{\infty} H_{m+n}^2(k\rho_{1v}) J_m(k\rho) e^{j\theta_{1v}(m+n)} e^{-jm\theta} e^{-jn\pi} \\ &+ J_{-n}(kr) \sum_{v=-\infty}^{\infty} e^{-\gamma n p} \sum_{m=-\infty}^{\infty} H_{m-n}^2(k\rho_{2v}) J_m(k\rho) e^{j\theta_{2v}(m-n)} e^{-jm\theta} e^{jn\pi} \end{aligned} \right]. \quad (1.17)$$

Étant donné que

$$J_{-n}(kr) = (-1)^n J_n(kr), \quad (1.18)$$

nous avons

$$E_{TOT}^n = -\frac{\omega\mu_0}{4} I_n J_n(kr) + \sum_{\substack{\nu=-\infty \\ \nu \neq 0}}^{\infty} e^{-\gamma\nu\rho} \sum_{m=-\infty}^{\infty} H_{m+n}^2(k\rho_{1\nu}) J_m(k\rho) e^{j\theta_{1\nu}(m+n)} e^{-jm\theta} e^{-jn\pi} + (-1)^n \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} e^{-\gamma\nu\rho} \sum_{m=-\infty}^{\infty} H_{m-n}^2(k\rho_{2\nu}) J_m(k\rho) e^{j\theta_{2\nu}(m-n)} e^{-jm\theta} e^{jn\pi} \quad (1.19)$$

Le champ total est donné par

$$E_{TOT} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} E_{TOT}^n. \quad (1.20)$$

Sur le contour des cylindres, le champ électrique est nul. Pour le cylindre centré à l'origine, il est donnée par

$$E_{TOT}|_{\rho=r} = 0. \quad (1.21)$$

En combinant les équations (1.19) et (1.20) avec (1.21), nous obtenons

$$-\frac{\omega\mu_0}{4} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n J_n(kr) \left[H_n^2(kr) e^{jn\theta} + \sum_{\substack{\nu=-\infty \\ \nu \neq 0}}^{\infty} e^{-\gamma\nu\rho} \sum_{m=-\infty}^{\infty} H_{m+n}^2(k\rho_{1\nu}) J_m(kr) e^{j\theta_{1\nu}(m+n)} e^{-jm\theta} e^{-jn\pi} + (-1)^n \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} e^{-\gamma\nu\rho} \sum_{m=-\infty}^{\infty} H_{m-n}^2(k\rho_{2\nu}) J_m(kr) e^{j\theta_{2\nu}(m-n)} e^{-jm\theta} e^{jn\pi} \right] = 0. \quad (1.22)$$

Maintenant, si nous multiplions l'équation (1.22) par la fonction de base f d'ordre s , tel que $f_s = e^{js\theta}$, et que nous intégrons de 0 à 2π sur θ , nous obtenons un champ que nous pouvons noter de la façon suivante :

$$\int_0^{2\pi} E_{TOT} \big|_{\rho=r} e^{js\theta} d\theta = \langle E_{TOT}, f_s \rangle. \quad (1.23)$$

Étant donné l'orthogonalité des fonctions exponentielles, nous avons

$$\int_0^{2\pi} e^{jn\theta} e^{js\theta} d\theta = \begin{cases} 2\pi & \text{si } n = -s \\ 0 & \text{si } n \neq -s \end{cases}. \quad (1.24)$$

En combinant les équations (1.23) et (1.24) avec (1.22), nous obtenons

$$\langle E_{TOT}, f_s \rangle = -\frac{2\pi\omega\mu_0}{4} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n J_n(kr) + \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} e^{-\gamma v \rho} H_{s+n}^2(k\rho_{1v}) J_s(kr) e^{j\theta_{1v}(s+n)} e^{-jn\pi} + (-1)^n \sum_{v=-\infty}^{\infty} e^{-\gamma v \rho} H_{s-n}^2(k\rho_{2v}) J_s(kr) e^{j\theta_{2v}(s-n)} e^{jn\pi} = 0, \quad (1.25)$$

avec

$$\delta_{-p,n} = \begin{cases} 1 & \text{si } n = -s \\ 0 & \text{si } n \neq -s \end{cases}. \quad (1.26)$$

En simplifiant, nous avons

$$\langle E_{TOT}, f_s \rangle = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n J_n(kr) \left[\begin{aligned} & \frac{H_{-s}^2(kr)}{J_s(kr)} \delta_{-s,n} \\ & + e^{-jn\pi} \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} e^{-\gamma v} H_{s+n}^2(k\rho_{1v}) e^{j\theta_{1v}(s+n)} \\ & + (-1)^n e^{jn\pi} \sum_{v=-\infty}^{\infty} e^{-\gamma v} H_{s-n}^2(k\rho_{2v}) e^{j\theta_{2v}(s-n)} \end{aligned} \right] = 0. \quad (1.27)$$

Lorsque n est entier, nous pouvons écrire

$$(-1)^n \cdot e^{jn\pi} = 1. \quad (1.28)$$

En remplaçant l'équation (1.28) dans l'équation (1.27), nous obtenons

$$\langle E_{TOT}, f_s \rangle = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n J_n(kr) \left[\begin{aligned} & \frac{H_{-s}^2(kr)}{J_s(kr)} \delta_{-s,n} \\ & + e^{-jn\pi} \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} e^{-\gamma v} H_{s+n}^2(k\rho_{1v}) e^{j\theta_{1v}(s+n)} \\ & + \sum_{v=-\infty}^{\infty} e^{-\gamma v} H_{s-n}^2(k\rho_{2v}) e^{j\theta_{2v}(s-n)} \end{aligned} \right] = 0. \quad (1.29)$$

En réécrivant la formule pour faciliter le calcul matriciel, nous obtenons le résultat suivant :

$$\langle E_{TOT}, f_s \rangle = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n J_n(kr) \left[\begin{aligned} & \frac{H_{-s}^2(kr)}{J_s(kr)} \delta_{-s,n} \\ & + H_{s-n}^2(ka_r) e^{j\frac{\pi}{2}(s-n)} \\ & + e^{-jn\pi} \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} e^{-\gamma v} H_{s+n}^2(k\rho_{1v}) e^{j\theta_{1v}(s+n)} \\ & + \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} e^{-\gamma v} H_{s-n}^2(k\rho_{2v}) e^{j\theta_{2v}(s-n)} \end{aligned} \right] = 0. \quad (1.30)$$

Étant donné que

$$\rho_{x,-v} = \rho_{x,v} \quad (1.31a)$$

et que

$$\theta_{x,-v} = \pi - \theta_{x,v}, \quad (1.31b)$$

l'équation (1.30) devient

$$\left\langle E_{TOT}, f_s \right\rangle = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n J_n(kr) \left[\begin{aligned} & \frac{H_{-s}^2(kr)}{J_s(kr)} \delta_{-s,n} \\ & + e^{-jn\pi} \sum_{v=1}^{\infty} H_{s+n}^2(k\rho_{1v}) \left[\frac{1}{e^{nT}} + \frac{e^{np}}{1} e^{j\pi(s+n)} \right] \\ & + H_{s-n}^2(kA) e^{j\frac{\pi}{2}(s-n)} \\ & + \sum_{v=1}^{\infty} H_{s-n}^2(k\rho_{2v}) \left[\frac{e^{j\theta_{2v}(s-n)}}{e^{nT}} + \frac{e^{np}}{e^{j\theta_{2v}(s-n)}} e^{j\pi(s-n)} \right] \end{aligned} \right] = 0. \quad (1.32)$$

En tronquant le nombre de courant et l'ordre de la fonction de base à N , nous avons

$$\left\langle E_{TOT}, f_s \right\rangle_{\substack{N \\ \rho=-N}} = \sum_{n=-N}^N I_n J_n(kr) \left[\begin{aligned} & \frac{H_{-s}^2(kr)}{J_s(kr)} \delta_{-s,n} \\ & + e^{-jn\pi} \sum_{v=1}^{\infty} H_{s+n}^2(k\rho_{1v}) \left[\frac{1}{e^{nT}} + \frac{e^{np}}{1} e^{j\pi(s+n)} \right] \\ & + H_{s-n}^2(kA) e^{j\frac{\pi}{2}(s-n)} \\ & + \sum_{v=1}^{\infty} H_{s-n}^2(k\rho_{2v}) \left[\frac{e^{j\theta_{2v}(s-n)}}{e^{nT}} + \frac{e^{np}}{e^{j\theta_{2v}(s-n)}} e^{j\pi(s-n)} \right] \end{aligned} \right] = 0. \quad (1.33)$$

Ce problème peut être réécrit sous la forme matricielle suivante :

$$[Z(\gamma)] \times [I] = 0. \quad (1.34)$$

Dans notre cas, nous utiliserons des matrices particulières de dimension $2N+1$ dont l'indice des éléments varie de $-N$ à N , tel que

$$[Z(\gamma)] = \begin{bmatrix} Z_{-N,-N} & \cdots & Z_{-N,0} & \cdots & Z_{-N,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{0,-N} & \ddots & Z_{0,0} & \ddots & Z_{0,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N,-N} & \cdots & Z_{N,0} & \cdots & Z_{N,N} \end{bmatrix} \quad (1.35a)$$

et

$$[I] = \begin{bmatrix} I_{-N} \\ \vdots \\ I_0 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix}. \quad (1.35b)$$

La matrice $[Z(\gamma)]$ est la somme des trois matrices suivantes :

$$[Z(\gamma)] = [Z^{(0)}] + [Z^{(1)}] + [Z^{(2)}]. \quad (1.36)$$

Ces trois matrices se calculent de la façon suivante :

$$Z_{s,n}^{(0)} = J_n(kr) \left(\frac{H_{-s}^2(kr)}{J_s(kr)} \delta_{-s,n} + H_{s-n}^2(ka_r) e^{j\frac{\pi}{2}(s-n)} \right), \quad (1.37a)$$

$$Z_{s,n}^{(1)} = J_n(kr) e^{-jn\pi} \sum_{v=1}^{\infty} H_{s+n}^2(k\rho_{1v}) \left[\frac{1}{e^{np}} + \frac{e^{np}}{1} e^{j\pi(s+n)} \right], \quad (1.37b)$$

$$Z_{s,n}^{(2)} = J_n(kr) \sum_{v=1}^{\infty} H_{s-n}^2(k\rho_{2v}) \left[\frac{e^{j\theta_{2v}(s-n)}}{e^{np}} + \frac{e^{np}}{e^{j\theta_{2v}(s-n)}} e^{j\pi(s-n)} \right]. \quad (1.37c)$$

Finalement, étant donné que $[Z(\gamma)] \times [I] = 0$, nous avons

$$\det[Z(\gamma)] = 0. \quad (1.38)$$

Le seul inconnu de $Z(\gamma)$ est la constante de propagation complexe γ . Il suffit donc de trouver la valeur de γ pour annuler le déterminant de Z , soit

$$\gamma = \min_{\bar{\gamma}} |Z(\bar{\gamma})|. \quad (1.39)$$

Nous avons programmé ce problème et tenté de calculer la constante de propagation d'un GIS. Nous avons alors constaté que la méthode ne convergait pas. Dans le calcul de $Z(\gamma)$, nous devons tronquer le nombre de courants sur chaque cylindre ainsi que le nombre total de cylindres. La convergence par rapport au nombre de courants est relativement bonne et une dizaine de fonctions de base sont nécessaires pour obtenir une bonne représentation. Cependant, la convergence par rapport au nombre de cylindres est très lente. Il est bien connu que la convergence des sommations de fonctions de Hankel est lente, mais, peu importe le nombre de cylindres considérés, le résultat n'a jamais convergé. Nous avons donc poussé notre étude du comportement de la matrice $Z(\gamma)$. Plus particulièrement, nous nous sommes penchés sur le comportement des deux sommations sur v . Lorsque $v \gg 1$, nous avons

$$\theta_{2v} \approx \frac{a_r}{vp} \quad (1.40a)$$

et

$$\rho_{2v} \approx vp. \quad (1.40b)$$

Pour $v \gg 1$, nous pouvons utiliser le développement asymptotiques de la fonction de Hankel :

$$H_w^2(z) = \sqrt{\frac{2}{\pi z}} e^{-j(z - \pi/4 - w\pi/2)} . \quad (1.41)$$

Pour ces valeurs élevées, l'équation (1.36) devient

$$\bar{Z}_{s,n}^{(1)} + \bar{Z}_{s,n}^{(2)} = J_n(kr) \left\{ e^{-jn\pi} \sum_{v \gg 1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{\pi k v p}} e^{-j(kvp - \pi/4 - (s+n)\pi/2)} \left[e^{-\gamma p} + e^{\gamma p} e^{j\pi(s+n)} \right] \right. \\ \left. + \sum_{v \gg 1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{\pi k v p}} e^{-j(kvp - \pi/4 - (s-n)\pi/2)} \left[e^{-\gamma p} e^{j\frac{a_r}{vp}(s-n)} + e^{\gamma p} e^{-j\frac{a_r}{vp}(s-n)} e^{j\pi(s-n)} \right] \right\} . \quad (1.42)$$

De plus, si $v \gg 1$, nous avons

$$e^{\pm j\frac{a_r}{vp}(s-n)} = \cos\left(\frac{a_r}{vp}(s-n)\right) \pm j \sin\left(\frac{a_r}{vp}(s-n)\right) \approx 1 \pm j\frac{a_r}{vp}(s-n) . \quad (1.43)$$

Si nous remplaçons l'équation (1.43) dans l'équation (1.42) et que nous effectuons quelques manipulations algébriques, l'équation (1.42) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\bar{Z}_{s,n}^{(1)} + \bar{Z}_{s,n}^{(2)} = J_n(kr) \left\{ 2e^{js\frac{\pi}{2}} e^{-jn\frac{\pi}{2}} e^{j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{2}{\pi k p}} \sum_{v \gg 1}^{\infty} \sqrt{\frac{1}{v}} e^{-jkvp} e^{-\gamma p} \right. \\ + 2e^{-js\frac{\pi}{2}} e^{jn\frac{\pi}{2}} e^{j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{2}{\pi k p}} \sum_{v \gg 1}^{\infty} \sqrt{\frac{1}{v}} e^{-jkvp} e^{\gamma p} \\ + je^{js\frac{\pi}{2}} e^{-jn\frac{\pi}{2}} \frac{a_r}{T}(s-n) e^{j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{2}{\pi k p}} \sum_{v \gg 1}^{\infty} \sqrt{\frac{1}{v^3}} e^{-jkvp} e^{-\gamma p} \\ \left. - je^{-js\frac{\pi}{2}} e^{jn\frac{\pi}{2}} \frac{a_r}{T}(s-n) e^{j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{2}{\pi k p}} \sum_{v \gg 1}^{\infty} \sqrt{\frac{1}{v^3}} e^{-jkvp} e^{\gamma p} \right\} . \quad (1.44)$$

En définissant les sommations suivantes :

$$S_{1-} = \sum_{v \gg 1}^{\infty} \sqrt{\frac{1}{v}} e^{-jkvp} e^{-\gamma p} , \quad (1.45a)$$

$$S_{1+} = \sum_{v \gg 1}^{\infty} \sqrt{\frac{1}{v}} e^{-jkvp} e^{\gamma p}, \quad (1.45b)$$

$$S_{3-} = \sum_{v \gg 1}^{\infty} \sqrt{\frac{1}{v^3}} e^{-jkvp} e^{-\gamma p}, \quad (1.45c)$$

$$S_{3+} = \sum_{v \gg 1}^{\infty} \sqrt{\frac{1}{v^3}} e^{-jkvp} e^{\gamma p}, \quad (1.45d)$$

nous obtenons finalement

$$\bar{Z}_{s,n}^{(1)} + \bar{Z}_{s,n}^{(2)} = J_n(kr) e^{js\frac{\pi}{2}} e^{-jn\frac{\pi}{2}} e^{j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{2}{\pi kp}} \left(2(S_{1-} + e^{j(-s+n)\pi} S_{1+}) + j \frac{a_r}{p} (s-n)(S_{3-} - e^{j(-s+n)\pi} S_{3+}) \right). \quad (1.46)$$

Les sommations S_{3+} et S_{3-} convergent rapidement. En revanche, les sommations S_{1+} et S_{1-} sont divergentes. Leur divergence est très lente, mais c'est ce qui explique l'impossibilité d'obtenir un résultat convergé.

De façon plus intuitive, les difficultés de la méthode s'expliquent par le fait que, dans un guide possédant des pertes, les courants à $-\infty$ deviennent infinis. Cette situation conduit à une indécision si le problème n'est pas formulé correctement. Nous avons tenté de combiner différemment les sommations pour obtenir la convergence, mais tous nos essais se sont avérés infructueux.

Ces résultats nous ont poussés à vérifier les résultats présentés dans la littérature. Nous avons effectivement constaté que ceux-ci étaient erronés. La figure 1.6 illustre une comparaison des résultats publiés par Hirokawa et Ando (1998) avec ceux obtenus par la

méthode présentée à la section 1.2.1. L'inefficacité de la méthode est d'autant plus visible à la figure 16 de l'article de Ando, Hirokawa, Yamamoto, Akiyama, Kimura et Goto (1998). Sur cette figure, la constante d'atténuation augmente proportionnellement à la période, mais diminue tout d'un coup à partir de $p = 2$ mm. Cette diminution s'explique par un résultat non convergé. Nous avons donc orienté nos recherches vers d'autres solutions permettant de calculer la constante de propagation complexe de façon plus efficace et précise.

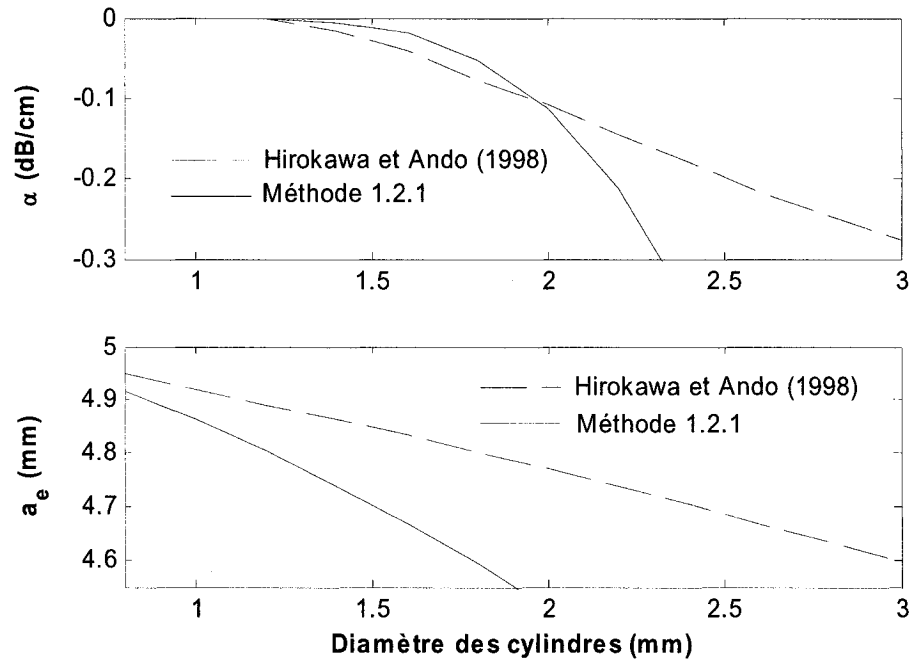


Figure 1.6 : Comparaison entre les valeurs d'atténuation (α) et la largeur équivalente du GIS (a_e) obtenues par Hirokawa et Ando (1998) et celles calculées avec la méthode présentée à la section 1.2.1

1.2.3 Méthodes basées sur une représentation par impédance de surface

Les analyses basées sur l'impédance de surface représentent les rangées de cylindres par deux murs d'impédance complexe. Le problème se résume alors au calcul de la réflexion d'une onde plane frappant une rangée infinie de cylindres conducteurs à un angle quelconque. La constante de propagation est calculée soit avec la méthode de résonance transversale (Zeid et Baudrand 2002), soit avec une méthode itérative (Bray et Roy 2003). Ceci conduit à une technique plus simple et plus rapide que celles présentées dans les sections précédentes. Toutefois, les solutions proposées jusqu'à présent sont limitées. La méthode présentée par Zeid et Baudrand (2002) ne peut calculer que les GIS formés de carrés ou de carrés tronqués tandis que la méthode de Bray et Roy (2003) n'est précise que pour les structures dont les cylindres sont beaucoup plus petits que la longueur d'onde. Cet état de fait nous a incité à proposer une technique originale permettant de caractériser le GIS.

Le champ électromagnétique d'un mode TE_{10} se propageant dans un guide d'ondes peut être représenté par une sommation de deux modes TEM se propageant à un angle θ par rapport à l'axe de propagation du guide. À la fréquence de coupure (f_c), cet angle est égal à 90° . Pour un guide sans pertes, les parties réelle et imaginaire de la constante de propagation sont alors égales à zéro. Si le guide possède des pertes par fuite, il n'y a pas de fréquence à laquelle la constante de propagation est nulle. La fréquence de coupure est

alors définie par le fréquence à laquelle les parties réelle (k_{zr}) et imaginaires (k_{zi}) de la constante de propagation sont égales

$$k_{zr} = k_{zi}. \quad (1.47)$$

À cette fréquence, l'onde *TEM* est en partie réfléchiée par les deux rangées de cylindres métalliques. Chaque rangée de cylindres peut alors être représentée par une impédance complexe normalisée ($z_L = r_L + jx_L$) et calculée, à partir du coefficient de réflexion de l'onde plane sur les rangées, à l'aide de l'équation suivante :

$$z_L = \frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})}. \quad (1.48)$$

Cette impédance peut être transformée en une impédance de surface ($z_s = r_s[1 + j]$), comme l'ont démontré Bray et Roy (2003). Ces deux impédances z_L et z_s sont reliées entre elles par

$$z_L = r_L + jx_L = \frac{z_s + j \tan(k_c \Delta a)}{1 + jz_s \tan(k_c \Delta a)}, \quad (1.49)$$

où $k_c = 2\pi / \lambda_c$ avec $\lambda_c = 1 / f_c \sqrt{\epsilon_r \epsilon_0 \mu_0}$. Lorsque les parties réelle et imaginaire de l'équation (1.49) sont séparées, la distance entre le mur d'impédance et les cylindres est trouvée en solutionnant l'équation quadratique suivante :

$$B^2(r_L + x_L) + B(1 - r_L^2 - x_L^2) + (r_L - x_L) = 0, \quad (1.50)$$

avec

$$\Delta a = \frac{\tan^{-1}(B)}{k_c}. \quad (1.51)$$

Les équations (1.49), (1.50) et (1.51) correspondent aux équations (5), (6) et (7) de Bray et Roy (2003) évaluées à la fréquence de coupure du GIS avec la notation de la figure 1.7.

L'impédance de surface est alors donnée par

$$r_s = \frac{r_L}{1 + B(r_L + x_L)}. \quad (1.52)$$

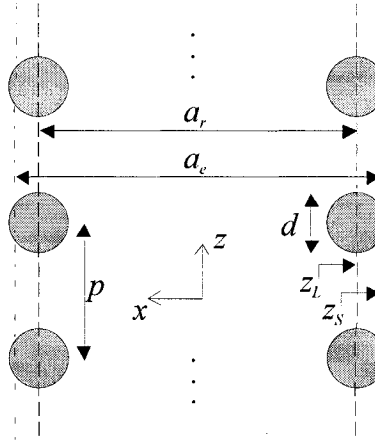


Figure 1.7 : Représentation du GIS par le concept de mur d'impédance z_s

Lorsque l'impédance de surface est nulle ($z_s = 0$), le guide ne possède pas de pertes par fuite et la largeur équivalente du guide (a_e) est alors simplement donnée par $a_e = \lambda_c / 2$. Cependant, lorsque la surface d'impédance n'est pas égale à zéro, la largeur équivalente du guide n'est plus d'une demi-longueur d'onde, en raison de la réactance du mur. Nous pouvons alors calculer cette largeur équivalente en utilisant la méthode de résonance transversale. Le circuit équivalent transversal, avec un mur de symétrie magnétique placé au centre du guide, est illustré à la figure 1.8.

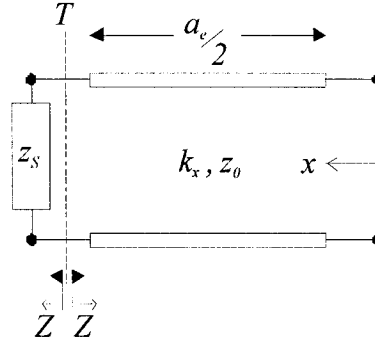


Figure 1.8 : Circuit équivalent transversal du GIS

La sommation des impédances vues de chaque coté du plan de référence T doit être nulle :

$$\bar{Z} + \vec{Z} = 0. \quad (1.53)$$

En remplaçant la valeur de chaque élément dans l'équation (1.53), nous avons

$$-j \cot\left(\frac{k_x a_e}{2}\right) + r_s(1+j) = 0. \quad (1.54)$$

En solutionnant l'équation (1.54) pour trouver k_x , nous obtenons

$$k_x = \frac{2}{a_e} \cot^{-1}[r_s(1-j)]. \quad (1.55)$$

À la fréquence de coupure, la constante de propagation (k_z) du guide est donnée par

$$k_z^2 = k_c^2 - k_x^2. \quad (1.56)$$

En décomposant l'équation (1.56) en parties réelle et imaginaire avec $k_z = k_{zr} + jk_{zi}$ et

$k_x = k_{xr} + jk_{xi}$ et en substituant l'équation (1.47) dans la partie réelle, nous obtenons

$$k_c^2 + k_{xi}^2 - k_{xr}^2 = 0. \quad (1.57)$$

En combinant les équations (1.55) et (1.57), nous avons

$$k_c^2 + \left[\operatorname{Im} \left(\frac{2}{a_e} \cot^{-1} [r_s (1 - j)] \right) \right]^2 - \left[\operatorname{Re} \left(\frac{2}{a_e} \cot^{-1} [r_s (1 - j)] \right) \right]^2 = 0. \quad (1.58)$$

En solutionnant l'équation (1.58) pour trouver a_e , nous obtenons la largeur équivalente à la fréquence de coupure en fonction de r_s :

$$a_e = \frac{2}{k_c} \sqrt{\left[\operatorname{Re}(\cot^{-1} [r_s (1 - j)]) \right]^2 - \left[\operatorname{Im}(\cot^{-1} [r_s (1 - j)]) \right]^2}. \quad (1.59)$$

La distance entre les deux rangées de cylindres métalliques est finalement donnée par :

$$a_r = a_e - 2\Delta a. \quad (1.60)$$

Le guide est maintenant complètement caractérisé à la fréquence de coupure. Cependant, la valeur de z_s varie en fonction de l'angle d'incidence (φ) de l'onde plane. Lorsqu'une onde plane est incidente sur une impédance de surface, la valeur de l'impédance de surface est proportionnelle au cosinus de l'angle d'incidence (Collin 1990, p. 200). Nous avons donc

$$z_s(\varphi) = r_s (1 + j) \cdot \cos(\varphi). \quad (1.61)$$

Dans notre référentiel, nous avons $\cos(\varphi) = k_x / k_0$. En décomposant k_x et k_0 , nous obtenons $\cos(\varphi) = f_c / f$. Nous pouvons donc exprimer l'impédance de surface en fonction de la fréquence :

$$z_s(\varphi) = r_s (1 + j) \cdot \frac{f_c}{f}. \quad (1.62)$$

En substituant l'équation (1.62) dans (1.55), la constante de propagation complexe en fonction de la fréquence est donnée par

$$k_z(f) = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{2}{a_e} \cot^{-1} \left[r_s (1-j) \frac{f_c}{f} \right] \right)^2} \quad (1.63)$$

avec $k_0 = 2\pi f \sqrt{\epsilon_r \epsilon_0 \mu_0}$. Le coefficient de réflexion d'une onde plane incidente sur un cylindre métallique, calculé à la fréquence de coupure du guide d'ondes, est suffisant pour caractériser le guide sur l'ensemble de sa bande.

Pour calculer ce coefficient de réflexion, nous avons utilisé la Méthode des Moments (MoM). La structure que nous avons évaluée est illustrée à la figure 1.9. Le problème consiste à calculer le coefficient de réflexion d'une onde plane réfléchie sur le cylindre métallique. Le mode *TEM* induit sur le cylindre un courant orienté en y , mais indépendant de y . Ce courant génère des modes *TE* réfléchis. Le courant sur le cylindre peut être discrétisé en N courants filamenteux orientés en y . La fonction de Green d'un courant filamenteux placé dans le guide illustré à la figure 1.9 est calculée avec la procédure présentée par Balanis (1989 p. 893). Celle-ci peut s'exprimer en termes de modes dans le guide sous la forme suivante:

$$G(x, z; x', z') = \frac{j}{2p} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{C_m}{k_{zm}} \cos\left(\frac{m\pi}{p} x\right) \cos\left(\frac{m\pi}{p} x'\right) e^{-jk_{zm}|z-z'|}, \quad (1.64)$$

avec

$$k_{zm} = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{p}\right)^2} \quad (1.65)$$

et

$$C_m = \begin{cases} 1 & \text{si } m = 0 \\ 2 & \text{si } m \neq 0 \end{cases}. \quad (1.66)$$

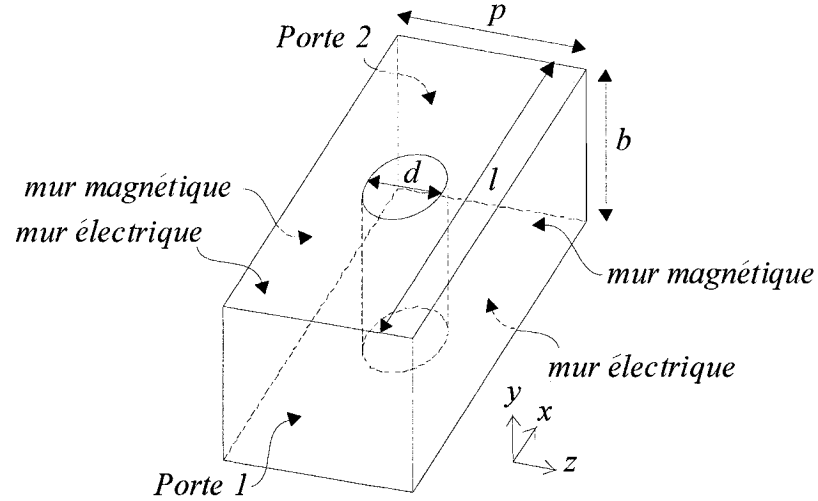


Figure 1.9 : Structure utilisée pour calculer le coefficient de réflexion d'une onde *TEM* frappant un cylindre métallique

La méthode présentée par Leviatan, Li, Adams et Perini (1983) pour calculer le coefficient de réflexion d'un cylindre métallique placé dans un guide rectangulaire est adaptée à notre problème. Le champ incident est donné par

$$E^i = e^{-jk_0 z} \hat{y}. \quad (1.67)$$

Le champ réfléchi par le $n^{\text{ième}}$ courant est donné par

$$E_n^r = -j\omega\mu_0 I_n G(x, z; x', z'). \quad (1.68)$$

En appliquant les conditions aux frontières sur un point de la surface du cylindre (s_n), nous obtenons

$$\sum_{n=1}^N E_r^n \Big|_{s_n} = -E^i \Big|_{s_n}. \quad (1.69)$$

Les courants I_n sont calculés en évaluant l'équation (1.69) sur N points de la surface du cylindre. Finalement, le coefficient de réflexion dans le plan du cylindre est donné par :

$$S_{11} = \sum_{n=1}^N -\frac{\eta I_n}{2p} e^{-jk_0 z_n}, \quad (1.70)$$

où $\eta = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0 \varepsilon_r}$ et z_n est la position en z du n^{ieme} courant. Une bonne convergence est obtenue en utilisant 20 courants par longueur d'onde (Leviatan, Li, Adams et Perini 1983). Une vérification expérimentale de cette méthode sera présentée à la section 1.4.

1.3 Caractéristiques du GIS

Dans cette section nous aborderons les différentes caractéristiques du GIS. Nous énoncerons aussi des règles de conception simples permettant de sélectionner le diamètre des cylindres et la longueur de la période. Finalement, nous passerons en revue les équations analytiques proposées pour calculer la constante de propagation du guide.

1.3.1 Graphique de conception

La longueur de la période ainsi que le diamètre des cylindres influencent la largeur équivalente du guide. Il est cependant possible de normaliser ces deux paramètres par rapport à la longueur d'onde à la fréquence de coupure. Nous pouvons alors dégager un paramètre de conception utile : le rapport entre la largeur équivalente et la distance entre les rangées de cylindres. Ce rapport s'énonce sous la forme

$$a_c = \kappa a_r. \quad (1.71)$$

Les courbes de κ dans le plan $d/\lambda_c, p/\lambda_c$, pour différentes valeurs de κ , sont données à la figure 1.10. La région $d/\lambda_c > p/\lambda_c$, délimitée par la ligne pointillée, est impossible à réaliser, car elle implique une superposition des cylindres. On remarque aussi que, pour une même période, plus le diamètre des cylindres est petit, plus le guide équivalent est large.

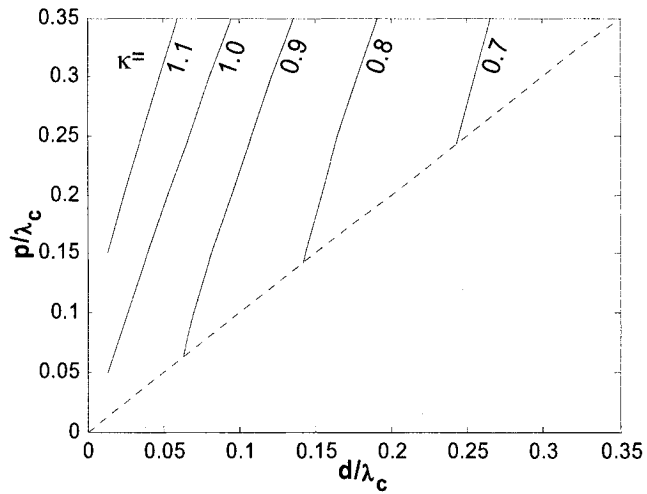


Figure 1.10 : Paramètre κ variant de 0.7 à 1.1 en fonction du diamètre des cylindres et de la longueur de la période, calculé avec la méthode 1.2.3

Ce graphique pourrait être utilisé pour calculer les dimensions des GIS. Cependant, la technique présentée à la section 1.2.3 est suffisamment simple et rapide pour qu'il ne soit pas nécessaire d'avoir recours à un graphique de conception. Il est néanmoins utile puisqu'il fournit une information qualitative sur l'évolution du comportement du GIS en fonction de ses dimensions.

1.3.2 Pertes par fuite

Lorsque la longueur de la période augmente, le champ électromagnétique n'est plus confiné à l'intérieur des deux rangées de cylindres, et une partie de l'énergie se propage à l'extérieur. Le guide est alors susceptible de présenter des pertes par fuite. Ces pertes s'effectuent sous forme de couplage entre le mode TE_{10} et les modes plaques parallèles supportées à l'extérieur du guide. Nous avons calculé les courbes d'atténuation pour différentes valeurs de α_l / k_0 au centre de la bande du GIS, à $k_0 = 1.5k_c$. La figure 1.11 illustre les courbes de α_l / k_0 variant de 10^{-6} à 10^{-2} Nepers/radians.

Il est intéressant d'établir le niveau à partir duquel les pertes par fuite du guide d'ondes commencent à être prohibitives. Pour ce faire, nous pouvons appliquer les équations du guide d'ondes rectangulaire conventionnel.

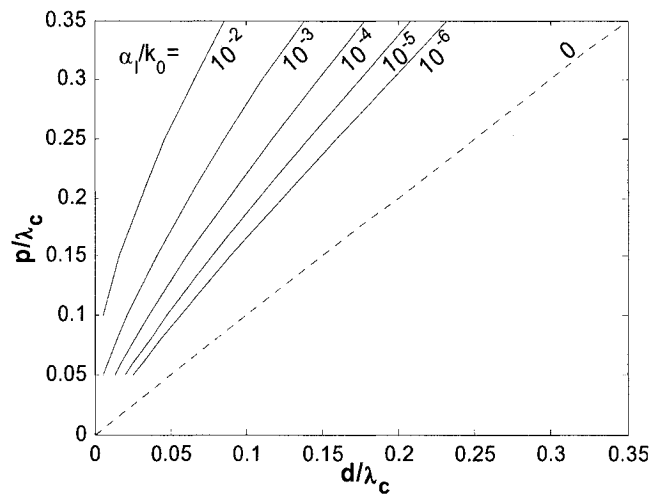


Figure 1.11 : Pertes par fuite normalisées variant de 10^{-6} à 10^{-2} en fonction du diamètre des cylindres et de la longueur de la période, calculé avec la méthode 1.2.3

Les équations analytiques des pertes pour le mode TE_{10} , données par Collin (1990), sont répétées ici

$$\alpha_d = \frac{k_0^2 \tan \delta}{2k_z}, \quad (1.72)$$

$$\alpha_c = \frac{R_m}{a\eta\sqrt{1 - \frac{k_c^2}{k_0^2}}} \left[\frac{a}{b} + 2 \frac{k_c^2}{k_0^2} \right], \quad (1.73)$$

avec $R_m = \sqrt{\omega\mu_0/2\sigma}$ et $\eta = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0\varepsilon_r}$. La variable $\tan \delta$ représente les pertes diélectriques et σ , la conductivité du matériel. Sous cette forme, ces deux équations ne permettent pas d'évaluer intuitivement l'effet des différents paramètres sur les pertes. Elles peuvent cependant être modifiées facilement. En considérant que les pertes par fuite sont faibles, nous avons $k_x \approx k_c$. Si nous calculons les pertes au centre de la bande du guide d'ondes, soit à $k_0 = 1.5k_c$, et que nous les normalisons par rapport à k_0 , nous obtenons $k_z \approx \sqrt{(1.5k_c)^2 - k_c^2}$. Les pertes diélectriques s'écrivent alors de la façon suivante :

$$\left. \frac{\alpha_d}{k_0} \right|_{1.5f_c} \approx 0.67 \tan \delta. \quad (1.74)$$

En effectuant le même calcul pour les pertes par conduction, nous obtenons :

$$\left. \frac{\alpha_c}{k_0} \right|_{1.5f_c} \approx \sqrt{\frac{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r}{\sigma}} \left[\frac{a}{5b} + 0.18 \right]. \quad (1.75)$$

Les pertes diélectriques au centre de la bande ne sont proportionnelles qu'à $\tan \delta$, tandis que les pertes par conduction sont fonction de la fréquence, de la permittivité, de la conduction du métal et du ratio des dimensions de la section du guide. Le GIS est une structure intéressante dans la bande de 10 à 100 GHz. Les substrats habituellement utilisés dans cette bande ont une permittivité relative comprise entre 2 et 10. Leur perte diélectrique ($\tan \delta$) se situe entre 10^{-3} et 10^{-4} . Ils sont généralement recouverts de cuivre possédant une conductivité $\sigma \approx 5.7 \times 10^7$. Aussi, le ratio a/b se situe entre 2 et 20. En combinant de façon appropriée ces paramètres dans les équations (1.74) et (1.75), nous trouvons que l'ordre de grandeur des pertes diélectriques et conductrices est le même. Ces dernières se situent entre 10^{-4} et 10^{-3} Nepers/radians. Donc, pour ne pas augmenter significativement les pertes du guide, les dimensions d/λ_c et p/λ_c doivent être choisies de façon à obtenir des pertes par fuite inférieures à 10^{-4} Nepers/radians. Cette constatation est illustrée à la figure 1.12.

Les pertes par fuite peuvent aussi être utilisées pour réaliser une antenne à ondes de fuite. Dans ce cas, les pertes doivent être plus grandes que les pertes par conduction et les pertes diélectriques, soit $\alpha_i/k_0 > 10^{-3}$ Nepers/radians. La région d'intérêt pour réaliser une antenne à ondes de fuite est également illustrée à la figure 1.12. La région bornée par la zone à faibles pertes et la zone à pertes élevées est à éviter. Ses pertes sont trop élevées pour réaliser des composants passifs, mais trop faibles pour concevoir des antennes efficaces.

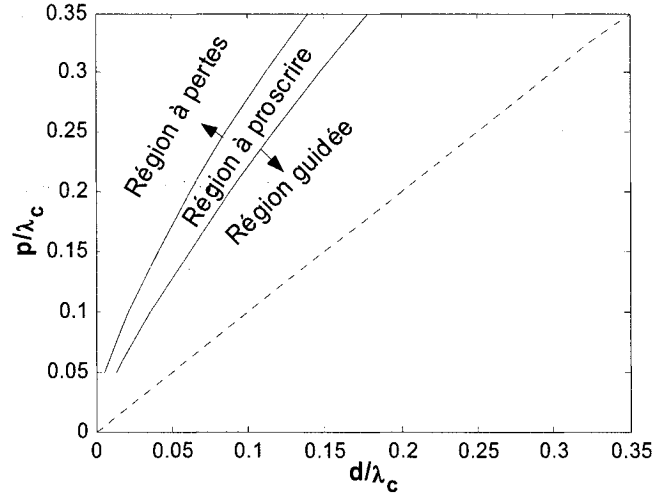


Figure 1.12 : Répartition du plan $d/\lambda_c, p/\lambda_c$ en trois zones : une zone guidée à faible pertes, une zone à fortes pertes par fuite et une zone à proscrire

La méthode présentée à la section 1.2.3 ne permet d'évaluer que les pertes par fuite. Pour calculer les pertes totales d'un GIS, les pertes diélectriques et les pertes par conduction doivent être ajoutées. En combinant les équations (1.72) et (1.73), les pertes totales sont données par

$$\alpha = \alpha_l + \alpha_d + \alpha_c, \quad (1.76)$$

avec $\alpha_l = \text{Im}[k_z]$, k_z étant défini à l'équation (1.63).

1.3.3 Bandes Interdites

Les structures périodiques présentent des bandes de réjection. Avant d'utiliser un GIS, il faut être certain qu'il n'y aura pas de bandes de réjection dans la bande d'opération du guide d'ondes. La méthode 1.2.3 ne permet toutefois pas d'évaluer les bandes de réjection. Nous pouvons cependant calculer la longueur de la période maximale permettant d'obtenir

une bande de réjection située à l'extérieur de la bande passante du guide d'ondes. Les bandes de réjection apparaissent dans les structures périodiques en suivant la condition suivante :

$$\beta_z p = n\pi, \quad (1.77)$$

avec $k_z = \alpha_z + j\beta_z$. La première bande de réjection apparaîtra donc à $n=1$. L'équation (1.77) est utilisée pour trouver la longueur de la période qui génère une bande de réjection à la fin de la bande d'opération du guide d'ondes, soit à $k_0 = 2k_c$. En considérant que les pertes sont faibles, nous avons $k_x = k_c$ et

$$\beta_z = \sqrt{4k_c^2 - k_c^2} = 2\pi\sqrt{3}/\lambda_c. \quad (1.78)$$

En combinant (1.77) et (1.78), nous obtenons

$$\frac{p}{\lambda_c} = \frac{1}{2\sqrt{3}}. \quad (1.79)$$

La figure 1.13 illustre le diagramme $k_0 - \beta_z$ et le diagramme $k_0 - \alpha_z$ des structures ayant une période $p/\lambda_c = 1/(2\sqrt{3})$ pour trois valeurs de diamètre : $d/\lambda_c = 1/(2\sqrt{3})$, 0.15 et 0.05 .

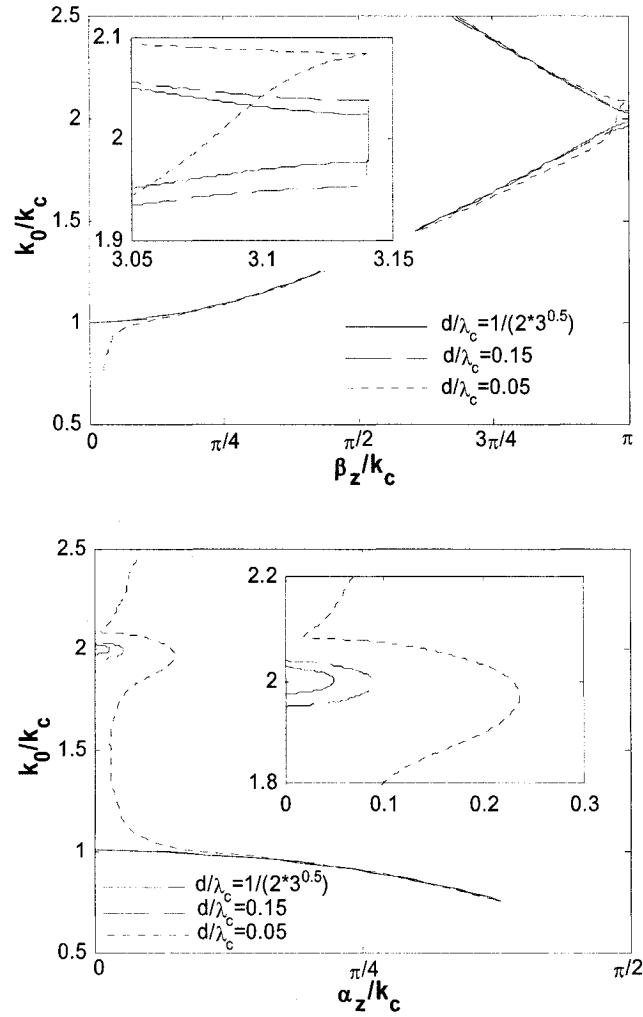


Figure 1.13 : Diagramme $k_0 - \beta_z$ et $k_0 - \alpha_z$ obtenu par la méthode 1.2.1
avec $p/\lambda_c = 1/(2\sqrt{3})$

Nous avons obtenus ces diagrammes en utilisant la méthode des valeurs propres explicitée à la section 1.2.1. La bande de réjection est évidente sur le diagramme $k_0 - \alpha_z$. Le GIS est une structure ouverte et il possède des pertes par fuite. La constante de propagation est donc complexe. Par conséquent, dans les bandes de réjection, la constante de propagation est différente de zéro, sauf dans le cas sans pertes $d/\lambda_c = 1/(2\sqrt{3})$. La largeur de cette

bande de réjection est fonction du diamètre des cylindres. Plus le diamètre des cylindres est petit, plus la bande de réjection large.

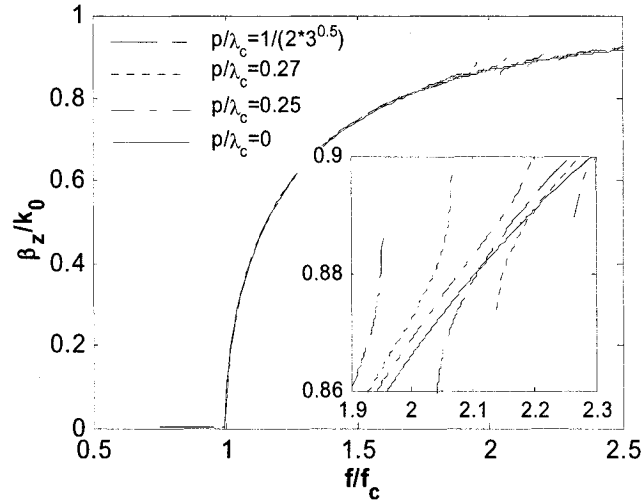


Figure 1.14 : Diagramme de propagation normalisé obtenu par la méthode 1.2.1
avec $d/\lambda_c = 0.15$

L'équation (1.79) fournit la longueur de la période permettant d'obtenir une bande de réjection centrée à $2f_c$. Lorsque la période est plus grande, la fréquence centrale de la bande de réjection diminue, puis interfère avec la bande d'opération du guide d'ondes. Quand la période est égale à $\lambda_c/(2\sqrt{3})$, la constante de propagation dans le haut de la bande d'opération est légèrement modifiée par la présence de la bande de réjection. Pour parfaitement modéliser un GIS par des murs d'impédances, la période doit être légèrement inférieure à $\lambda_c/(2\sqrt{3})$. La figure 1.14 illustre le diagramme de dispersion pour quatre différents cas, soit $p/\lambda_c = 1/(2\sqrt{3})$, 0.27, 0.25 et 0. Le dernier cas correspond à un guide rectangulaire conventionnel. Le diamètre des cylindres est constant et égal à $d/\lambda_c = 0.15$.

Une fois de plus, nous avons obtenu ce graphique en utilisant la méthode des valeurs propres. La bande de rejection est centrée à $2f_c$ lorsque $p/\lambda_c = 1/(2\sqrt{3})$. Dans le deuxième cas, $p/\lambda_c = 0.27$, la bande de réjection est située à l'extérieur de la bande d'intérêt, mais sa présence modifie tout de même la constante de propagation dans la bande passante. À partir de $p/\lambda_c = 0.25$, la différence, comparativement à un guide conventionnel, est inférieure à 0.5 % à $2f_c$. Le guide est donc convenablement modélisé par un guide rectangulaire conventionnel et la méthode présentée à la section 1.2.3 peut être appliquée pour calculer la constante de propagation.

1.3.4 Modes d'ordre supérieur

La méthode présentée à la section 1.2.3 peut être utilisée pour calculer la constante de propagation du mode TE_{20} . Dans ce cas, il faut remplacer le circuit ouvert par un court circuit dans le schéma de la figure 1.8. Nous pouvons généraliser ce concept à tous les modes TE_{m0} si le choix de mur de symétrie et de la constante de propagation transversale est fait judicieusement. Cependant, il n'en est pas de même pour les autres modes. En remplaçant les murs transversaux du GIS par deux rangées de cylindres métalliques, on introduit des discontinuités qui empêchent les courants orientés en z de circuler sur les murs transversaux. Tous les modes possédant un champ magnétique H_y non nul sur les murs transversaux sont donc aptes à présenter des pertes par fuite importantes. Il en résulte que les modes TE_{0n} , TE_{mn} et TM_{mn} peuvent fuir tandis que les modes TE_{m0} ne sont pas

affectés. Les discontinuités dans le plan E, soit des variations de la hauteur du guide, sont à proscrire, car elles peuvent entraîner de fortes pertes par fuite et augmenter les pertes des composants fabriqués.

1.3.5 Région d'intérêt

La région d'intérêt est définie par l'ensemble des valeurs des diamètres des cylindres et des longueurs de période qui donnent un GIS adapté à la conception de composants passifs. La région d'intérêt dans le plan $d/\lambda_c, p/\lambda_c$ est bornée par plusieurs inégalités :

$$p > d, \quad (1.80a)$$

$$\frac{p}{\lambda_c} < 0.25, \quad (1.80b)$$

$$\frac{\alpha_l}{k_0} < 1 \times 10^{-4}, \quad (1.80c)$$

$$\frac{p}{\lambda_c} > 0.05. \quad (1.80d)$$

Premièrement, la condition $d > p$ est physiquement irréalisable. Deuxièmement, il faut respecter $p/\lambda_c < 0.25$ pour minimiser l'effet des bandes de réjection. Troisièmement, les pertes doivent être minimisées, soit $\alpha_l < 1 \times 10^{-4}$. Finalement, une condition non essentielle, mais souhaitable pour la fabrication de masse, est de minimiser le nombre de cylindres métalliques. Ces cylindres sont soit percés mécaniquement, soit coupés au laser et le temps de production est proportionnel au nombre de cylindres. De plus, si la longueur de la période est réduite à une très faible valeur, la rigidité mécanique est affectée. Le nombre de cylindres par longueur d'onde ne devrait donc pas dépasser 20,

soit $p/\lambda_c > 0.05$. Toutes ces conditions permettent donc de délimiter la région dans le plan $d/\lambda_c, p/\lambda_c$ à utiliser pour concevoir des composants en GIS. Cette région est illustrée à la figure 1.15.

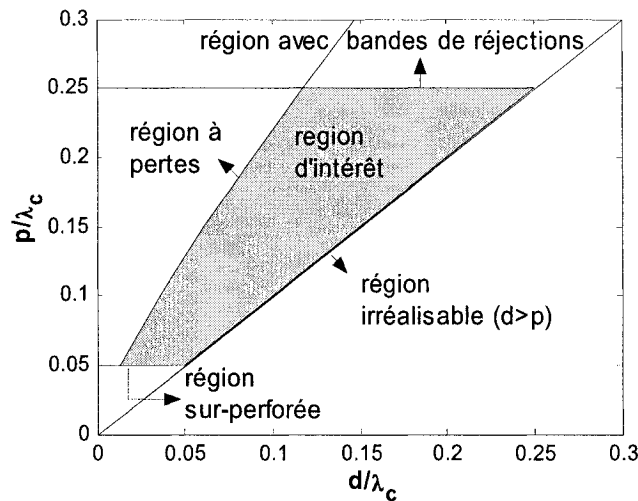


Figure 1.15 : Région d'intérêt dans le plan $d/\lambda_c, p/\lambda_c$ défini par l'équation (1.80)

Dans cette région, le GIS peut-être modélisé par un guide d'ondes rectangulaire conventionnel, comme le montre la figure 1.16. En effet, nous pouvons apprécier la similitude de l'intensité du champ électrique entre les deux guides. Ainsi, le comportement du GIS est identique à celui d'un guide rectangulaire dans la zone d'intérêt défini à la figure 1.15. La largeur de bande du GIS est donc de 45 %, de $1.2f_c$ jusqu'à $1.9f_c$. De cette façon, la région dispersive ($f < 1.2f_c$) est éliminée et une zone tampon est créée pour éviter la propagation du mode TE_{20} qui apparaît à $2f_c$.

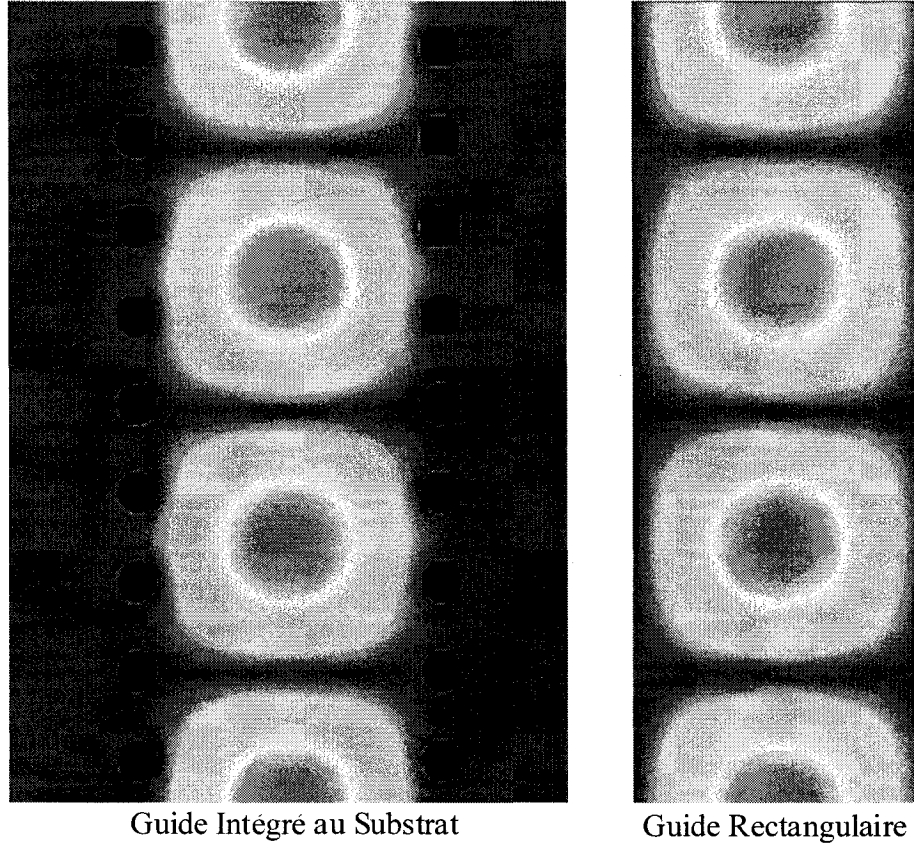


Figure 1.16 : Comparaison de l'intensité du champ électrique, simulé avec *HP HFSS*, dans un GIS et dans un guide rectangulaire équivalent

Deslandes et Wu (2002) ont énoncé deux règles pour obtenir un guide à faibles pertes. Au centre de la bande du guide, ces deux règles peuvent être réécrites sous la forme suivante :

$$\frac{p}{\lambda_c} < 0.35, \quad (1.81a)$$

$$p \leq 2d. \quad (1.81b)$$

La règle (1.81a) est erronée, car elle englobe des bandes interdites. Il faut donc respecter la règle (1.80b). La règle (1.81b) correspond à la règle (1.80c). En effet, la figure 1.17

montre les similitudes entre les deux courbes. Une longueur de période inférieure à deux fois le diamètre des cylindres permet toujours d'obtenir un guide dont les pertes par fuite sont inférieures à 10^{-4} . La règle (1.81b) peut donc remplacer plus simplement la règle (1.80c), quoiqu'elle soit plus restrictive.

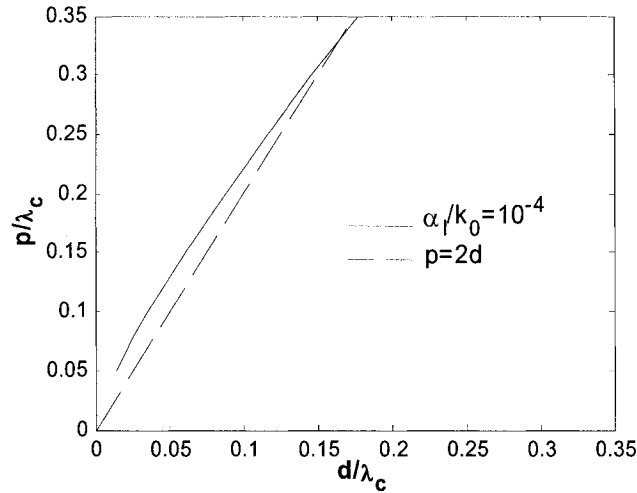


Figure 1.17 : Comparaison de la règle de conception (1.80c) avec la règle de conception (1.81b)

1.3.6 Équations Analytiques

Cassivi, Perregrini, Arcioni, Bressan, Wu et Conciauro (2002) ont proposé une équation analytique permettant de calculer la largeur équivalente du guide. Celle-ci peut être ramenée sous la forme suivante :

$$\kappa = 1 - \frac{d^2}{0.95 \cdot a_r \cdot p}. \quad (1.82)$$

Les résultats obtenus à l'aide de cette équation sont comparés à la figure 1.18 avec ceux calculés à l'aide de la méthode 1.2.3. L'équation (1.82) ne permet pas d'évaluer les

structures ayant un $\kappa \geq 1$. La différence entre les deux méthodes augmente lentement lorsque la longueur de la période se rapproche du diamètre des cylindres et augmente significativement lorsque la valeur de κ diminue.

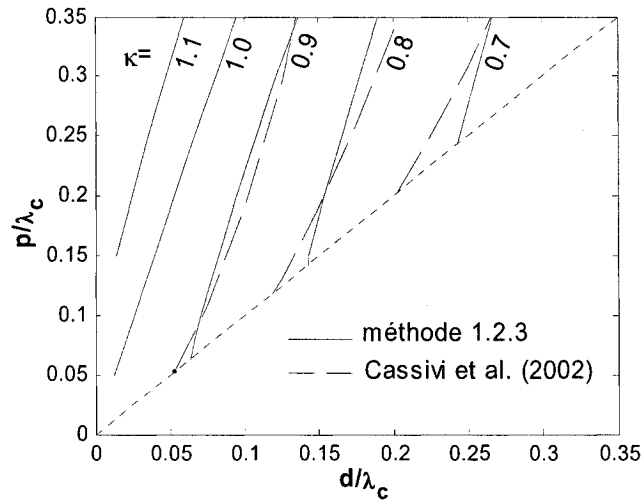


Figure 1.18 : Comparaison de κ calculé à l'aide des deux techniques suivantes : la méthode 1.2.3 et l'équation (5) de Cassivi, Perregrini, Arcioni, Bressan, Wu et Conciauro (2002)

Une équation légèrement modifiée a été proposée par Xu et Wu (2005). Elle ne permet cependant pas d'augmenter significativement la précision des résultats. La précision de cette équation est à toute fin pratique identique à celle de Cassivi, Perregrini, Arcioni, Bressan, Wu et Conciauro (2002).

Il a été stipulé que l'équation (1) de Yan, Hong, Wu et Cui (2005) permet d'obtenir une précision de 1 %. Aucune région de validité n'a cependant été spécifiée. La figure 1.19a) permet de comparer les résultats de cette équation à ceux de la méthode 1.2.3.

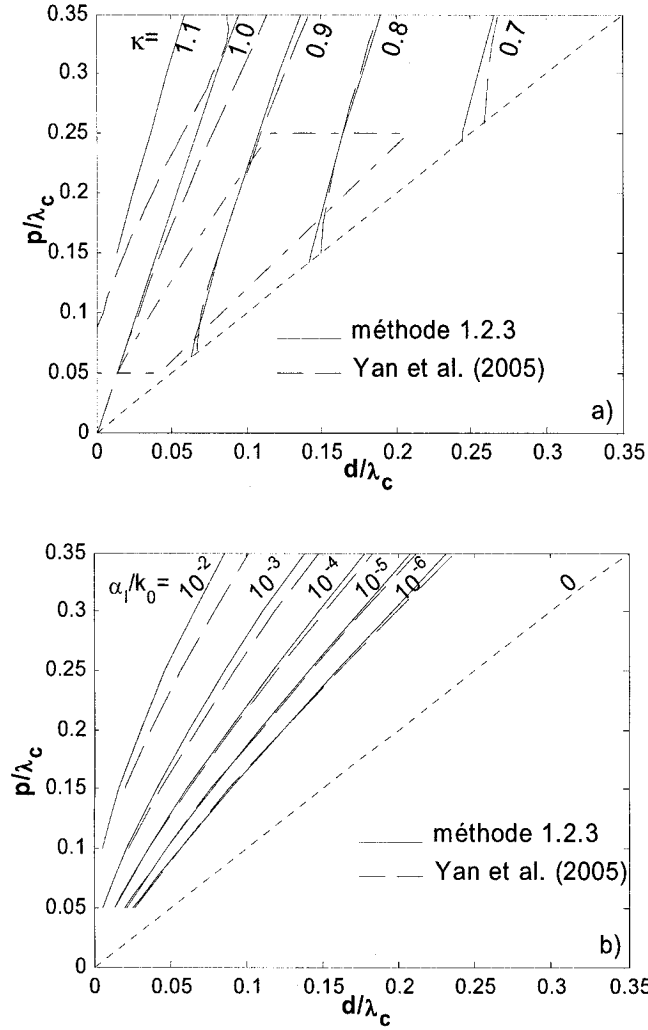


Figure 1.19 : Comparaison entre les équations proposées par Yan, Hong, Wu et Cui (2005) et la méthode 1.2.3 : a) κ , b) α_l / k_0

On remarque que les résultats provenant de l'équation (1) de Yan, Hong, Wu et Cui (2005) sont assez précis autour de $0.8 \leq \kappa \leq 0.9$. Cependant, lorsqu'on s'éloigne de cette région, la précision diminue rapidement. Pour $\kappa = 0.7$ et $\kappa = 1.0$, l'erreur peut varier jusqu'à 5 %. De plus, la précision diminue lorsque

$$p \leq 1.2d. \quad (1.83)$$

Cependant, si la règle (1.80a) est remplacée par $p > 1.2d$, ce qui est tout à fait souhaitable du point de vue de la production, la précision est supérieure à 1 % dans la région d'intérêt. Cette région est illustrée par le quadrilatère pointillé de la figure 1.19a. Une équation pour calculer la constante d'atténuation a aussi été proposée par Yan, Hong, Wu et Cui (2005). Elle est comparée avec la méthode 1.2.3 à la figure 1.19b. La précision de cette équation est excellente dans la région à faible perte.

1.4 Résultats expérimentaux

Dans un premier temps, nous avons comparé les résultats présentés par Xu et Wu (2005) à ceux obtenus par la méthode 1.2.3. Cette comparaison est illustrée à la figure 1.20. Les résultats de Xu et Wu (2005) ont été calculés en utilisant deux méthodes numériques différentes, soit la FDFD et la FEM. Les trois courbes sont parfaitement superposées.

Afin de valider la méthode présentée à la section 1.2.3, nous avons construit et mesuré trois circuits. Le premier consiste en un guide à faibles pertes. Les dimensions du guide sont : $d = 1.778$ mm, $p = 3.556$ mm, $a_r = 8.210$ mm, $b = 3.556$ mm et $\varepsilon_r = 1$. Ce guide correspond à un WR28 avec $d/\lambda_c = 0.125$, $p/\lambda_c = 0.25$. La longueur de la période se situe à la limite d'application de la méthode présentée à cause de la présence des bandes de réjection. Pour exciter la structure, nous avons utilisé des transitions coaxiales. Nous

avons mesuré deux circuits de différentes longueurs et calculé la constante de propagation en utilisant la méthode présentée par Janezic et Jargon (1999).

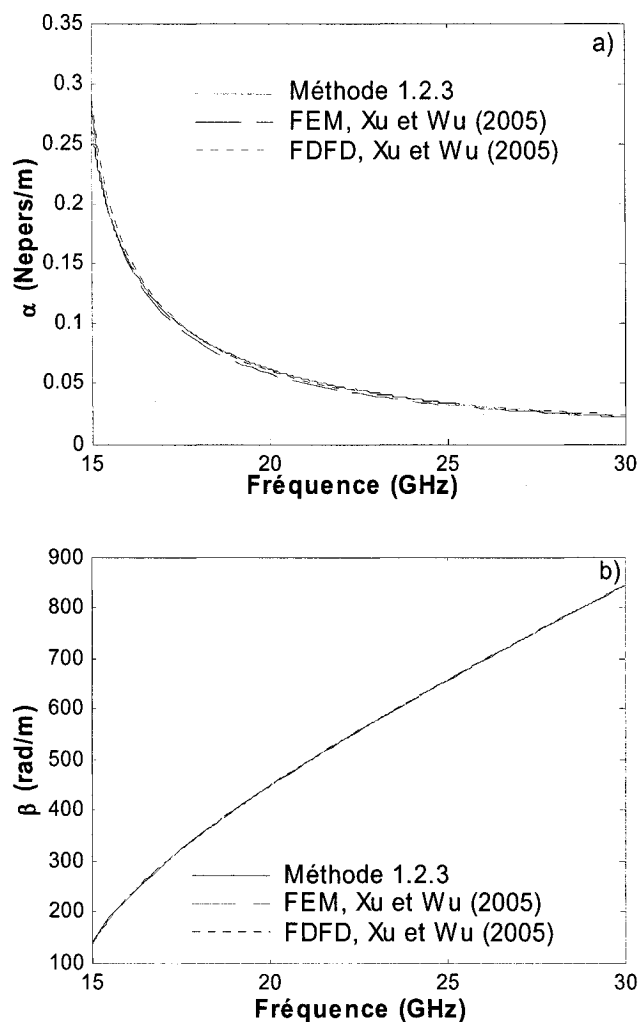


Figure 1.20 : Comparaison entre les constantes d'atténuation et de propagation calculées avec la méthode 1.23 et celles présentées par Xu et Wu (2005)

Notre première constatation a été que cette méthode est très sensible. Une faible variation dans les mesures provoque un décalage important des valeurs des constantes de propagation et d'atténuation. Les résultats pour la constante de propagation sont présentés

à la figure 1.21. De plus, nous n'avons extrait la constante de propagation que dans la bande d'opération des transitions. Enfin, comme la constante d'atténuation est très faible, elle s'est avérée impossible à calculer car la sensibilité des mesures est supérieure à l'atténuation.

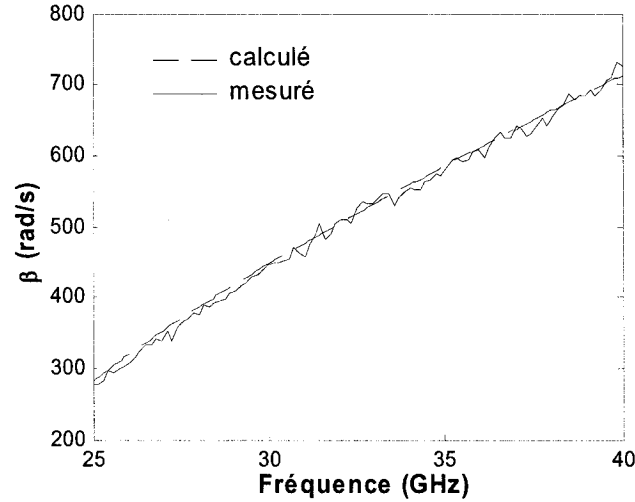


Figure 1.21 : Résultats calculés (eq. 1.63) et mesurés de la constante de propagation pour la structure suivante : $d = 1.778$ mm, $p = 3.556$ mm, $a_r = 8.210$ mm, $b = 3.556$ mm et $\epsilon_r = 1$

Pour mesurer précisément la constante d'atténuation, nous avons ensuite construit un circuit à pertes par fuite élevées. Les dimensions de la structure sont : $d = 0.775$ mm, $p = 5.165$ mm, $a_r = 11.759$ mm, $b = 0.508$ mm et $\epsilon_r = 2.2$. Ces dimensions correspondent à $d/\lambda_c = 0.02$ et $p/\lambda_c = 0.135$. Pour exciter le GIS, nous utilisons une transition microruban que nous présenterons dans la section 2.2 (Deslandes et Wu 2001a). Les résultats sont donnés à la figure 1.22.

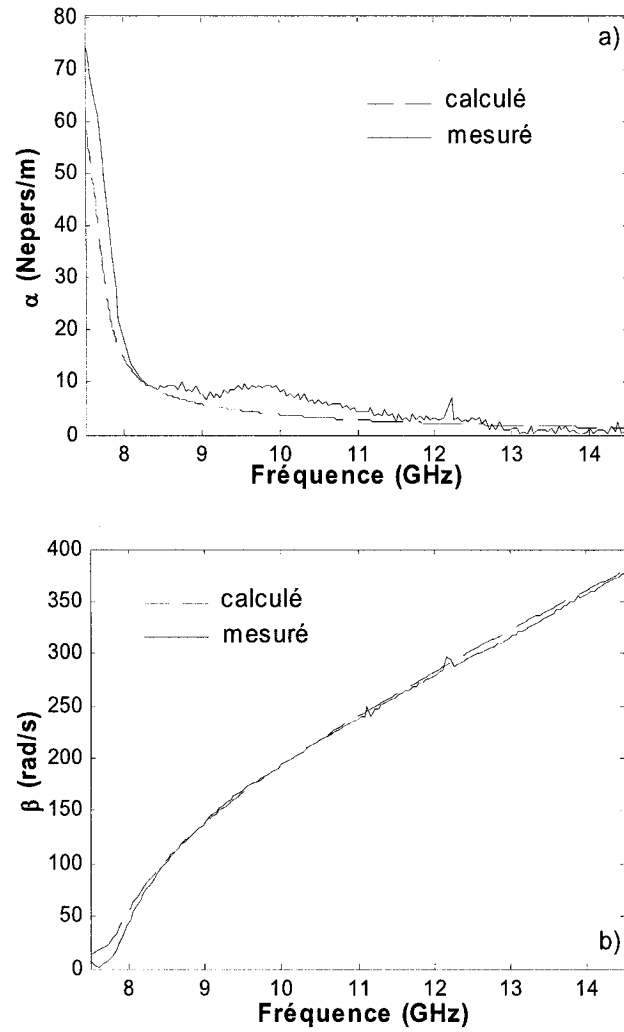


Figure 1.22 : Résultats calculés (eq. 1.63) et mesurés de la constante d'atténuation et de la constante de propagation pour la structure suivante : $d = 0.775$ mm, $p = 5.165$ mm, $a_r = 11.759$ mm, $b = 0.508$ mm et $\epsilon_r = 2.2$

Finalement, nous avons mesuré une troisième structure afin d'évaluer les pertes diélectriques et les pertes par conduction. Les dimensions de la structure sont : $p = 1.016$ mm, $d = 0.635$ mm, $a_r = 3.970$ mm, $b = 0.254$ mm et $\epsilon_r = 9.9$, avec $\tan \delta = 0.0002$ et $\sigma = 5 \times 10^7$. Avec ces dimensions, les pertes par fuite sont négligeables comparativement

aux pertes par conduction. Nous avons également utilisé des transitions microrubans, pour exciter les GIS. Les résultats sont présentés à la figure 1.23. La sensibilité des mesures est évidente dans la figure 1.23a. Cependant, les valeurs calculées et mesurées sont en accord sur toute la bande d'opération du GIS.

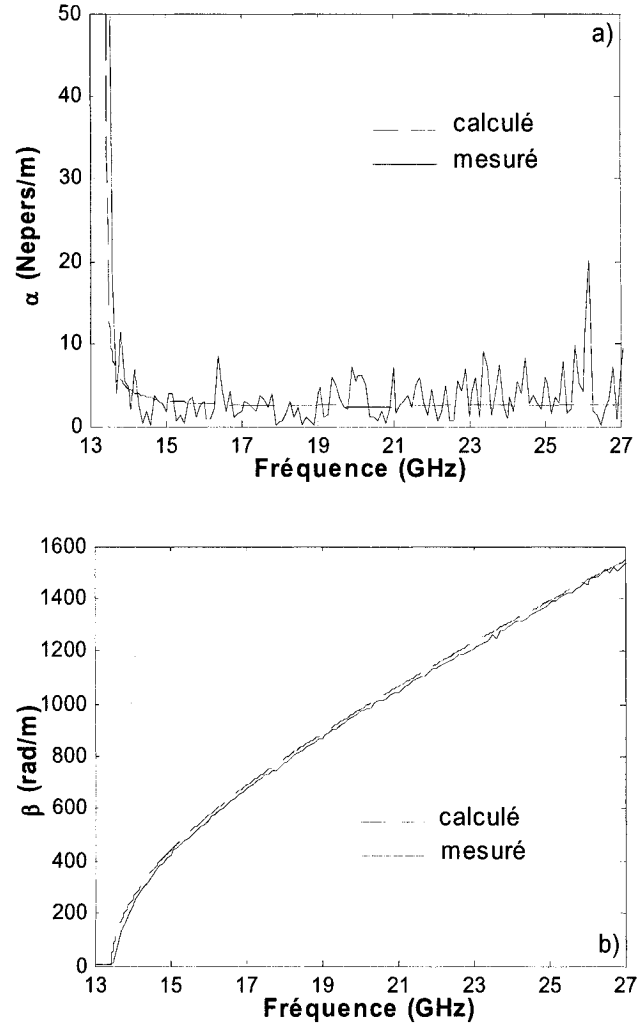


Figure 1.23 : Résultats calculés (eq. 1.63) et mesurés de la constante d'atténuation et de la constante de propagation pour les dimensions suivantes : $p = 1.016$ mm, $d = 0.635$ mm, $a_r = 3.970$ mm, $b = 0.254$ mm et $\epsilon_r = 9.9$

CHAPITRE 2

TRANSITIONS ENTRE LE GIS ET LES CIRCUITS PLANAIRES

Les transitions permettent d'interconnecter le GIS à des lignes de transmission planaires. Ce sont donc des éléments indispensables de la plate-forme d'intégration proposée, car ils permettent d'assembler les circuits actifs. Plusieurs groupes de recherche se sont intéressés à ces circuits passifs et de nombreux articles ont été publiés depuis le début de nos travaux. Nous commencerons donc ce chapitre par une brève revue de toutes les contributions originales qui ont traités de ce sujet. Par la suite, nous exposerons nos propres contributions de manière détaillée.

2.1 Revue bibliographique des transitions GIS

Plusieurs topologies de transition ont été proposées au cours des cinq dernières années. Dans un premier temps, le GIS peut être interconnecté à un guide rectangulaire conventionnel, comme l'ont proposé Kai, Hirokawa et Ando (2002) ainsi que Huang et Wu (2003). Cependant, les résultats présentés ne sont pas concluant : Kai, Hirokawa et Ando (2002) ont obtenu une adaptation de -15 dB sur 3.6 % de largeur de bande, tandis que Huang et Wu (2003) ont réussi à obtenir une largeur de bande de 8 % pour le même niveau d'adaptation. De plus, cette topologie ne permet pas d'exploiter un avantage indéniable que procure le GIS, voire sa facilité d'intégration avec les circuits planaires.

Des transitions planaires multicouches ont été proposées par Hill, Ziolkowski et Papapolymerou (2001) ainsi que Huang, Wu et Ehlert (2003). Dans une topologie multicouche, les composants en GIS sont réalisés sur un premier substrat et les circuits planaires, sur un deuxième. Les deux substrats sont connectés grâce à un couplage par fentes. Ces transitions présentent intrinsèquement une largeur de bande étroite parce que le mécanisme de couplage est un circuit résonnant. L'alignement mécanique requis constitue un autre désavantage, car il augmente la sensibilité des transitions et le coût de production.

Avec une topologie multicouche, des transitions entre un GIS et un guide d'ondes à ruban sont aussi réalisables (Zaki, Flanick, Leahy et Piloto 1995). Ces transitions ont le même principe de fonctionnement que celles entre une ligne coaxiale et un guide rectangulaire. En principe, elles devraient fournir une bonne adaptation sur toute la bande du guide. Cependant, aucun résultat concluant n'a été présenté à ce jour.

Dans toutes les transitions résumées plus haut, on considère le GIS comme une structure passive autonome et dissociable, et non comme une technique d'intégration complète. Pourtant, cette dernière est possible si les transitions planaires sont réalisées sur une seule couche. Les premières transitions planaires ont été proposées presque simultanément par Tzuang, Chen, Lee, Ho et Wu (2000), notre groupe (Deslandes et Wu 2001a) ainsi que Jain et Kinayman (2001). La géométrie que nous avons proposée (Deslandes et Wu 2001a) est semblable à celle de Tzuang, Chen, Lee, Ho et Wu (2002), mais elle permet d'obtenir une meilleure adaptation et ce, sur toute la largeur de bande du GIS. En

contrepartie, Tzuang, Chen, Lee, Ho et Wu (2002) rapportent une adaptation à -20 dB sur 5 % de largeur de bande. Nous avons subséquemment démontré que notre topologie peut fournir une adaptation à -20 dB sur toute la bande passante du guide, soit une largeur de bande de 40 % (Deslandes et Wu 2002). La conception de ce type de transition sera discutée à la section 2.2.

La transition microruban est simple et efficace mais elle présente un inconvénient : elle est incompatible avec les substrats épais. Il est toutefois bien connu que, pour réduire les pertes dans le GIS, l'épaisseur du substrat doit être augmentée. Il devient alors impossible d'obtenir des lignes microrubans de 50Ω , et des problèmes de radiation peuvent apparaître. Cet état de fait nous a incité à étudier une seconde topologie : la ligne coplanaire.

La ligne coplanaire est compatible avec les substrats épais. Elle permet donc de minimiser les pertes dans le GIS et d'obtenir l'impédance désirée pour les lignes de transmissions planaires. C'est donc un choix judicieux pour la conception de transitions. Nous avons proposé une transition planaire utilisant une sonde de tension (Deslandes et Wu 2001b) en même temps que Ito, Maruhashi, Ikuina, Hashiguchi, Iwanaga et Ohata (2001). Le fonctionnement de cette transition s'apparente à celle d'une antenne à fentes (Sierra-Garcia et Laurin 1999). Cette transition est donc résonnante et fournit une largeur de bande étroite. La transition que nous avons présentée (Deslandes et Wu 2001b) possède une largeur de bande de 7 % à -15 dB. Ito, Maruhashi, Ikuina, Hashiguchi, Iwanaga et

Ohata (2001) n'ont pas fourni de résultats pour leur transition. La conception de la transition que nous avons proposé sera discutée à la section 2.3. Étant donné qu'elle fonctionne comme une antenne, cette topologie est prédisposée à présenter des pertes par radiation. Elle rayonne dans le substrat pour exciter le mode TE_{10} , mais aussi à l'extérieur de la structure, ce qui réduit l'efficacité de la transition.

Un schéma d'une transition coplanaire utilisant une sonde de courant a été présenté par Uchimura et Takenoshita (1999). Cependant, ces derniers n'en n'ont donné qu'un croquis approximatif, sans analyse ni explication. De plus, les résultats présentés étaient discutables; le coefficient de réflexion était supérieur à -15 dB. Malgré ces limites, cette topologie nous semblait intéressante et nous avons entrepris de l'étudier. Nous avons donc développé une méthode de conception basée sur le circuit équivalent de la transition. Cette technique nous a permis d'obtenir une largeur de bande de 10 % à -20 dB. La conception de cette transition a fait l'objet d'une récente publication (Deslandes et Wu 2005) et est présentée à la section 2.3.

2.2 Transition microruban

La topologie de la transition microruban que nous avons proposée est illustrée à la figure 2.1. Comme la constante de propagation du GIS est indépendante de l'épaisseur de substrat, il est possible d'en réduire l'épaisseur et d'y intégrer une ligne microruban. Le transfert d'énergie entre ces deux structures est excellent, car le profil de leur champ électrique est semblable, comme l'illustre la figure 2.2.

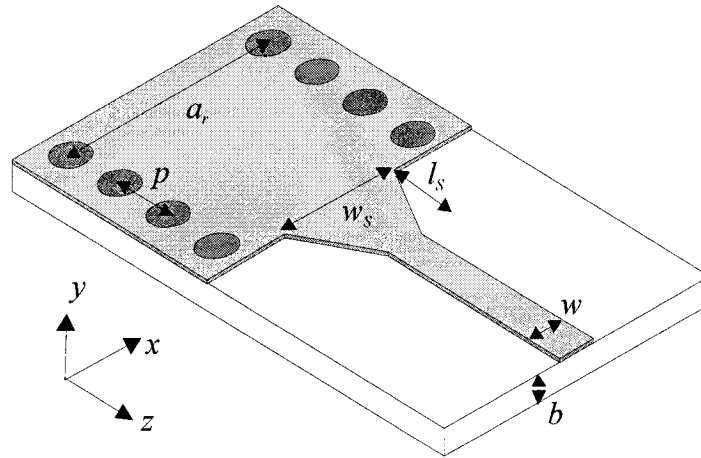


Figure 2.1: Topologie de la transition microruban

La transition est composée d'une ligne microruban profilée qui se connecte directement au GIS. La ligne microruban se transforme alors en l'un des grands murs du GIS tandis que le plan de masse crée l'autre. Les deux rangées de cylindres viennent fermer le guide. L'impédance du mode TE_{10} dans le GIS est inférieure à l'impédance du mode TEM dans la ligne microruban. Par conséquent, il faut élargir la ligne microruban pour obtenir une bonne adaptation.

La longueur l_s et la largeur w_s de la ligne profilée sont optimisées pour obtenir une bonne adaptation sur toute la largeur de bande du GIS. L'optimisation d'une structure est plus rapide lorsque le point de départ est situé près du point optimal. Nous avons donc établi une méthode qui permet de trouver des dimensions de départ rapprochées des dimensions optimales.

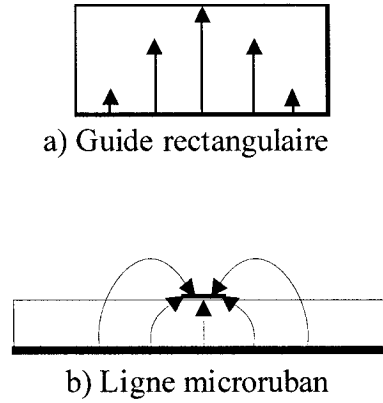


Figure 2.2 : Comparaison du champ électrique transversal entre un guide rectangulaire et une ligne microruban

La transition permet d'adapter deux structures d'impédance différentes. La définition de l'impédance de la ligne microruban est unique parce que c'est une ligne quasi-*TEM*. Cependant, l'impédance du GIS n'est pas définie de façon unique. Elle peut se calculer à partir d'une des relations suivantes : puissance-tension (Z_{PV}), puissance-courant (Z_{PI}) ou courant-tension (Z_{VI}). Nous avons découvert de façon empirique que, si w_S est choisi afin de minimiser l'écart entre Z_{PI} et Z_{VI} , nous obtenons une valeur très près de la valeur optimale. Cette relation peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\hat{w}_S = \min_{w_S} \left[(Z_{PI} - Z_w)^2 + (Z_{VI} - Z_w)^2 \right], \quad (2.1)$$

où $\hat{w}_S$ est la largeur initiale et Z_w représente l'impédance d'une ligne microruban de largeur w_S . La longueur initiale de la ligne profilée, quant à elle, est fixée à un quart de longueur d'onde de la ligne microruban au centre de la bande de la transition, soit

$$\hat{l}_S = \frac{\lambda_{mr}}{4}. \quad (2.2)$$

Ce couplet de départ permet de converger rapidement vers la solution optimale. Nous avons ensuite optimisé une transition microruban, que nous avons conçue sur un substrat de permittivité égal à 2.2. Les dimensions du GIS et de la ligne microruban sont : $w = 0.762$ mm, $b = 0.508$ mm, $d = 0.762$ mm, $p = 1.524$ mm et $a_r = 5.57$ mm. De la sorte, nous obtenons un GIS fonctionnant de 24 à 38 GHz. Les dimensions initiales de la ligne profilée, obtenues à partir des équations (2.1) et (2.2), sont : $\hat{w}_s = 1.73$ mm et $\hat{l}_s = 1.77$ mm. La valeur de $\hat{w}_s$ permet de minimiser l'équation (2.1), comme l'illustre la figure 2.3. Ces dimensions sont ensuite optimisées de façon à minimiser les pertes de retour dans la bande du GIS. Les dimensions finales obtenues sont : $w_s = 1.6$ mm et $l_s = 1.78$ mm.

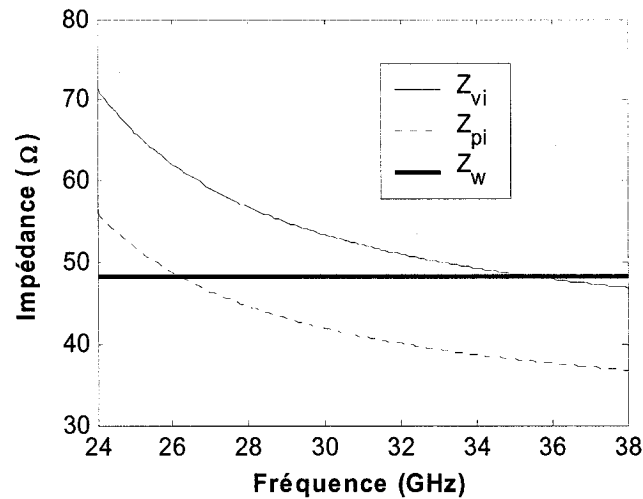


Figure 2.3 : Valeur de départ de l'impédance terminale (Z_w) de la ligne profilée

Les résultats simulés et mesurés, pour deux transitions placées bout à bout, sont illustrés à la figure 2.4. Le coefficient de transmission est supérieur à -0.5 dB tandis que le

coefficient de réflexion est inférieur à -18 dB. Entre les transitions, la longueur du GIS, est de 9.9 mm. La correspondance entre les résultats simulés et mesurés est très bonne. La source d'erreur dominante est le niveau de calibration, légèrement supérieur à -20 dB.

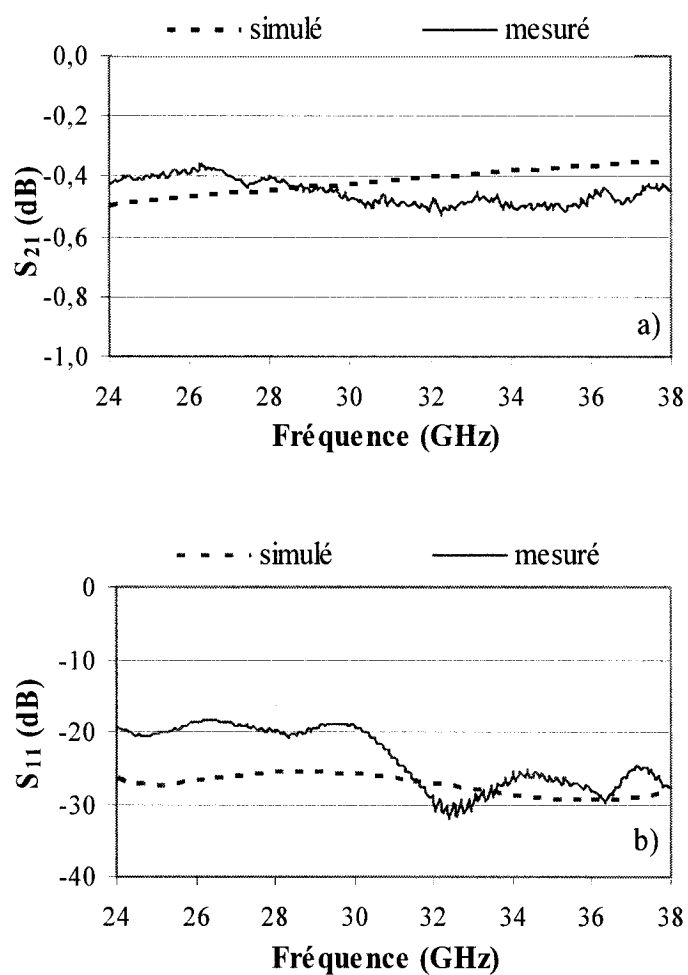


Figure 2.4 : Résultats simulés (*HP HFSS*) et mesurés de la transition microruban : a) coefficient de transmission, b) coefficient de réflexion

2.3 Transition coplanaire avec sonde de tension

La figure 2.5 illustre la topologie de la transition entre une ligne coplanaire et un GIS. Le mécanisme de couplage s'appuie sur une sonde de tension. La transition est composée d'un guide coplanaire dont les fentes sont courbées à 90° . La distribution du champ électrique sur ces fentes est minimale à l'extrémité et maximale au point de courbure et correspond à la distribution du champ d'un mode TE_{10} . Cependant, le champ électrique est situé dans le plan $x-z$ de la ligne coplanaire tandis qu'il est distribué dans le plan $x-y$ dans le GIS. L'ajout d'un plan de masse sous la transition permet le transfert d'énergie entre les deux modes. Nous avons aussi ajouté un tronçon d'adaptation sur la ligne coplanaire pour diminuer le coefficient de réflexion. De plus, nous avons placé des cylindres métalliques de chaque côté de la ligne coplanaire pour éviter l'apparition de modes plaques parallèles.

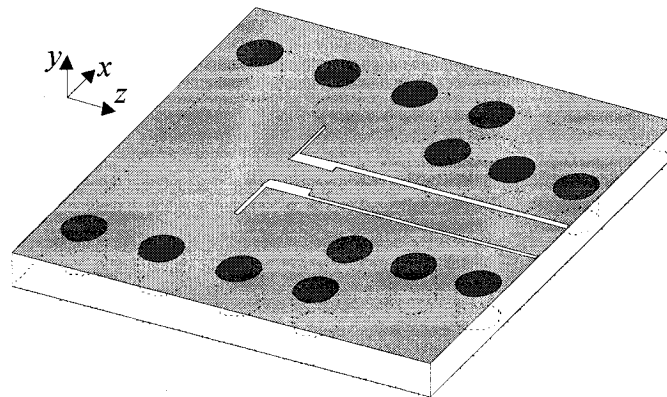


Figure 2.5 : Transition coplanaire avec sonde de tension

Comme pour la transition microruban, la transition coplanaire doit être optimisée. La figure 2.6 illustre la notation utilisée pour identifier les dimensions de la structure. La

longueur (l_1) et la largeur (r_1) des fentes du tronçon d'adaptation ainsi que la longueur (l_2) et la largeur (r_2) des fentes courbées doivent être optimisées pour réduire le coefficient de réflexion. Les dimensions de départ sont sélectionnées de façon à minimiser le temps d'optimisation. La longueur de chaque fente (l_2) et la longueur du tronçon (l_1) sont fixées à un quart de longueur d'onde. Finalement, la largeur des fentes est légèrement plus large que celle de la ligne coplanaire, soit $1.1g$.

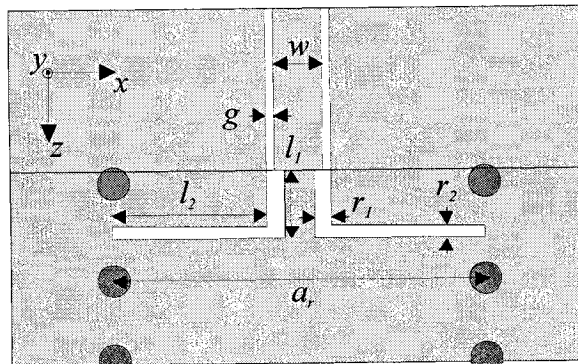


Figure 2.6 : Géométrie de la transition coplanaire avec sonde de tension

Pour vérifier le concept proposé, nous avons optimisé et mesuré une transition fonctionnant à 28 GHz. La structure se compose de deux transitions placées bout à bout et espacée de 10 millimètres. Le circuit est construit sur un substrat diélectrique épais de 0.508 millimètres avec $\epsilon_r = 2.33$. Les dimensions initiales et finales sont données dans le tableau 2.1. La figure 2.7 compare les résultats simulés et mesurés. Une largeur de bande de 7 % est obtenue pour un coefficient de réflexion inférieur à -15 dB, soit de 27.5 à 29.5 GHz. Dans cette bande, les pertes d'insertion mesurées sont inférieures à 3.5 dB. La

majeure partie des pertes d'insertion provient du rayonnement, puisque les pertes par conduction et les pertes diélectriques sont relativement faibles.

Tableau 2.1 : Dimensions de la transition coplanaire avec sonde de tension

Dimensions fixes		Dimensions optimisées		
p	1.524 mm		Valeurs initiales	Valeurs finales
d	0.762 mm	l_1	2.04 mm	1.092 mm
g	0.127 mm	l_2	2.04 mm	2.413 mm
w	0.762 mm	r_1	0.14 mm	0.279 mm
a_r	5.08 mm	r_2	0.14 mm	0.191 mm

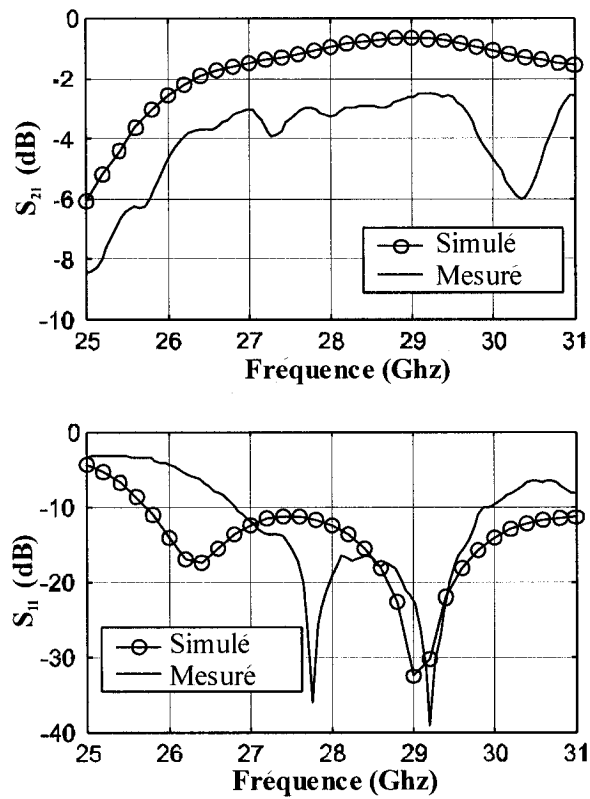


Figure 2.7 : Résultats simulés (*HP HFSS*) et mesurés de la transition coplanaire avec sonde de tension : a) coefficient de transmission, b) coefficient de réflexion.

2.4 Transition coplanaire avec sonde de courant

La transition décrite dans la section précédente possède des pertes par rayonnement élevées. Nous avons donc étudié une topologie différente qui utilise une sonde de courant comme mécanisme de couplage. La topologie de la transition étudiée est illustrée à la figure 2.8a.

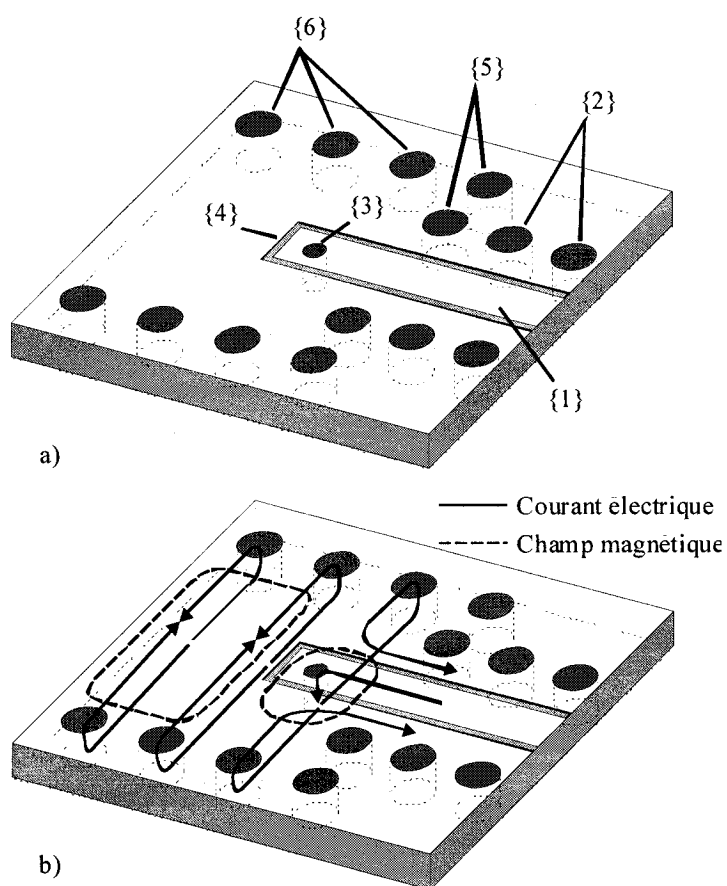


Figure 2.8 : a) Topologie de la transition coplanaire avec sonde de courant, b) mécanisme de couplage par induction

La porte d'entrée est une ligne coplanaire. Elle est identifiée par le numéro {1}. Cette ligne de transmission peut présenter des pertes par fuite sous la forme de modes plaques parallèles. Des cylindres métalliques, identifiés par le numéro {2}, sont placés de chaque côté de la ligne pour empêcher ces modes de se propager. Ils doivent être placés suffisamment près de la ligne pour éviter toute résonances dans la bande d'opération de la transition (Haydl 2002). Le couplage entre la ligne coplanaire et le GIS est obtenu à l'aide d'un cylindre métallique {3}. De cette façon, le courant circulant dans la ligne passe par le cylindre et crée un champ magnétique, illustré à la figure 2.8b. La forme de ce champ correspond à celui du mode TE_{10} dans le GIS. Dans ce contexte, le cylindre métallique est une extension de la ligne coplanaire. Celle-ci devrait donc se terminer immédiatement après le cylindre. Cependant, le circuit ouvert est réactif et un tronçon, correspondant au numéro {4}, est utilisé pour adapter la transition.

De son côté, le GIS se termine par un court-circuit. Celui-ci est réalisé par un rétrécissement du guide, illustré par le numéro {5}. La longueur électrique du tronçon du GIS, mesuré entre le cylindre de couplage {3} et le court-circuit {5}, doit être d'un quart de longueur d'onde. Le GIS est composé de deux rangées de cylindres métalliques, identifiées par le numéro {6}. Ces rangées se comportent comme des murs électriques. C'est pourquoi le GIS peut être modélisé par une guide rectangulaire conventionnel.

2.4.1 Conversion de modes dans la ligne coplanaire

Des cylindres métalliques sont ajoutés de chaque côté de la ligne coplanaire pour supprimer les modes plaques parallèles. Ces cylindres se comportent donc comme des murs électriques. Dans une ligne coplanaire avec murs latéraux, un phénomène de conversion de modes peut apparaître (Leuzzi, Silbermann et Sorrentino 1983). Pour illustrer cette conversion, nous avons calculé le diagramme de dispersion d'une ligne coplanaire avec murs latéraux. Il est illustré à la figure 2.9. Les dimensions de la structure sont : $s = 0.914$ mm, $w = 0.127$ mm, $d = 1.930$ mm, $b = 0.762$, et $\epsilon_r = 2.94$. Seuls le mode dominant et le premier mode d'ordre supérieur sont illustrés. Tous les autres modes d'ordre supérieurs sont omis, de façon à ne pas surcharger le graphique. Le graphique montre aussi la valeur quasi-statique d'une ligne coplanaire sans murs latéraux et la dispersion du mode TE_{10} d'un guide rectangulaire de mêmes dimension.

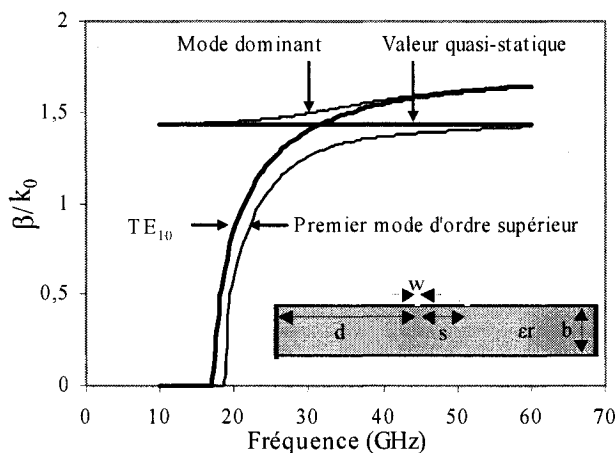


Figure 2.9 : Constantes de propagation dans la ligne coplanaire avec murs latéraux calculées avec la méthode 1.2.1

En dessous de 19 GHz, seul le mode dominant se propage dans la structure. Sa constante de propagation est similaire à la valeur quasi-statique d'une ligne coplanaire sans murs latéraux. De plus, la distribution du champ électromagnétique est conforme à celle d'un mode coplanaire. À partir de 19 GHz, le premier mode d'ordre supérieur commence à se propager. Ce mode présente une fréquence de coupure, une courbe de dispersion et une distribution de champ similaires au mode TE_{10} . Entre 20 et 40 GHz, une conversion de mode se produit. Dans cette bande de fréquence, les deux modes ne sont plus identifiables selon la forme de leur champ électromagnétique. En effet, à 30 GHz, les deux modes possèdent des distributions de champ et des constantes de propagation similaires. Au-dessus de 40 GHz, les propriétés du mode dominant sont similaires à celles d'un mode TE_{10} . Le premier mode d'ordre supérieur est quant à lui assimilable au mode supporté par la ligne coplanaire.

Cette conversion de modes peut affecter la transition de deux façons. Premièrement, la ligne coplanaire ne doit supporter qu'un seul mode. Les cylindres utilisés pour supprimer les modes plaques parallèles doivent donc être placés judicieusement. La distance entre les deux rangés de cylindres doit aussi être choisie de façon à obtenir la propagation d'un seul mode dans la bande d'opération de la transition. Puisque le premier mode d'ordre supérieur possède une fréquence de coupure similaire au mode TE_{10} , la condition suivante doit être respectée :

$$s + 2w + 2d < \frac{1}{2f_{\max} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}}, \quad (2.3)$$

où f_{max} représente la fréquence maximale d'utilisation de la ligne coplanaire.

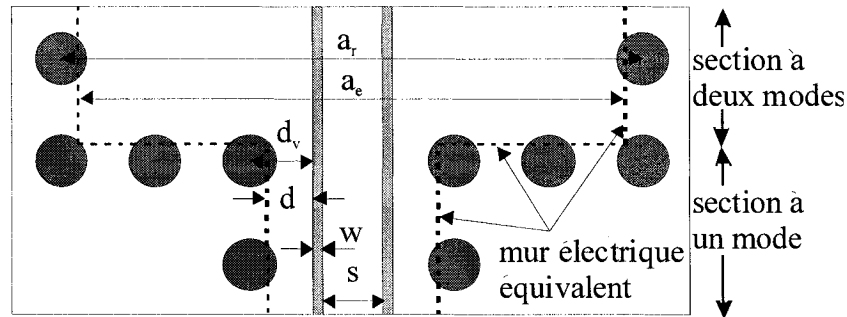


Figure 2.10 : Discontinuités entre la région supportant un seul mode et celle qui en supporte deux

Deuxièmement, la distance entre les deux rangées de cylindres augmente lorsque la ligne coplanaire entre dans le GIS, comme l'illustre la figure 2.10. La propagation du premier mode d'ordre supérieur est alors inévitable, car le GIS est dimensionné pour supporter le mode TE_{10} . Les deux modes sont donc excités à cette discontinuité. La réponse en fréquence de la structure illustrée à la figure 2.10 est donnée à la figure 2.11 pour les dimensions suivantes : $s = 0.914$ mm, $w = 0.127$ mm, $d = 0.686$ mm, $a_r = 1.930$ mm, $b = 0.762$, et $\epsilon_r = 2.94$. Le premier mode d'ordre supérieur commence à se propager à 19 GHz. À 40 GHz, l'excitation des deux modes est presque égale.

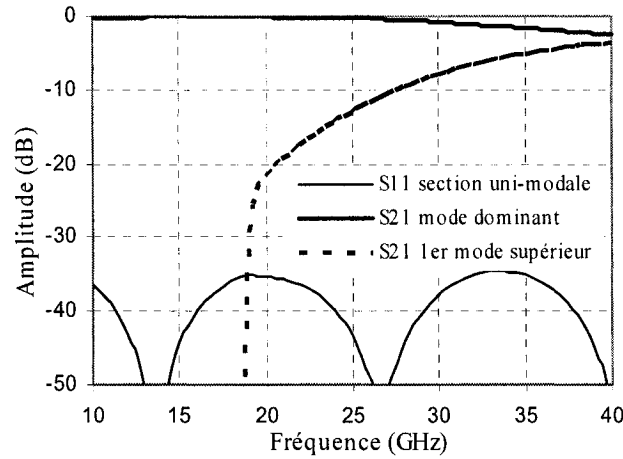


Figure 2.11 : Réponse en fréquence de la structure illustrée à la figure 2.10

Lorsque la fréquence augmente, la puissance transférée au premier mode d'ordre supérieur augmente. Cet effet complique l'extraction du model équivalent de la transition. Pour simplifier le problème, la région supportant deux modes peut être modélisée par une section équivalente supportant un seul mode. Le mode équivalent est défini par sa constante de propagation et son impédance. Nous avons calculé la constante de propagation équivalente en utilisant une méthode de valeurs propres classique combinée à une calibration numérique (Janezic et Jargon 1999). La valeur obtenue est illustrée à la figure 2.12. La constante de propagation de la ligne coplanaire ainsi que la valeur quasi-statique de la structure sans murs latéraux sont aussi représentées sur le graphique. La valeur de la constante de propagation équivalente est pratiquement identique à celle de la région à un seul mode. À 60 GHz, la différence est inférieure à 1.3 %. Pour obtenir cette équivalence, la condition suivante doit être respectée (Rowe et Lao 1983) :

$$d > s + 2w. \quad (2.4)$$

Il faut aussi noter que la valeur quasi-statique de la ligne coplanaire est imprécise au dessus de 20 GHz.

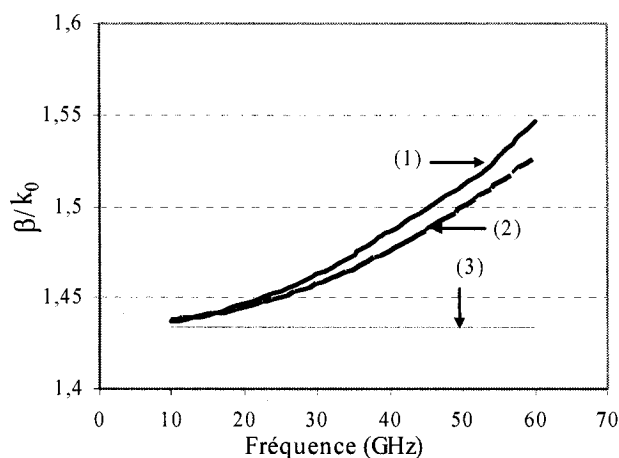


Figure 2.12 : Constante de propagation de la structure illustrée à la figure 2.10 :
 1) Valeur quasi-statique de la ligne coplanaire, 2) valeur dans la région à un mode et 3) valeur équivalente obtenue par la méthode des valeurs propres

L'impédance de la région à modéliser doit aussi être définie. En utilisant l'approximation que le mode équivalent est quasi-*TEM*, nous avons calculé la valeur de Z_{eq} à partir du coefficient de réflexion. La figure 2.11 illustre ce coefficient de réflexion, qui est inférieur à -35 dB. La différence entre Z_0 et Z_{eq} est donc inférieure à 3.6 %, ce qui nous permet de conclure que la valeur de Z_0 est une approximation valide pour Z_{eq} .

2.4.2 Circuit Équivalent

Pour trouver le circuit équivalent, la transition est décomposée en quatre parties fondamentales. Ces parties, ainsi que leur circuit équivalent, sont illustrées à la figure 2.13.

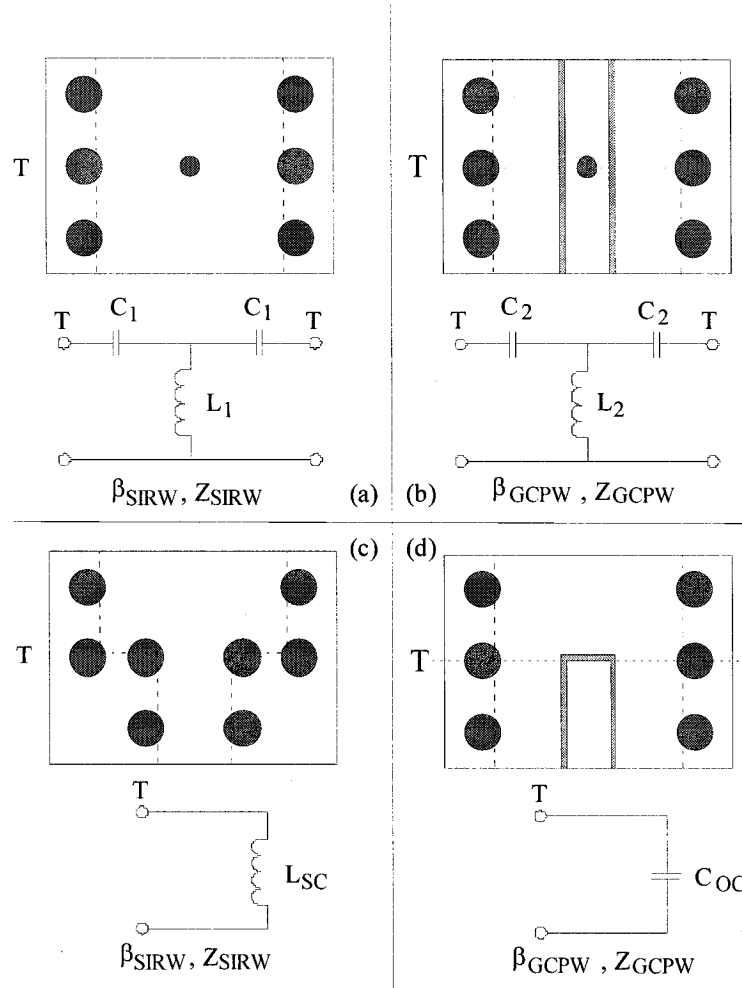


Figure 2.13 : Circuits équivalents des quatre parties fondamentales de la transition coplanaire avec sonde de courant

La première partie est composée d'un cylindre métallique placé au centre du GIS. Ce dernier peut être modélisé par un guide rectangulaire conventionnel lorsque les pertes par fuite sont négligeables. Dans ce type de guide, l'impédance du mode TE_{10} n'est pas définie de façon unique; elle peut être calculée de trois manières différentes. La définition voltage-courant a déjà été utilisée pour modéliser la transition entre une ligne coaxiale et

un guide rectangulaire (Cohn 1947). Cependant, nos travaux nous ont menés à adopter la définition puissance-courant, laquelle nous a fourni des résultats plus précis. En fait, la définition puissance-courant est un choix cohérent étant donné que le couplage se fait à travers une sonde de courant et que la puissance est continue sur l'ensemble de la transition. Le circuit équivalent d'un cylindre métallique placé au centre d'un guide rectangulaire est bien connu et est illustré à la figure 2.13a. Il est représenté par un circuit en T composé de deux capacités et d'une inductance. Les valeurs analytiques de ces composantes, calculées en fonction de la fréquence, de la largeur du guide et du diamètre du cylindre, sont disponibles dans la littérature (Marcuvitz 1951).

La deuxième partie représente l'interaction entre la ligne coplaire et le cylindre métallique. Nous avons calculé les caractéristiques de la ligne coplaire, Z_{GCPW} et β_{GCPW} , en utilisant les équations analytiques présentées par Ghione et Naldi (1987, éq. 10). Le circuit équivalent est aussi représenté par un réseau en T composé de deux capacités et d'une inductance. Cette inductance est la même que celle incluse dans le modèle équivalent de la partie précédente. La similitude entre les circuits a et b de la figure 2.13 a été utilisée pour calculer la valeur C_2 . Nous avons formulé l'hypothèse que la valeur de la capacité est proportionnelle à la largeur de la ligne coplaire. Cette hypothèse a été validée par la comparaison entre la réponse en fréquence du modèle et les résultats provenant d'une simulation d'onde complète. La valeur de C_2 est ainsi donnée par

$$C_2 = C_1 \frac{s}{a_e}. \quad (2.5)$$

La troisième partie représente le court-circuit du GIS. Ce court-circuit est réalisé par un rétrécissement de la largeur du GIS. Le circuit équivalent de cette structure est une inductance (Marcuvitz 1951).

La dernière partie représente le circuit ouvert de la ligne coplanaire dont le circuit équivalent est une capacité (Simons 2001). En combinant ces quatre parties, nous obtenons le circuit équivalent présenté à la figure 2.14a. La valeur de la capacité C_{OC} est influencée par la présence du cylindre de couplage. Les équations analytiques disponibles ne sont donc pas adéquates. Cependant, la combinaison de la capacité C_{OC} , de la ligne de transmission de longueur l_{GCPW} et de la capacité C_2 doit se comporter comme un circuit ouvert parfait dans la bande de fonctionnement de la transition. Du côté du tronçon court-circuit, la présence de la ligne coplanaire au dessus du GIS influence la valeur de L_{SC} . Par conséquent, les équations analytiques présentées par Marcuvitz (1947) ne sont pas applicables. Toutefois, le sous-circuit composé de l'inductance L_{SC} , du tronçon de longueur l_{SIRW} et de la capacité C_I doit avoir la même réponse en fréquence qu'un tronçon quart d'onde court-circuit au centre de la bande de fonctionnement du guide d'ondes. Ces deux constatations nous conduisent au circuit équivalent présenté à la figure 2.14b.

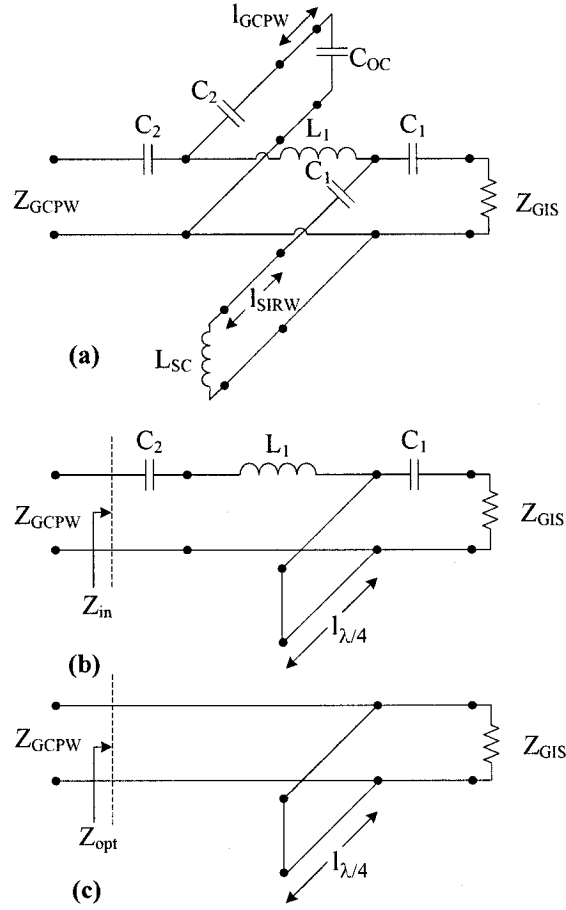


Figure 2.14 : a) Circuit équivalent complet de la transition coplanaire avec sonde de courant, b) circuit équivalent obtenu en négligeant les réactances des deux tronçons, c) circuit équivalent utilisé pour calculer la largeur de bande optimale

La longueur $l_{\lambda/4}$ est égale à un quart de longueur d'onde dans le GIS, au centre de la bande de fonctionnement de la transition. L'impédance d'entrée Z_{in} , telle que définie à la figure 2.14b, est donnée par :

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_1 + \frac{1}{(Y_A + Y_B)}, \quad (2.6)$$

avec

$$Y_A = \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_1} + Z_{SIRW}} \quad (2.7)$$

et

$$Y_B = \frac{1}{jZ_{SIRW} \tan(\beta_{SIRW} l_{\lambda/4})}. \quad (2.8)$$

La valeur de toutes les variables utilisées dans l'équation (2.6) est connue analytiquement en fonction des dimensions de la structure. Nous pouvons donc calculer l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion.

2.4.3 Étapes de conception et exemple numérique

Dans cette section, nous présenterons un exemple numérique pour illustrer les étapes de conception que nous avons suivies. Premièrement, nous avons choisi les dimensions de la ligne coplanaire afin de minimiser l'influence des murs latéraux et d'éviter la propagation du mode microruban. Nous avons rencontré ces conditions en respectant le facteur de forme donné par Simons (2001 p.98) :

$$0.2 \leq \frac{s}{s + 2w} \leq 0.8. \quad (2.9)$$

Le choix du substrat influence plusieurs aspects de la conception d'une transition. Le plus important d'entre eux est relié à l'impédance des lignes de transmission. En effet, il est essentiel que le substrat sélectionné nous donne la possibilité de concevoir un GIS et une ligne coplanaire de même impédance. Les valeurs d'impédance réalisables sont reliées au choix du substrat, mais aussi aux limitations du procédé de fabrication. Dans le procédé

disponible au laboratoire Poly-GRAMES, la limite minimale de la largeur des fentes et des lignes est de 0.127 mm. En utilisant l'équation (2.9), nous trouvons que la valeur minimale qu'il est possible d'obtenir pour la ligne coplanaire est calculée avec $s = 1.016$ mm et $w = 0.127$ mm et la valeur maximale, avec $s = 0.127$ mm et $w = 0.254$ mm. L'impédance du GIS, en fonction de la constante diélectrique du substrat, est donnée à la figure 2.15 pour différents ratios de dimensions (b/a_e). Elle est calculée au centre de la bande du guide d'ondes ($f/f_c = 1.5$). Ce graphique n'est valide que pour les tolérances de fabrication définies plus haut. Dans un processus de fabrication MMIC ou LTCC, des tolérances différentes donneraient des valeurs différentes. La figure 2.15 nous montre qu'il est impossible d'interconnecter une ligne coplanaire à un GIS dont le ratio des dimensions est inférieur à 0.1 ou supérieur à 0.4. Nous avons donc sélectionné un substrat d'une épaisseur de 0.762 mm avec $\epsilon_r = 2.94$.

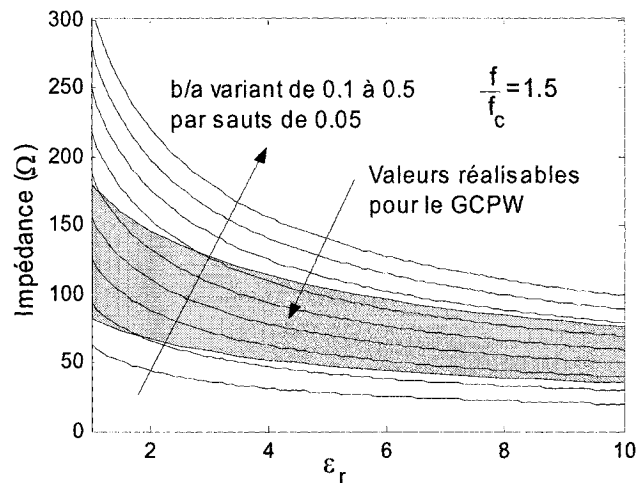


Figure 2.15 : Impédance réalisable du GIS et de la ligne coplanaire en fonction de la permittivité

La largeur de bande optimale de la transition est donnée par l'équation suivante :

$$S_{11opt} = \frac{(Z_{SIW} \parallel jZ_{SIW} \tan(\beta_{siw} l_{wg})) - Z_{GCPW}}{(Z_{SIW} \parallel jZ_{SIW} \tan(\beta_{siw} l_{wg})) + Z_{GCPW}}. \quad (2.10)$$

Nous avons dérivé cette équation à partir de l'équation (2.6) en éliminant tous les éléments réactifs introduits par le cylindre de couplage ($L_I=0$, $C_I=\infty$ et $C_2=\infty$). Le circuit équivalent qui en résulte est illustré à la figure 2.14c. La variation de l'impédance d'un guide rectangulaire est plus faible dans le haut que dans le bas de la bande. Pour un même guide d'ondes, une transition centrée à $f/f_c = 1.7$ présentera une plus grande largeur de bande qu'une transition conçue à $f/f_c = 1.4$. Par exemple, la largeur de bande maximale pour deux transitions différentes est montrée à la figure 2.16. Le GIS 1 correspond à un WR34 et les GIS 2 à un WR28. Les valeurs requises dans le calcul de S_{11opt} , pour des transitions fonctionnant à 28 GHz, sont données dans le tableau 2.2.

Tableau 2.2 : Valeurs requises pour calculer S_{11opt}

$\epsilon_r = 2.94$ et $b = 0.762$ mm	GIS 1	GIS 2
a_e (mm)	5.029	4.148
bande d'opération (GHz)	22-33	26-40
l_{wg} (mm)	1.991	2.371
Z_{GCPW} (Ω)	52.4	75.6

Comme le montre la figure 2.16, la largeur de bande maximale de la transition avec le GIS 1 est de 4.23 GHz ou de 15.1 %. Pour le GIS 2, la largeur de bande maximale obtenue est de 2.88 GHz ou de 10.3 %. Le GIS 1 sera utilisé pour compléter cet exemple.

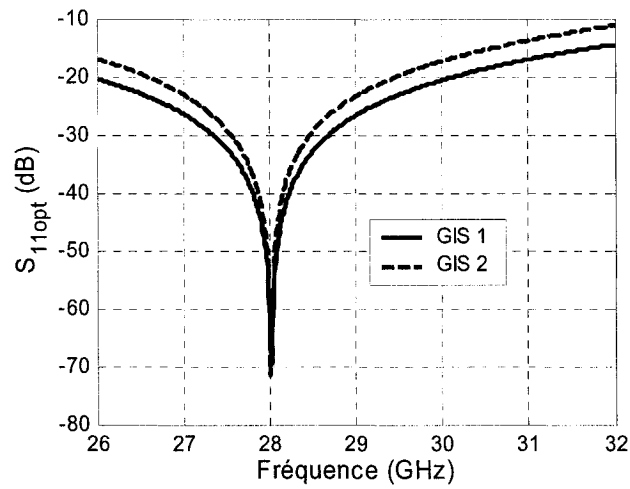


Figure 2.16 : Coefficient de réflexion de deux transitions utilisant des GIS de largeurs différentes

Pour obtenir une impédance de 52Ω , les dimensions de la ligne coplanaire doivent être les suivantes : $s = 0.914 \text{ mm}$ et $w = 0.127 \text{ mm}$. La valeur de l'impédance de la ligne coplanaire et du GIS, en fonction de la fréquence, est montrée à la figure 2.17.

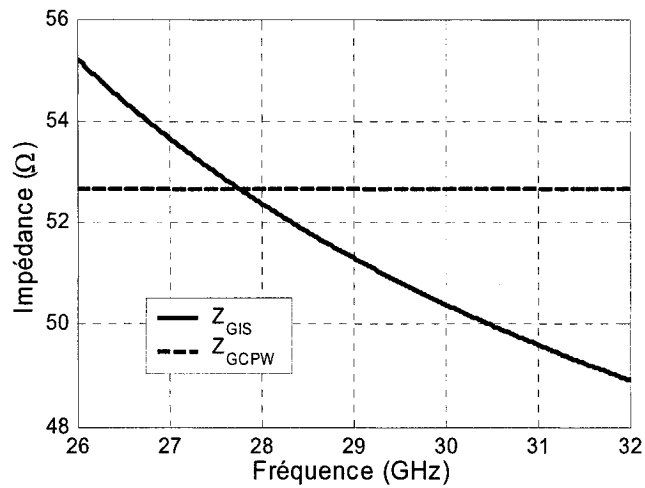


Figure 2.17 : Impédance de la ligne coplanaire et du GIS

À la fréquence centrale de conception, le tronçon quart d'onde court-circuit présente une impédance infinie. Le circuit équivalent est alors réduit à trois réactances en série avec Z_{GIS} . Pour adapter la transition, ces trois réactances doivent résonner

$$\omega L_1 = \frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2} . \quad (2.11)$$

Le diamètre du cylindre de couplage est choisi de façon à obtenir cette résonance. Dans notre exemple numérique, le diamètre optimal est égal à 0.432 mm. Cependant, il n'est pas toujours possible de réaliser toutes les valeurs de diamètres dans un procédé de fabrication. La figure 2.18 illustre la réponse en fréquence de la transition avec le cylindre de diamètre optimal ainsi que les valeurs réalisables les plus proches. Le coefficient de réflexion est calculé avec l'équation (2.6). Il est évident, d'après la figure 2.18, qu'un diamètre de 0.4 mm constitue la meilleure valeur disponible, car un diamètre de 0.432 mm n'est pas réalisable physiquement avec le procédé de fabrication disponible au laboratoire.

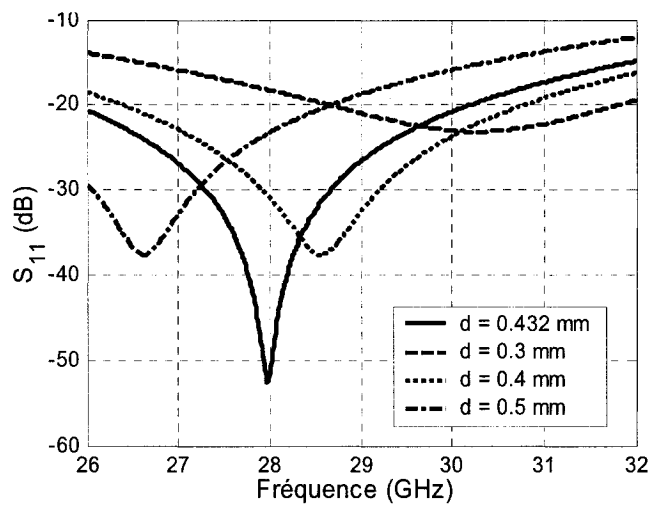


Figure 2.18 : Coefficient de réflexion en fonction du diamètre du cylindre de couplage

Toutes les dimensions de la transition ont maintenant été calculées, à l'exception de la longueur des tronçons de la ligne coplanaire et du GIS. En négligeant les éléments parasites, nous avons obtenu une estimation initiale relativement précise avec : $l_{GCPW} = 0$ et $l_{GIS} = \lambda/4$. Nous avons ensuite ajusté ces valeurs en utilisant un simulateur d'onde complète.

La réponse en fréquence de la transition est comparée à celle obtenue du simulateur d'onde complète à la figure 2.19. Nous obtenons un excellent accord entre les deux courbes. Cet accord nous permet de valider le circuit équivalent présenté à la figure 2.14c et l'équation (2.5). De plus, la capacité C_{OC} combinée avec la ligne de longueur égale à l_{GCPW} et la capacité C_2 se comporte bien comme un circuit ouvert. Incidemment, la capacité C_{SC} , combinée au tronçon GIS de longueur égale à l_{GIS} et à la capacité C_2 , a la même réponse en fréquence qu'un tronçon quart d'onde court-circuit.

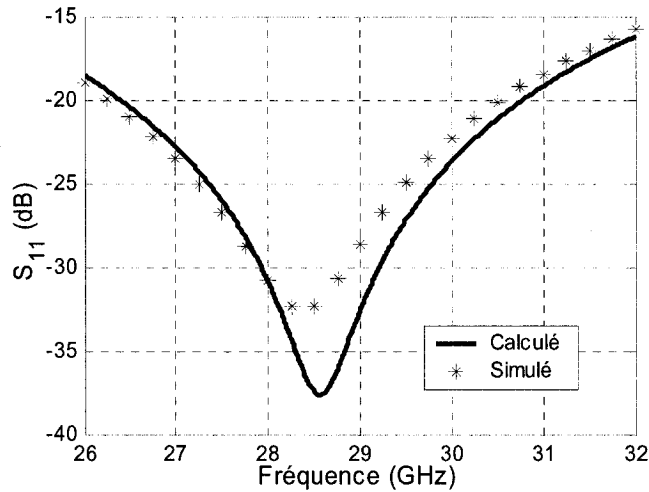


Figure 2.19 : Comparaison du coefficient de réflexion calculé et simulé

2.4.4 Résultats expérimentaux

La transition que nous avons conçue à la section précédente a été construite, puis mesurée. Les dimensions du circuit sont illustrées à la figure 2.20. Étant donné que la structure possède deux plans de symétrie, nous n'en avons illustré que le quart. Le diamètre de chaque cylindre, à l'exception du cylindre de couplage, est de 0.775 mm.

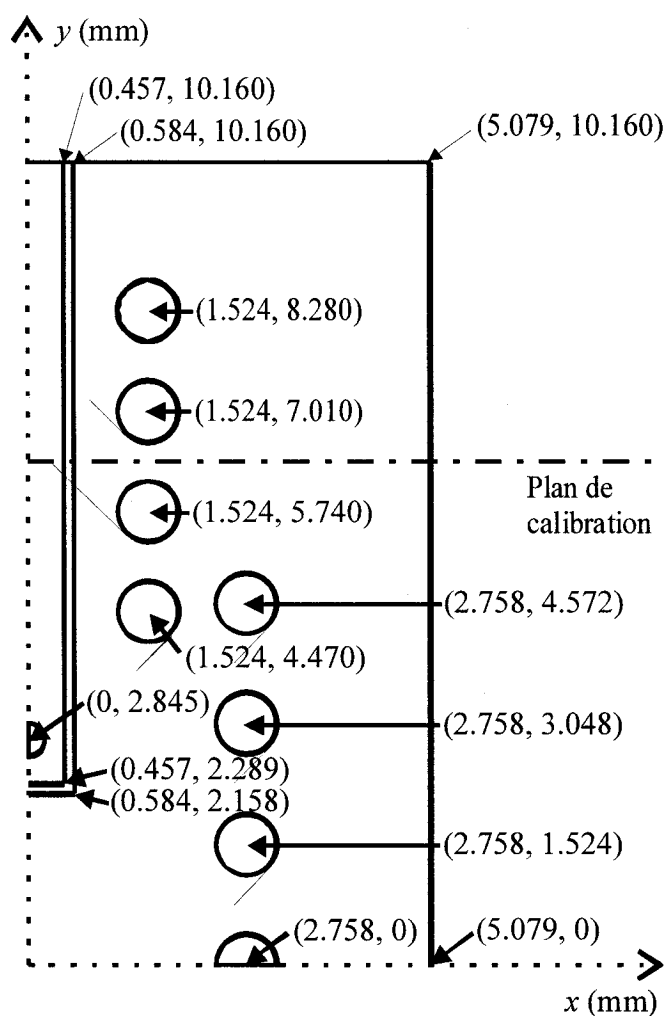


Figure 2.20 : Dimensions de la transition construite et mesurée

Les valeurs calculées, simulées et mesurées sont données à la figure 2.21. Le coefficient de réflexion est inférieur à -20 dB sur 10 % de largeur de bande, de 26.96 à 29.8 GHz. Les résultats calculés n'incluent aucune perte tandis que les résultats simulés prennent en compte les pertes diélectriques et les pertes par rayonnement. Les pertes d'insertion mesurées varient entre 0.63 et 0.73 dB. La différence entre les résultats mesurés et simulés provient du niveau de calibration obtenu. En effet, le coefficient de réflexion, après la calibration, oscillait autour de -30 dB.

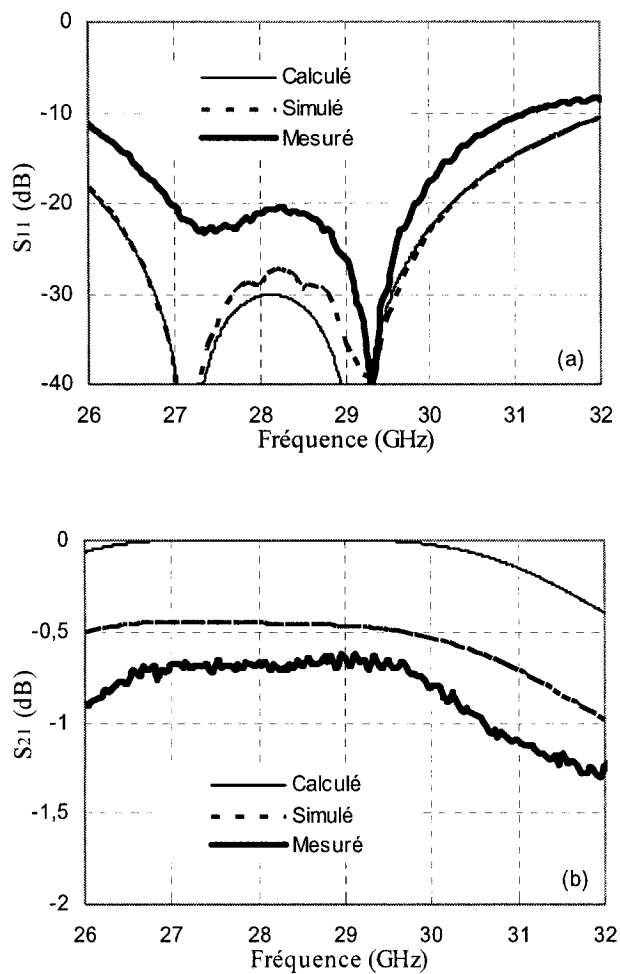


Figure 2.21 : Résultats calculés à partir de l'équation (2.6), simulés avec *Agilent HFSS* et mesurés de la transition coplanaire avec sonde de courant : a) coefficient de réflexion, b) coefficient de transmission

CHAPITRE 3

FILTRES PASSE-BANDE EN GIS

Les filtres passe-bande sont des réseaux deux portes destinés à transmettre l'énergie pour des fréquences comprises à l'intérieur d'une bande de fréquence tout en atténuant l'énergie à d'autres fréquences. Ces dispositifs sont utilisés pour concevoir des diplexeurs ou sont placés entre les mélangeurs et les amplificateurs pour éliminer les produits d'intermodulation. Plusieurs articles ont traité des filtres réalisés en GIS; la plupart d'entre eux furent publiés au cours de nos travaux de recherches. Nous commencerons donc ce chapitre par une revue des contributions originales qui ont abordé la conception des filtres en GIS. Nous présenterons ensuite la procédure de conception pour deux types de filtres : les filtres en ligne à cylindres inductifs et les filtres bimodes.

3.1 Revue bibliographique des filtres en GIS

Le premier article dans lequel il était question des filtres en GIS a été publié par Gipprich, Stevens, Hageman, Piloto, Zaki et Rong (1998). Les auteurs y présentent un filtre conçu avec des fenêtres inductives réalisées avec la technologie LTCC. Ce type de filtre, simple et efficace, permet de synthétiser des fonctions de transfert de type Butterworth ou Tchebychev. Deux ans plus tard, Hill, Ziolkowski et Papapolymerou (2000) ont présenté un filtre composé d'une cavité GIS couplée par ouverture à des transitions microrubans. Les pertes d'insertion de cette topologie sont cependant excessives, car le filtre, qui ne

comporte qu'une seule cavité, possède des pertes de 2 dB. Ces auteurs, ainsi que Chappell, Little et Katehi (2001), considèrent les rangés de cylindres dans le GIS comme des structures présentant des bandes interdites électromagnétiques. Cependant, ce concept est inutile parce que la structure ne présente pas de bandes interdites, mais simplement une atténuation importante des ondes de fuite. En 2001, Ito, Maruhashi, Ikuina, Hashiguchi, Iwanaga et Ohata (2001) ont présenté un filtre en ligne à cylindres inductifs. Ils ont aussi traité de l'intégration des zéros de transmission à l'aide de circuits planaires. Toutefois, l'utilisation de circuits planaires pour introduire des couplages croisés est discutable, car elle génère des pertes par radiation et diminue le facteur de qualité des résonateurs. Un an plus tard, ces mêmes auteurs (Ito, Maruhashi, Ikuina, Hashiguchi, Iwanaga et Ohata 2002) ont modifié légèrement leur topologie afin d'intégrer des zéros de transmission à l'aide de cavités surdimensionnées. Leur méthode peut avantageusement générer une atténuation à des fréquences spécifiques. Par contre, elle introduit une bande passante image centrée à une fréquence inférieure à celle du filtre. En 2003, nous avons présenté (Deslandes et Wu 2003) un filtre bimode réalisé en GIS. Cette topologie offre plusieurs avantages : une réduction de la dimension du filtre, une augmentation du facteur de qualité et une diminution de la sensibilité. Finalement, Ruiz-Cruz, El Sabbagh, Zaki, Rebollar et Zhang (2005) ainsi que Hao, Hong, Chen, Chen, Wu et Cui (2005) ont présenté des filtres multicouches en LTCC qui intègrent des couplages croisés. Ces topologies permettent d'insérer des zéros de transmission dans les filtres, mais requièrent un procédé de fabrication plus complexe.

3.2 Filtres en ligne à cylindres inductifs

La synthèse de ce type de filtre a été présentée par Matthaei, Young et Jones (1980) et sera brièvement discutée dans cette section. Ce concept nous permet de concevoir des filtres de type Butterworth et Tchebychev, voire des filtres ne comportant que des pôles à l'infini. Étant donné que le GIS est synthétisé avec des cylindres métalliques, la structure de filtrage la plus naturelle est celle du filtre à cylindres inductifs. Dans cette topologie, les résonateurs sont délimités par des cylindres métalliques insérés dans le guide. Il existe plusieurs façons de placer les cylindres pour délimiter les résonateurs. Deux des méthodes possibles sont illustrées à la figure 3.1.

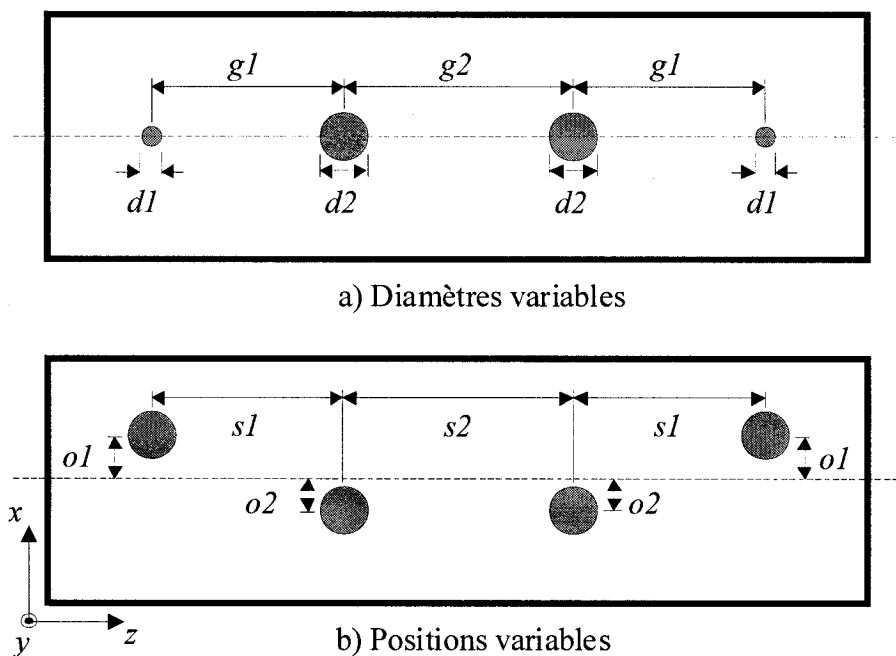


Figure 3.1 : Topologie du filtre à cylindres inductifs : a) cylindres centrés de diamètres variables, b) cylindres décalés de diamètre constant

La première emploie des cylindres centrés dans le GIS, dont le diamètre est variable tandis que la deuxième a recours à des cylindres de diamètre égal mais décalés dans le GIS. Plusieurs cylindres de diamètre constant et espacés adéquatement donneraient la même réponse en fréquence. Cependant, la procédure de conception pour toutes ces topologies demeure identique. Ainsi, nous nous limiterons à la présentation des filtres conçus avec des cylindres de diamètres variables centrés dans le GIS.

En premier lieu, il convient de définir la notation utilisée. Les fréquences de coupure basse et de coupure haute sont notées f_1 et f_2 respectivement, tandis que l'ordre du filtre est noté n . Pour le filtre de type Tchebychev, la hauteur de l'oscillation, en dB, est donnée par L_{Ar} . La fréquence centrale se calcule avec

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} . \quad (3.1)$$

Les longueurs d'ondes guidées correspondant aux fréquences f_1 , f_2 et f_0 , sont notées λ_{g0} , λ_{g1} et λ_{g2} respectivement. La largeur de bande normalisée, définie en termes de longueurs d'ondes guidées, est calculée comme suit :

$$\omega_\lambda = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} . \quad (3.2)$$

La première étape de la conception d'un filtre à cylindres inductifs consiste à calculer la valeur des éléments $g_0, g_1, \dots, g_n, g_{n+1}$ du prototype passe-bas. Pour les filtres de type Butterworth, la valeur des éléments se calcule avec les équations suivantes :

$$g_0 = 1, \quad (3.3a)$$

$$g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], \quad (3.3b)$$

$$g_{n+1} = 1. \quad (3.3c)$$

Pour le prototype de type Tchebychev, il faut dans un premier temps calculer

$$\beta = \ln \left(\coth \left(\frac{L_{Ar}}{17.37} \right) \right), \quad (3.4a)$$

$$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right), \quad (3.4b)$$

$$a_k = \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], \quad k = 1, 2, \dots, n, \quad (3.4c)$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right), \quad k = 1, 2, \dots, n. \quad (3.4d)$$

Ensuite, nous avons

$$g_0 = 1, \quad (3.5a)$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma}, \quad (3.5b)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, \quad k = 2, 3, \dots, n, \quad (3.5c)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & \text{pour } n \text{ impair} \\ \coth^2 \left(\frac{\beta}{4} \right) & \text{pour } n \text{ pair} \end{cases}. \quad (3.5d)$$

À partir de la valeur des éléments du prototype passe-bas, nous pouvons calculer les valeurs des inverseurs d'impédances requis avec :

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_\lambda}{g_0 g_1}}, \quad (3.6a)$$

$$\left. \frac{K_{j,j+1}}{Z_0} \right|_{j=1 \text{ to } n-1} = \frac{\pi \omega_\lambda}{2} \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}}, \quad (3.6b)$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_\lambda}{g_n g_{n+1}}}. \quad (3.6c)$$

Nous devons maintenant relier le comportement du circuit physique au comportement théorique. Les étapes permettant de calculer le circuit équivalent d'un cylindre inductif sont illustrées à la figure 3.2. Premièrement, il faut calculer la matrice $[S]$ d'un cylindre métallique centré dans un guide rectangulaire. Marcuvitz (1951) a présenté des équations analytiques pour cette structure. Elles sont cependant imprécises lorsque le diamètre des cylindres est supérieur au dixième de la largeur du guide. Nous avons donc implémenté une méthode numérique basée sur la méthode des moments pour solutionner ce problème. La technique utilisée est identique à celle que nous avons présentée à la section 1.2.3, et a déjà été publiée par Leviatan, Li, Adams et Perini (1983).

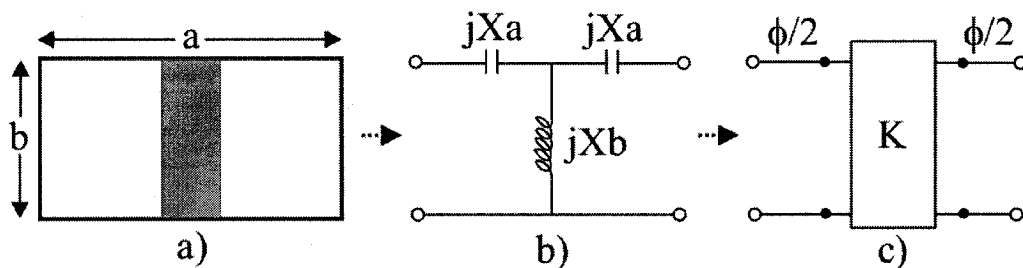


Figure 3.2 : Étapes parcourues pour relier la structure physique à son circuit équivalent

Le circuit équivalent d'un cylindre métallique placé dans un guide rectangulaire est représenté par un réseau en T. La valeur des éléments du réseau se calcule à partir de la matrice $[S]$ avec :

$$j \frac{X_b}{Z_0} = \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}, \quad (3.7a)$$

$$j \frac{X_a}{Z_0} = \frac{1 + S_{11} - S_{21}}{1 - S_{11} + S_{21}}. \quad (3.7b)$$

Nous pouvons alors calculer la valeur de l'inverseur K équivalent avec les équations suivantes :

$$\phi = -\tan^{-1} \left(\frac{2X_b}{Z_0} + \frac{X_a}{Z_0} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{X_a}{Z_0} \right), \quad (3.8a)$$

$$\frac{K}{Z_0} = \left| \tan \left(\frac{\phi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{X_a}{Z_0} \right) \right) \right|. \quad (3.8b)$$

Le problème se résume alors à trouver le diamètre des $n+1$ cylindres permettant d'obtenir les inverseurs d'impédance calculés à l'équation (3.6). Cette étape se fait itérativement. Finalement, la distance entre les cylindres est calculée en tenant compte des déphasages introduits par les inverseurs d'impédance en appliquant

$$l_n = \frac{\theta_n \lambda_{g0}}{2\pi}, \quad (3.9)$$

avec

$$\theta_n = \pi + \frac{1}{2}(\phi_n + \phi_{n+1}). \quad (3.10)$$

Un filtre de type Tchebychev d'ordre trois a été conçu, construit et mesuré. Sa fréquence centrale est égale à 28 GHz, et il possède une largeur de bande de 1 GHz. Les dimensions finales, selon la notation de la figure 3.1b, sont : $o1 = 1.01$ mm, $o2 = 0$ mm, $s1 = 4.71$ mm et $s2 = 5.11$ mm. Les longueurs des écarts $o1$ et $o2$ sont sélectionnées de façon à obtenir les valeurs d'inverseur désirées. Les distances entre les cylindres, $s1$ et $s2$, fournissent les longueurs électriques de 180° . La figure 3.3 montre la photographie du filtre que nous avons construit, et les résultats mesurés sont illustrés à la figure 3.4.

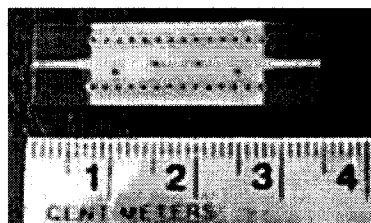


Figure 3.3 : Photographie du filtre à cylindres inductifs

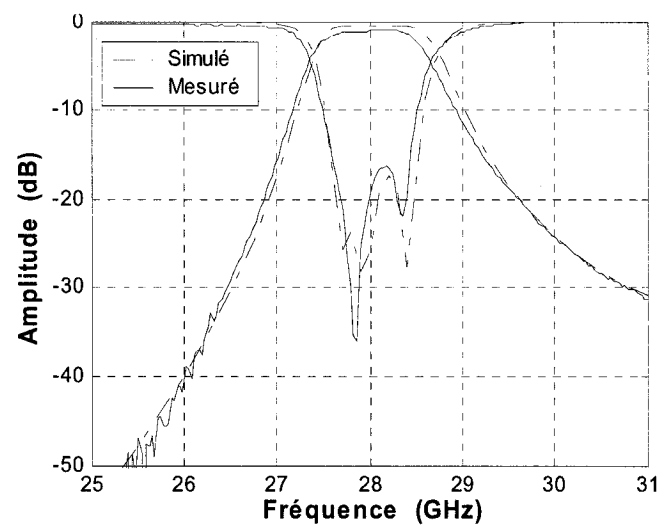


Figure 3.4 : Résultats simulés et mesurés du filtre à cylindres inductifs

Les pertes d'insertion au centre de la bande sont de 1.1 dB tandis que le coefficient de réflexion est inférieur à -16 dB. Les résultats mesurés incluent le filtre ainsi que deux transitions microrubans présentées à la section 2.2. Les pertes par conduction ne sont pas incluses dans les simulations, ce qui explique la différence entre les coefficients de transmission mesurés et simulés.

3.3 Filtres bimodes

Avec des filtres de type Butterworth ou Tchebychev, l'atténuation en dehors de la bande passante ne peut être accrue que par l'augmentation de l'ordre des filtres. Dans les systèmes de communication bidirectionnels, les fréquences centrales des canaux de transmission et de réception, ne sont pas toujours très espacées. L'ordre des filtres doit alors être élevé afin d'obtenir une bonne isolation. Ceci a pour conséquence d'augmenter les pertes et la sensibilité des composants. Aussi, certains systèmes requièrent des spécifications de réjection très élevées à des fréquences spécifiques, afin d'éliminer les signaux parasites provenant des mélangeurs ou des oscillateurs. La topologie en ligne, abordée à la section précédente, ne s'adapte pas à ces situations.

La fonction de transfert de type Tchebychev généralisé permet d'augmenter la réjection des filtres en introduisant des pôles à des fréquences finies. L'avantage de cette fonction est illustré à la figure 3.5. Cette figure nous montre la réponse en fréquence de deux filtres respectant les spécifications suivantes : une bande passante comprise entre 27.5 et 27.7 GHz et une bande de réjection supérieure à 40 dB entre 28.0 et 28.2 GHz. Pour

respecter ces spécifications, l'ordre du filtre en ligne doit être égal à 4. Cependant, avec une structure fournissant un zéro de transmission, l'ordre du filtre requis n'est plus que de trois.

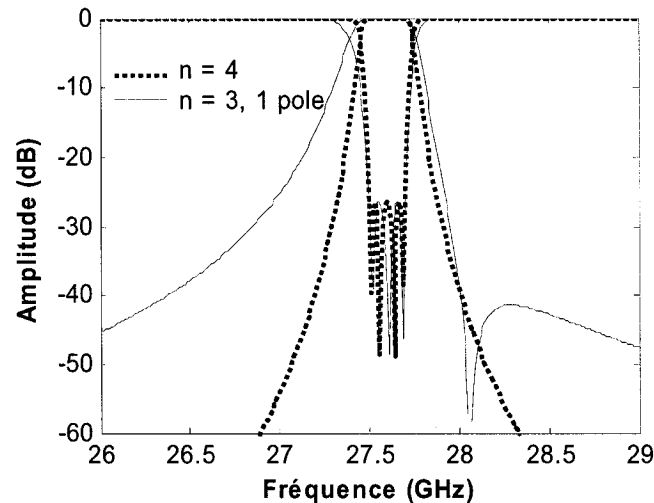


Figure 3.5 : Réponse en fréquence d'un filtre de type Tchebychev d'ordre quatre et d'un filtre de type Tchebychev généralisé d'ordre trois avec un pôle

Plusieurs concepts peuvent être utilisés pour implémenter la fonction de transfert de type Tchebychev généralisé. Néanmoins, certains ne sont pas appropriés à la conception de circuits à faible coût en GIS. Bien sûr, comme l'ont démontré Ruiz-Cruz, El Sabbagh, Zaki, Rebollar et Zhang (2005) ainsi que Hao, Hong, Chen, Chen, Wu et Cui (2005), il est possible de construire des filtres multicouches en GIS. Par contre, ces filtres requièrent un procédé de fabrication complexe et un alignement mécanique précis, ce qui augmente les coûts de fabrication. De notre côté, nous avons concentré nos efforts sur la conception des filtres planaires. De cette façon, les procédés de fabrication nécessaires sont simples et les erreurs causées par les tolérances dimensionnelles sont réduites. Nos recherches nous ont

permis d'identifier cinq topologies, illustrées à la figure 3.6, permettant d'insérer des zéros de transmission :

- les filtres avec pôles extraits,
- les filtres avec inverseurs d'impédance variant en fréquence,
- les filtres avec couplages de modes d'ordre supérieur,
- les filtres avec cavités surdimensionnées,
- les filtres bimodes.

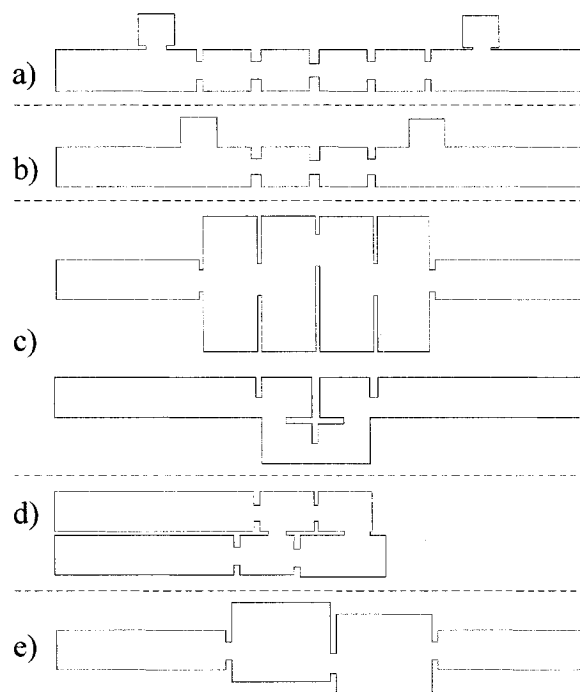


Figure 3.6 : Topologie des filtres planaires réalisant la fonction de transfert de type Tchebychev généralisé

Une méthode de synthèse du filtre avec pôles extraits a été présentée par Rhodes et Cameron (1980). Dans cette méthode, des zéros de transmission sont extraits à chaque extrémité du filtre. Elle présente l'avantage de permettre un ajustement indépendant des

zéros de transmission. Cependant, seulement deux zéros de transmission peuvent être ajoutés pour n'importe quel ordre de filtres.

Les filtres qui emploient des inverseurs d'impédance variant en fréquence ont été proposés par Amari et Bornemann (1999). La topologie, illustrée à la figure 3.6b, ressemble beaucoup au filtre avec pôles extraits. Son fonctionnement est cependant différent. Les tronçons courts-circuits insérés dans ce filtre ne sont pas des résonateurs, mais bien des inverseurs d'impédance. Les dimensions de ces inverseurs sont ajustées pour obtenir la valeur désirée à la fréquence centrale du filtre. Étant donné que la valeur de l'inverseur varie en fréquence, il est possible d'introduire un zéro de transmission à la fréquence où le tronçon court-circuit présente une impédance infinie. Théoriquement, cette topologie permet d'introduire $n+1$ zéros de transmission. Toutefois, les tronçons courts-circuits ont une largeur qui est du même ordre de grandeur que la longueur des résonateurs. Il est ainsi impossible de placer deux tronçons l'un à la suite de l'autre. En pratique, il est difficile d'introduire $n/2$ pôles.

La technique classique généralement employée pour ajouter des zéros de transmission consiste à introduire des couplages négatifs entre des résonateurs non adjacents. En dépit du fait qu'on ne puisse les produire avec des cavités TE_{101} combinées à des fenêtres inductives, il est possible de tirer profit des modes d'ordre supérieur pour introduire des couplages négatifs. Une première technique, présentée par Rosenberg et Hagele (1994) et illustrée dans le haut de la figure 3.6c, consiste à surdimensionner les cavités pour qu'un

mode d'ordre supérieur se propage sans entrer en résonance. Ce mode permet alors de coupler deux cavités non adjacentes. Une deuxième technique, proposée simultanément par Guglielmi, Montauti, Pellegrini et Arcioni (1995) ainsi que Iguchi, Tsuji et Shigesawa (1995), est illustrée au bas de la figure 3.6c. Cette technique génère un couplage entre deux cavités non adjacentes à l'aide des modes d'ordres supérieurs. Le filtre doit alors être courbé à 90° pour obtenir un niveau de couplage suffisant. Ces techniques présentent cependant un inconvénient majeur : les zéros de transmission ne peuvent être générés que dans la bande de réjection supérieure.

Comme nous l'avons déjà mentionné, il est impossible d'introduire des couplages négatifs avec des fenêtres inductives et des cavités dont le mode résonant est le TE_{101} . Ces couplages peuvent cependant être générés avec des cavités surdimensionnées permettant d'obtenir une résonance de type TE_{102} , comme l'a présenté Rosenberg (1995). Cette topologie est illustrée à la figure 3.6d. L'utilisation d'une cavité dont le mode résonant est le TE_{102} permet de changer le signe d'un couplage et ainsi de réaliser des couplages négatifs. Cette structure a toutefois le désavantage de présenter des résonances parasites dans la bande de réjection inférieure.

Finalement, une autre technique, proposée par Guglielmi, Jarry, Kerherve, Roquebrun et Schmitt (2001), consiste en l'utilisation de cavités bimodes. La structure est illustrée à la figure 3.6e. Dans ces cavités, les modes TE_{102} et TE_{201} sont résonants, ce qui permet d'insérer un zéro de transmission. Cette topologie a l'avantage d'offrir un facteur de

qualité supérieure aux autres, car les cavités sont surdimensionnées. Nous avons donc choisi de l'étudier plus en profondeur.

Dans un premier temps, nous avons tenté de mettre au point une méthode de synthèse. Notre première étape a été de construire la fonction de transfert désirée. Nous avons utilisé la méthode itérative présentée par Amari (2000). Celle-ci permet de calculer la réponse en fréquence du filtre à partir de la largeur de bande désirée, de l'ondulation dans la bande passante et de la position des zéros de transmission. Nous avons ensuite calculé la matrice de couplage qui réalise cette fonction de transfert en appliquant une méthode d'optimisation (Amari, Rosenberg et Bornemann 2002). La valeur des inverseurs K est alors calculée à partir des coefficients de la matrice de couplage (Matthaei Young et Jones 1980). Ceci nous donne la topologie suivante pour un filtre d'ordre deux.

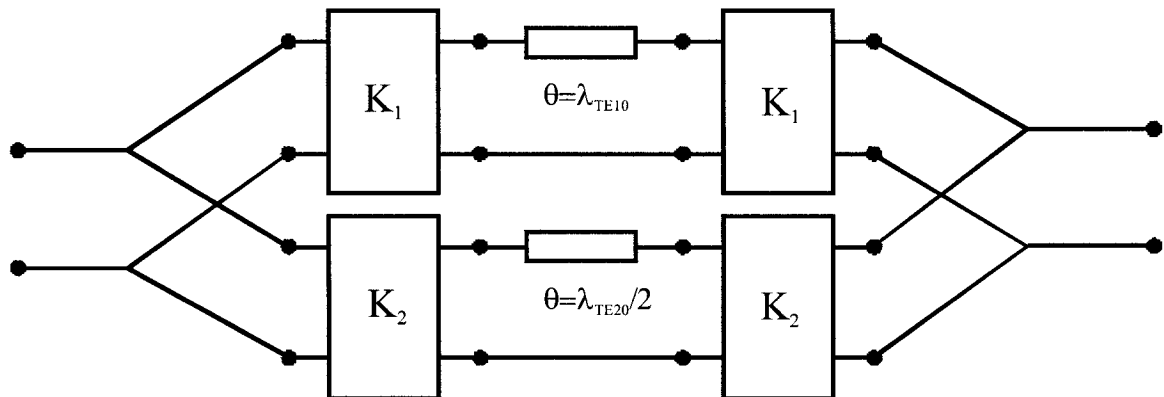


Figure 3.7 : Circuit équivalent d'un filtre d'ordre deux, calculé à partir de la matrice de couplage

À l'instar de la conception du filtre en ligne à cylindres inductifs, nous devons relier le circuit physique à ce modèle. Nous avons alors remarqué que le filtre ne se comporte pas

comme le circuit équivalent de la figure 3.7. Nous avons donc étudié le circuit équivalent d'un guide couplé à un résonateur. Ce circuit est illustré à la figure 3.8.

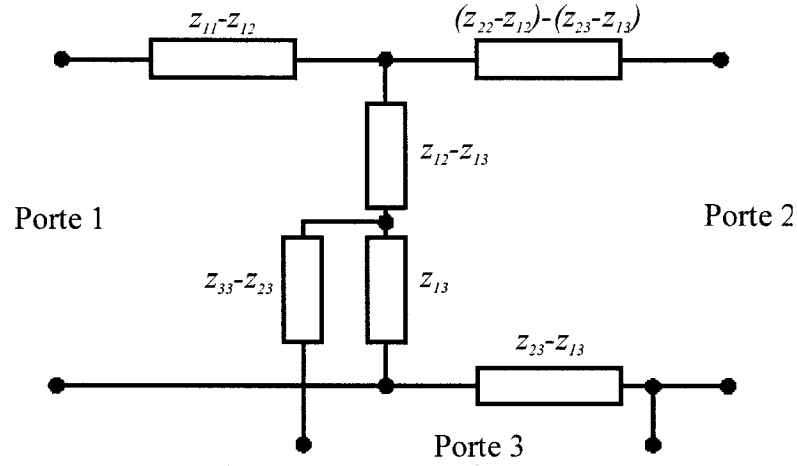


Figure 3.8 : Circuit équivalent d'un réseau à trois portes

La matrice z du circuit est égale à

$$z = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} \\ z_{21} & z_{22} & z_{23} \\ z_{31} & z_{32} & z_{33} \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

Nous allons maintenant transformer ce réseau de façon à le représenter sous forme d'inverseur d'impédance. Sans changer le comportement du réseau, nous pouvons normaliser les impédances de sortie :

$$[\bar{z}] = [Z_0]^{-\frac{1}{2}} [z] [Z_0]^{-\frac{1}{2}}. \quad (3.12)$$

La matrice $[Z_0]^{-\frac{1}{2}}$ est une matrice diagonale dont les éléments sont choisis pour obtenir

$$\bar{z}_{12} = \bar{z}_{13} = \bar{z}_{23}. \quad (3.13)$$

Pour respecter cette condition, nous avons :

$$[Z_0]^{-\frac{1}{2}} = \begin{bmatrix} Z_1 & 0 & 0 \\ 0 & Z_2 & 0 \\ 0 & 0 & Z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{z_{13}}{z_{23}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{z_{12}}{z_{23}} \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

Cette étape permet de simplifier le circuit équivalent et d'obtenir le circuit de la figure 3.9.

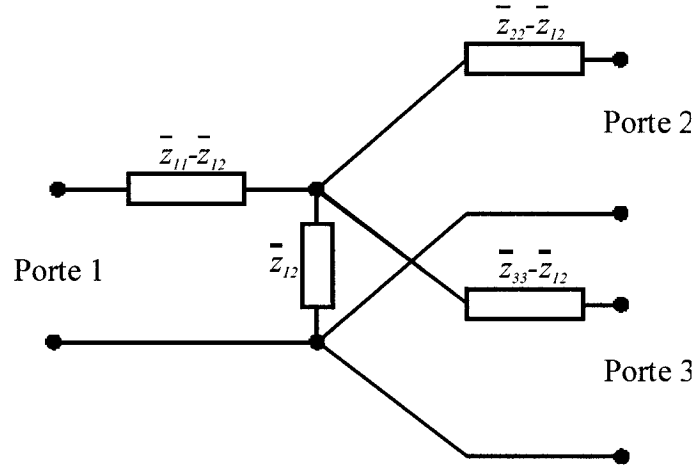


Figure 3.9 : Circuit équivalent avec impédances normalisées

L'impédance $\bar{z}_{12}$ peut être séparée en trois admittances :

$$\bar{z}_{12} = \frac{1}{\bar{y}_1 + \bar{y}_2 + \bar{y}_3}. \quad (3.15)$$

De plus, nous pouvons ajouter deux lignes de transmission de longueur θ_2 et $-\theta_2$ à la porte 2 ainsi que deux lignes de transmission de longueur θ_3 et $-\theta_3$ à la porte 3 sans changer le comportement du réseau. Nous obtenons alors le circuit équivalent de la figure 3.10.

$$\bar{y}_2 = \frac{\bar{z}_{22} - \bar{z}_{12}}{\bar{z}_{22} - \bar{z}_{12} + Z_2}. \quad (3.18b)$$

La valeur de l'inverseur d'impédance est alors donnée par :

$$\frac{K_{12}}{\sqrt{Z_1 Z_2}} = \sqrt{Z_2} \sin \theta_2 + \frac{(\bar{z}_{22} - \bar{z}_{12}) \cos \theta_2}{\sqrt{Z_2}}. \quad (3.19)$$

De la même façon, nous obtenons les équations suivantes pour la porte 3 :

$$\tan \theta_3 = \frac{Z_3}{\bar{z}_{33} - \bar{z}_{12}}, \quad (3.20a)$$

$$\bar{y}_3 = \frac{\bar{z}_{33} - \bar{z}_{12}}{\bar{z}_{33} - \bar{z}_{12} + Z_3} \quad (3.20b)$$

et

$$\frac{K_{13}}{\sqrt{Z_1 Z_3}} = \sqrt{Z_3} \sin \theta_3 + \frac{(\bar{z}_{33} - \bar{z}_{12}) \cos \theta_3}{\sqrt{Z_3}}. \quad (3.21)$$

Le circuit équivalent est finalement le suivant :

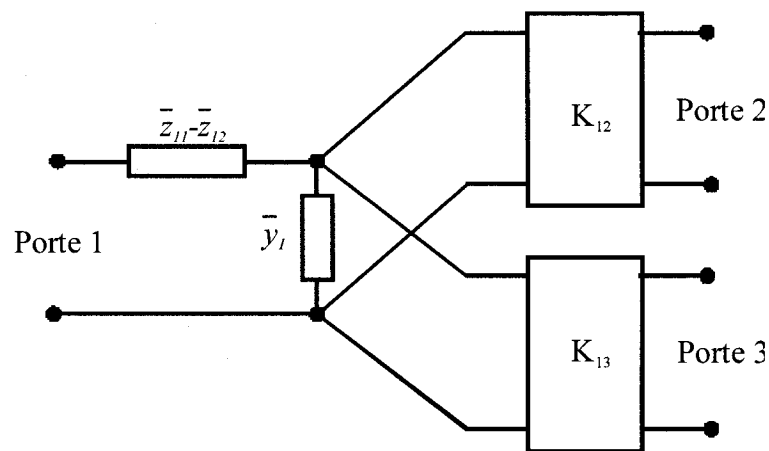


Figure 3.11 : Circuit équivalent avec inverseurs d'impédance

Ce circuit équivalent ne correspond pas au circuit synthétisé de la figure 3.7. En effet, l'admittance $\bar{y}_1$ n'est pas présente dans le modèle de la figure 3.7. La méthode de synthèse n'est donc pas directement applicable. Après plusieurs recherches dans la littérature, nous en sommes venus à la conclusion que ce problème n'a jamais été résolu par une méthode de synthèse. Seules des méthodes numériques avec optimisation ont été utilisées pour concevoir des filtres bimodes respectant cette topologie.

Nous nous sommes donc tournés vers une méthode numérique avec une optimisation. Dans un premier temps, nous avons utilisé un logiciel commercial, *HFSS* de *Ansoft*, pour concevoir les filtres. Comme le temps de calcul était prohibitif, nous avons implémenté une méthode numérique basée la méthode de raccordement modal tel que présentée par Uher, Bornemann et Rosenberg (1993 p.12). Cette technique permet de calculer la matrice $[S]$ de toutes les discontinuités. Ensuite, les matrices sont cascadées en appliquant la procédure présentée par Uher, Bornemann et Rosenberg (1993 p.16). Cette procédure est illustrée à la figure 3.12

On obtient ainsi la réponse en fréquence de la structure. Les dimensions sont alors optimisées pour que la réponse en fréquence soit identique à celle de la fonction de transfert théorique. Nous avons appliqué la procédure d'optimisation présentée par Amari, Rosenberg, et Bornemann (2002) avec la fonction d'erreur suivante :

$$E = \sum_{i=1}^N |S_{11}(\omega_{ni})|^2 + \sum_{i=1}^P |S_{21}(\omega_{pi})|^2 + \left(|S_{11}(\omega_{cb})| - \frac{\varepsilon}{\sqrt{1-\varepsilon^2}} \right)^2 + \left(|S_{11}(\omega_{ch})| - \frac{\varepsilon}{\sqrt{1-\varepsilon^2}} \right)^2. \quad (3.22)$$

Dans cette fonction d'erreur, ω_{ni} est la fréquence angulaire des zéros, tandis que ω_{pi} est la fréquence angulaire des pôles. De plus, ω_{CB} représente la fréquence angulaire de coupure basse; ω_{CH} , la fréquence angulaire de coupure haute et ε , l'oscillation dans la bande passante.

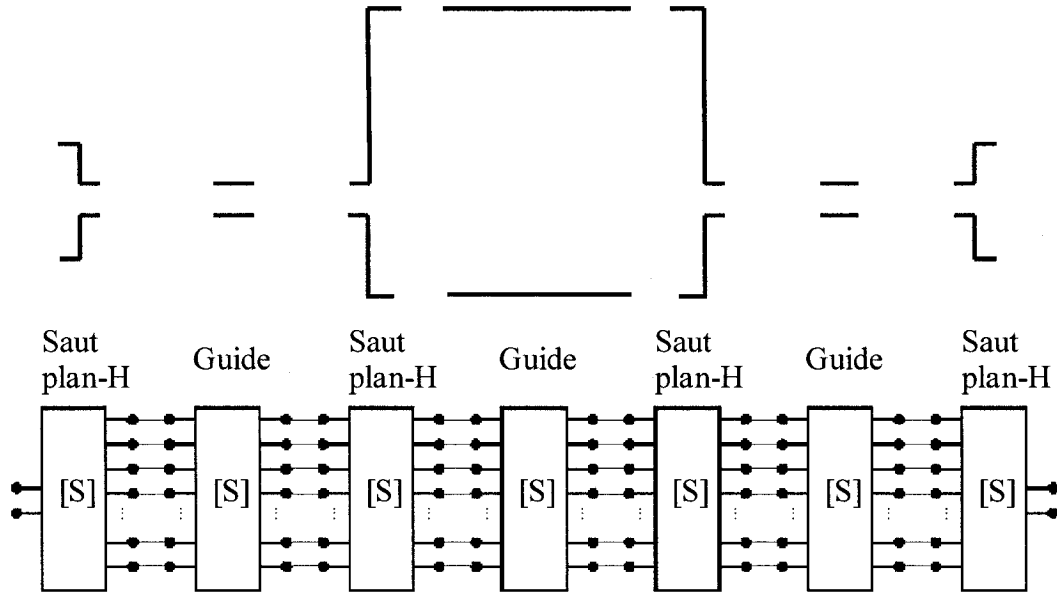


Figure 3.12 : Décomposition du filtre bimode en discontinuités simple

Plusieurs filtres ont été conçus avec cette technique. Nous avons constaté que les valeurs de départ doivent être suffisamment près des valeurs optimales pour garantir la convergence. Il en résulte que les filtres d'ordre deux sont relativement simples à concevoir. Les filtres d'ordre quatre requièrent plus de travail, mais nous avons toujours

réussi à faire converger l'optimisation. Cependant, à partir de l'ordre six, nous n'avons pas réussi à la faire converger. Le nombre d'inconnus est égal à 18 pour un filtre d'ordre six avec trois pôles.

La technique que nous avons élaborée nous permet de calculer les dimensions des filtres réalisés en guide rectangulaire. Une fois ce travail accompli, il est nécessaire de transférer le filtre en GIS. À cette étape, nous avons utilisé les dimensions calculées auxquelles nous avons additionné la valeur Δa , évaluée avec l'équation (1.51). Quoique nous ayons apporté cette correction, les dimensions doivent être ajustées avec un simulateur d'onde complète. Une fois de plus, nous avons utilisé le logiciel *HFSS* de *Ansoft* pour faire les derniers ajustements avec la fonction d'erreur définie en (3.22). Cette méthode d'optimisation est très efficace pour les filtres d'ordre deux, mais elle devient lourde pour les filtres d'ordre supérieur. Nous discuterons, dans la section portant sur les travaux futurs, des améliorations qui pourraient accélérer la conception de filtres bimodes.

Nous avons construit et mesuré plusieurs filtres bimodes au cours de nos travaux, et une bonne correspondance entre les résultats mesurés et simulés a toujours été obtenue. La figure 3.13 en illustre un exemple. Il s'agit d'un filtre centré à 27.6 GHz et possédant une bande passante de 0.7 GHz. Les pertes d'insertion sont égales à 1.8 dB au centre de la bande, et le coefficient de réflexion est inférieur à -20 dB. Les simulations ne tiennent pas compte des pertes par conduction, ce qui explique la différence entre les résultats mesurés et les résultats simulés.

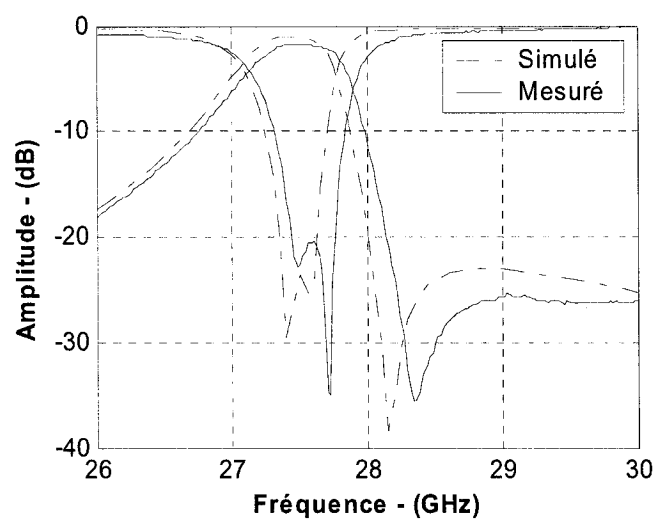


Figure 3.13 : Résultats simulés et mesurés d'un filtre bimode d'ordre deux

CHAPITRE 4

CONCEPTION D'ANTENNES EN GIS

Ce chapitre aborde la conception de deux types d'antennes réalisées en GIS : les antennes à fentes et les antennes à ondes de fuite. Les antennes à fentes furent l'une des premières composantes à tirer profit des avantages que procure le GIS (Hirokawa et Ando 1998), car elles s'intègrent facilement au guide d'ondes. En effet, il suffit de graver des fentes sur le dessus d'un GIS pour obtenir une antenne. Nous traiterons de cette topologie dans la prochaine section.

Au premier chapitre, nous avons discuté de la propension du GIS à présenter des pertes par fuite lorsque la longueur de la période est supérieure à deux fois le diamètre des cylindres. Lorsqu'elles sont contrôlées, ces pertes peuvent créer des antennes à ondes de fuite. Nous examinerons cette possibilité et nous en exposerons les limites dans la deuxième section de ce chapitre.

4.1 Antennes à fentes

Il existe une vaste littérature concernant les antennes à fentes réalisées en guide d'ondes rectangulaire. Les travaux de R.S. Elliot font référence dans ce domaine (Elliott et Kurtz 1978, Elliott 1983, Elliott et O'loughlin 1986). Dans ces articles, les fentes sont représentées par une admittance, comme l'illustre la figure 4.1a. Cependant, lorsque

l'épaisseur du guide est réduite, le comportement des fentes change, et elles doivent alors être représentées par un circuit en T.

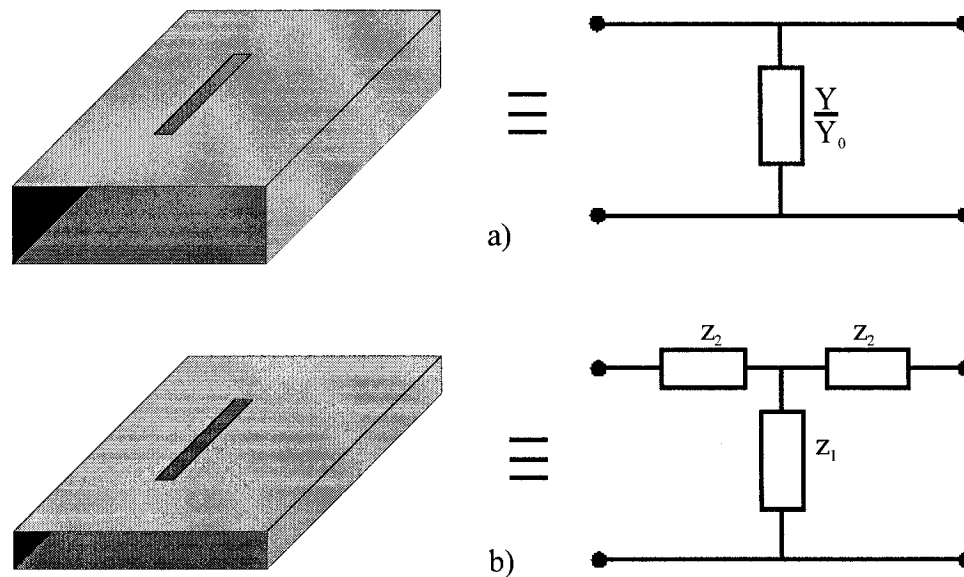


Figure 4.1 : a) Modèle équivalent d'une fente dans un guide rectangulaire conventionnel, b) modèle équivalent d'une fente dans un guide rectangulaire d'épaisseur réduite

La technique développée par Elliot n'est donc pas applicable à notre problème, puisque la hauteur du GIS est généralement inférieure à la moitié de sa largeur. Hirokawa et Ando (1998) ont utilisé la méthode des moments pour solutionner ce problème. Bien que l'équipe dirigée par Ando ait publié plus de 100 articles sur la conception d'antennes à fentes, nous n'en n'avons trouvé aucun décrivant, de façon systématique, la méthode employée. De plus, la méthode des moments exige une programmation complexe et néglige certains aspects importants tels que le couplage des modes d'ordre supérieur. Nous avons donc choisi d'utiliser une méthode à ondes complètes.

Afin de simplifier la conception de cette antenne, nous avons remplacé le GIS par son guide rectangulaire équivalent. La distance entre les fentes est fixée à une demi-longueur d'onde guidée dans le GIS. La longueur et le décalage des fentes sont ensuite optimisés dans le but d'obtenir les caractéristiques désirées. Cette façon de procéder procure plusieurs avantages :

- Le temps de programmation est nul. Il suffit d'avoir à sa disposition un simulateur électromagnétique tridimensionnel.
- La conception d'antennes uniformément distribuées comprenant peu d'éléments est simple et rapide. Dans cette situation, seulement deux variables, la longueur et le décalage de la fente, sont optimisées, et ce, peu importe le nombre de fentes.
- La distribution du champ sur la fente n'est pas approximée par une fonction cosinusoidale.
- Le couplage des modes d'ordre supérieur et le couplage mutuel des fentes sont complètement pris en compte dans la conception.
- Le réseau d'alimentation peut être inclus dans les simulations. Il est ainsi plus facile de minimiser le coefficient de réflexion.

Cette méthode permet de concevoir des antennes à fentes rapidement et rigoureusement. En considérant tous les effets parasites, nous obtenons un coefficient de réflexion inférieur à -20 dB pour l'antenne complète, comparativement à -10 dB lorsque nous ne tenons pas compte des éléments parasites. En revanche, cette technique comporte aussi des désavantages :

- La conception de réseaux composés de beaucoup d'éléments est impossible. Le temps de simulation requis serait prohibitif.
- La synthèse de réseaux, faite dans le but de façonner le faisceau, est impossible puisque la méthode ne permet pas d'obtenir la tension d'excitation de chaque élément.
- Le façonnage du faisceau par optimisation est également impossible, car le nombre de variables est trop élevé.

En conclusion, la méthode à ondes complètes ne permet que de concevoir des réseaux alimentés uniformément à peu d'éléments. Par contre, la conception d'un large réseau ainsi que le façonnement du faisceau sont impossibles.

Nous avons utilisé le logiciel *HFSS* de *Ansoft* pour optimiser nos antennes. La figure 4.2 illustre la topologie de la première antenne optimisée. Il s'agit d'un réseau linéaire de quatre éléments. Les dimensions finales de la structure sont : $l_f = 4.14$ mm et $o_f = 0.25$ mm. Cette antenne a été optimisée pour couvrir la bande comprise entre 27.5 et 28.2 GHz. Les coefficients de réflexion simulés et mesurés sont donnés à la figure 4.3. Il est possible d'y voir que les résultats simulés sont légèrement décalés par rapport aux résultats mesurés. Cette différence provient de la valeur de la permittivité à 30 GHz, qui n'est pas égale aux spécifications données à 10 GHz. Les patrons de radiation dans le plan E et dans le plan H sont donnés respectivement aux figures 4.4 et 4.5. La largeur du

faisceau à demi-puissance est égale à 140 degrés dans le plan E et à 25 degrés dans le plan H. Le gain mesuré est supérieur à 12.0 dB.

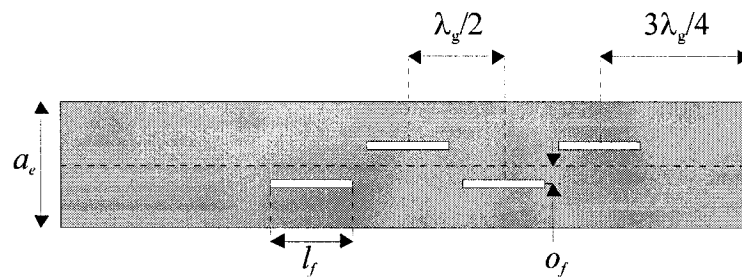


Figure 4.2 : Topologie d'une antenne à fentes composée de quatre éléments en lignes

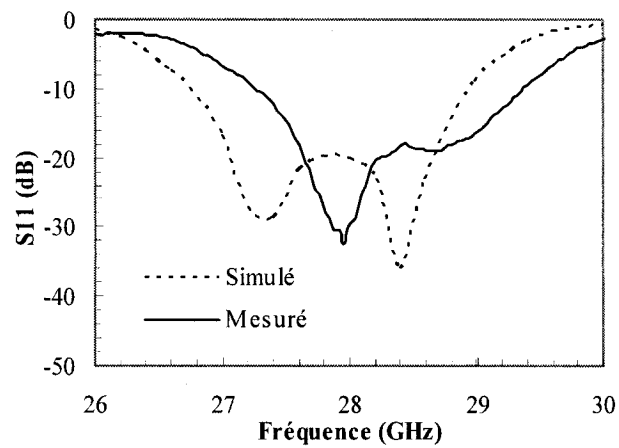


Figure 4.3 : Coefficient de réflexion de l'antenne à fentes à quatre éléments

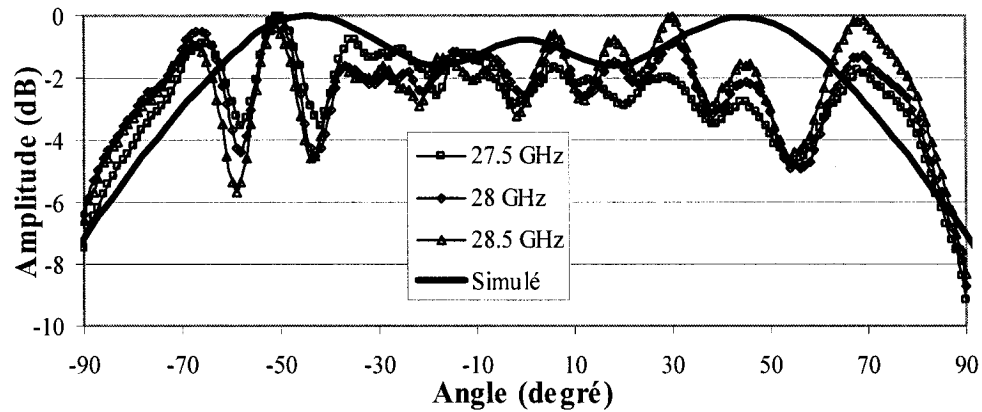


Figure 4.4 : Patron de radiation dans le plan E de l'antenne à fentes à quatre éléments

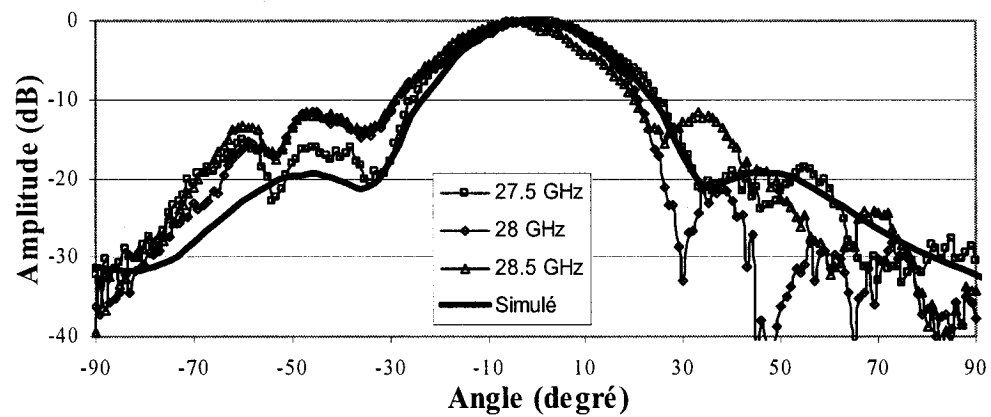


Figure 4.5: Patron de radiation dans le plan H de l'antenne à fentes à quatre éléments

4.2 Antenne à ondes de fuite

4.2.1 Méthode de conception

Lorsque la longueur de la période est supérieure à deux fois le diamètre des cylindres, les pertes par fuite deviennent dominantes. Toutefois, si le GIS est placé près du bord du

substrat, ces pertes peuvent servir à créer une antenne à ondes de fuite, comme l'illustre la figure 4.6.

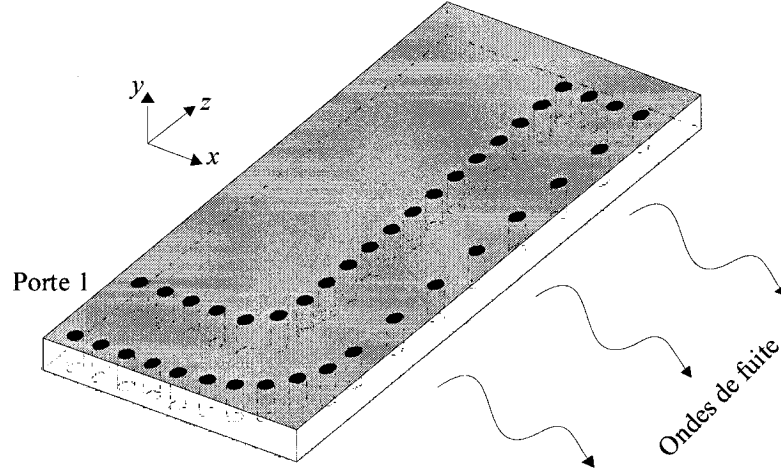


Figure 4.6 : Topologie de l'antenne à ondes de fuite

La figure 4.7 montre une vue de dessus de la structure et précise la notation utilisée. Dans ce guide, le mode dominant possède une constante de propagation complexe identifiée par k_z . Du point de vue transversal, la constante de propagation est identifiée par k_x . Ces deux constantes sont reliées entre elles par l'équation suivante :

$$k_0^2 = k_x^2 + k_z^2, \quad (4.1)$$

où $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}$. Le mode TE_{10} , supporté dans le GIS, peut être décomposé en une superposition de deux modes TEM se propageant à un angle φ par rapport à la normale. À l'interface diélectrique-air, l'angle de l'onde réfractée respecte la loi de Snell-Descartes :

$$\sqrt{\varepsilon_r} \sin \varphi = \sin \varphi'. \quad (4.2)$$

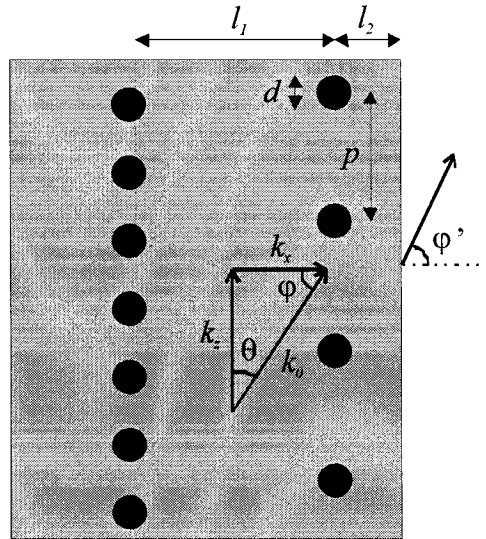


Figure 4.7 : Vue du dessus de l'antenne à ondes de fuite

La technique de résonance transversale est préconisée pour analyser ce type d'antenne (Goldstone et Oliner 1959). Dans cette méthode, les discontinuités sont représentées par des circuits équivalents discrets et les guides d'ondes, par des lignes de transmission. La figure 4.8 illustre le circuit équivalent transversal de la structure montrée à la figure 4.7. En partant de la gauche, le court-circuit représente la première rangée de cylindres métalliques dont la période est suffisamment petite pour négliger les pertes par fuites. Ensuite, la ligne de transmission de longueur l_1 , définie par l'impédance Z_1 et la constante de propagation k_x , reproduit l'effet de la distance entre les deux rangées de cylindres. Un peu plus à droite, la deuxième rangée de cylindres est représentée par un circuit en T composé de deux capacités en séries et d'une inductance en parallèle. La ligne de transmission de longueur l_2 , elle aussi définie par l'impédance Z_1 et la constante de propagation k_x , correspond à la distance entre la deuxième rangée de cylindres et le bord

du substrat. Finalement, le modèle équivalent de la discontinuité diélectrique-air est composé d'une capacité et d'une résistance placées en parallèle.

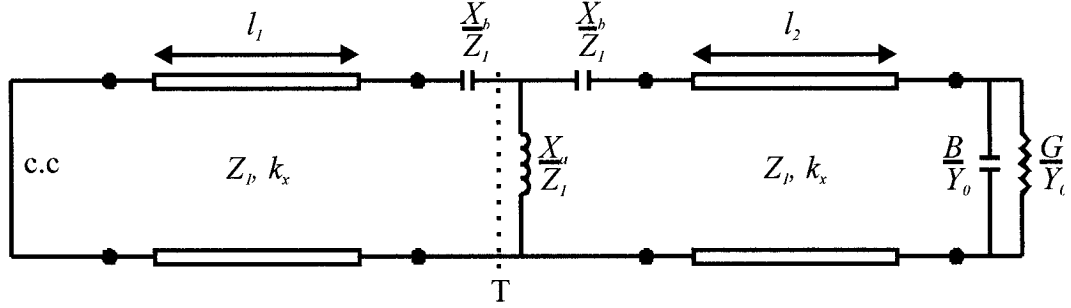


Figure 4.8 : Circuit équivalent transversal de l'antenne à ondes de fuite

Nous devons maintenant trouver la valeur de chaque élément contenu dans le circuit équivalent. La discontinuité composée de deux plaques parallèles rayonnant dans l'espace a déjà été analysée par Marcuvitz (1951). Les valeurs du circuit équivalent sont

$$\frac{G}{Y_0} = \frac{\sinh \pi x}{\cosh \pi x + \cos \alpha}, \quad (4.3a)$$

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{\sinh \alpha}{\cosh \pi x + \cos \alpha}, \quad (4.3b)$$

avec

$$\alpha = 2x \ln \frac{2e}{\gamma x} - 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left[\sin^{-1} \left(\frac{x}{n} \right) - \frac{x}{n} \right], \quad (4.4a)$$

$$x = \frac{bk_0 \cos \varphi'}{2\pi}, \quad (4.4b)$$

où $\gamma = 1.781$. Toutefois, ces équations ne tiennent pas compte du substrat diélectrique inséré entre les plaques parallèles. Pour inclure son effet, il faut renormaliser les équations (4.3). L'impédance d'une onde se propageant dans un diélectrique est donnée par :

$$Z_1 = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r} \cos \varphi}, \quad (4.5)$$

avec $\eta = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$. Quant à l'impédance d'une l'onde se propageant dans l'air, elle est calculée avec

$$Z_0 = \frac{\eta}{\cos \varphi'}. \quad (4.6)$$

En divisant (4.6) par (4.5), nous obtenons le facteur

$$\frac{Z_0}{Z_1} = \frac{\sqrt{\epsilon_r} \cos \varphi}{\cos \varphi'}. \quad (4.7)$$

L'impédance d'entrée des plaques parallèles rayonnant dans l'espace est finalement égale à

$$\frac{Z_f}{Z_1} = \frac{1}{\frac{G}{Y_0} + j \frac{B}{Y_0}} \times \frac{Z_0}{Z_1}. \quad (4.8)$$

Le circuit équivalent d'une rangée de cylindres inductifs a aussi été développé par Marcuvitz (1951) :

$$\frac{X_a}{Z_1} = \frac{pk_0 \cos \varphi}{2\pi} \left\{ \ln \frac{p}{\pi d} + \frac{1}{2} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{m=\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{m^2 + \frac{mpk_0 \sin \varphi}{\pi} - \left(\frac{pk_0 \cos \varphi}{2\pi} \right)^2}} - \frac{1}{|m|} \right] \right\}, \quad (4.9a)$$

$$\frac{X_b}{Z_1} = \frac{ak_0 \cos \varphi}{2\pi} \left(\frac{\pi d}{p} \right)^2. \quad (4.9b)$$

La valeur de tous les éléments du circuit équivalent est maintenant connue en fonction de k_x . Nous pouvons donc appliquer la méthode de résonance transversale pour trouver la valeur de la constante de propagation transversale. Cette méthode est basée sur le principe voulant que la somme des impédances vues de chaque côté d'un plan de référence est égale à zéro :

$$\bar{Z} + \bar{Z} = \bar{Z}(k_x) = 0. \quad (4.10)$$

Au plan T nous obtenons :

$$F(k_x) = \left(\tanh(k_x l_1) - j \frac{X_b}{Z_1} \right) + \frac{1}{\frac{1}{j \frac{X_a}{Z_1}} + \frac{1}{\frac{Z_f}{Z_1} + \tanh(k_x l_2)} - j \frac{X_b}{Z_1}} = 0. \quad (4.11)$$

L'équation (4.11) peut être réécrite sous la forme d'un problème de minimisation. La constante de propagation transversale est alors donnée par

$$k_x = \min_{\bar{k}_x} \left| F(\bar{k}_x) \right|. \quad (4.12)$$

Lorsque la valeur de k_x est connue, la constante de propagation peut être calculée à l'aide de l'équation 4.1. Le guide à ondes de fuite est alors complètement caractérisé, et le patron

de radiation peut être calculé. Si nous tournons le référentiel afin que l'axe des z soit perpendiculaire à l'interface diélectrique-air, le champ électrique dans l'ouverture s'écrit de la manière suivante :

$$E_y = e^{-(\alpha+j\beta)x} . \quad (4.13)$$

Ce champ est orienté en y et il ne possède aucune composante en x . En utilisant la théorie présentée par Stuzman et Thiele (1998 p.281), nous avons

$$P_x = 0 , \quad (4.14a)$$

$$P_y = \int_{-\frac{L_y}{2}}^{\frac{L_y}{2}} \int_{-\frac{L_x}{2}}^{\frac{L_x}{2}} E_y e^{jk_0xu} e^{jk_0yv} dx dy , \quad (4.14b)$$

avec

$$u = \sin \theta \cos \phi , \quad (4.15a)$$

$$v = \sin \theta \sin \phi . \quad (4.15b)$$

Si nous effectuons l'intégral dans l'équation (4.14b) de la façon suivante :

$$P_y = \int_{-\frac{L_y}{2}}^{\frac{L_y}{2}} e^{jk_0yv} dy \int_{-\frac{L_x}{2}}^{\frac{L_x}{2}} e^{-(\alpha+j\beta)x} e^{jk_0xu} dx , \quad (4.16)$$

nous obtenons

$$P_y = L_x L_y \frac{\sinh(\gamma \frac{L_x}{2}) \sin(k_0 v \frac{L_x}{2})}{\gamma \frac{L_x}{2} k_0 v \frac{L_x}{2}} , \quad (4.17)$$

avec

$$\gamma = \alpha + j(\beta - k_0 u). \quad (4.18)$$

Nous avons alors les champs normalisés suivant :

$$E_\theta = \frac{\sinh(\gamma \frac{L_x}{2}) \sin(k_0 v \frac{L_x}{2})}{\gamma \frac{L_x}{2} k_0 v \frac{L_x}{2}} \sin \phi, \quad (4.19a)$$

$$E_\phi = \frac{\sinh(\gamma \frac{L_x}{2}) \sin(k_0 v \frac{L_x}{2})}{\gamma \frac{L_x}{2} k_0 v \frac{L_x}{2}} \cos \theta \cos \phi. \quad (4.19b)$$

Afin de valider la méthode, nous avons calculé les paramètres d'une antenne avec $\varepsilon_r = 1$ et $a = 2b$, soit un guide rectangulaire conventionnel. Les dimensions de la structure sont notées dans le tableau 4.1. La constante de propagation calculée est égale à $k_z = 17.6 + j453.2$. La comparaison entre le calcul et la simulation du champ électrique est illustrée à la figure 4.9.

Tableau 4.1 : Dimensions de l'antenne à ondes de fuite

Dimensions	Valeurs
p	4.0 mm
d	0.5 mm
b	3.5 mm
l_1	7.5 mm
l_2	1.5 mm

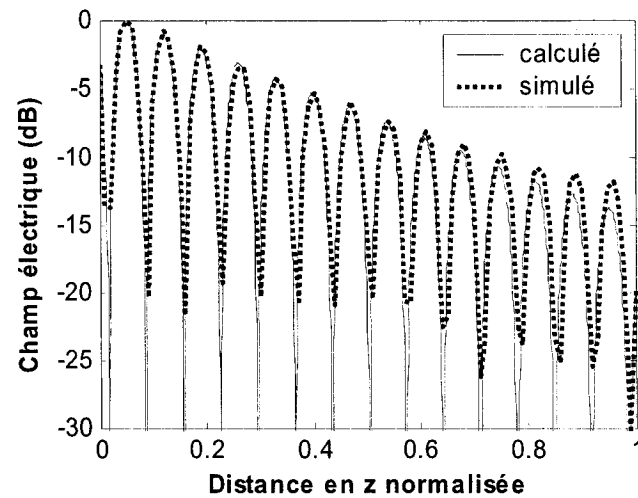


Figure 4.9 : Distribution du champ électrique le long du GIS à ondes de fuite

La faible différence entre le calcul et la simulation du patron de radiation peut être appréciée à la figure 4.10. L'onde réfléchie au bout de l'antenne a été prise en compte dans le calcul du patron. Grâce au très bon accord entre les deux courbes, nous pouvons valider la technique de calcul proposée. La valeur théorique permet donc de prédire avec suffisamment de précision le comportement de l'antenne.

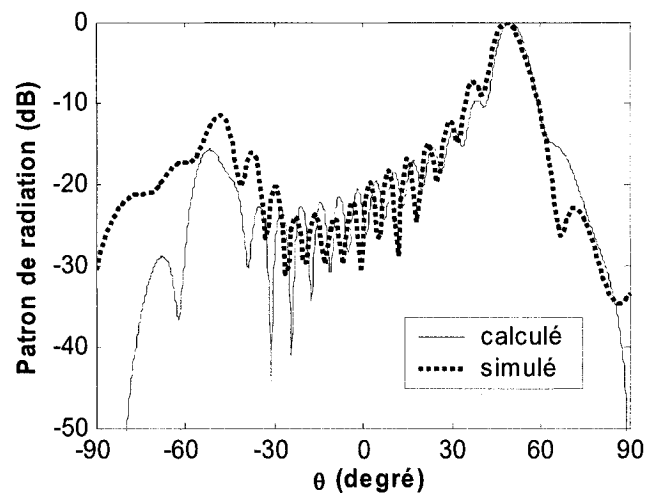


Figure 4.10 : Patron de radiation de l'antenne à ondes de fuite

4.2.2 Considérations de conception

D'après la loi de Snell-Descartes, nous savons qu'il existe un angle d'incidence permettant d'obtenir une réflexion totale interne. Comme cette situation doit être évitée, nous déduisons de l'équation (4.2) que

$$\sin \varphi < \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (4.20)$$

L'angle d'incidence est relié aux constantes de propagation avec

$$\sin \varphi = \frac{k_z}{k_0}. \quad (4.21)$$

En décomposant les constantes de propagation, nous avons

$$\sin \varphi = \frac{\sqrt{\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r - \left(\frac{\pi}{a_e}\right)^2}}{\omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}}, \quad (4.22)$$

où a_e est la largeur du guide. Cette largeur peut être exprimée en fonction de la fréquence de coupure (f_c) :

$$a_e = \frac{\lambda_c}{2} = \frac{1}{2\pi f_c \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}}. \quad (4.23)$$

Si l'équation (4.23) est insérée dans l'équation (4.22), l'angle d'incidence s'exprime sous la forme

$$\sin \varphi = \frac{\sqrt{\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 - 1}}{\frac{f}{f_c}}. \quad (4.24)$$

En combinant les équations (4.20) et (4.24), nous obtenons la condition

$$\varepsilon_r < \frac{\left(\frac{f}{f_c}\right)^2}{\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 - 1}. \quad (4.25)$$

Cette équation nous donne la valeur de la permittivité maximale en fonction de la fréquence de conception. La figure 4.11 illustre cette limite.

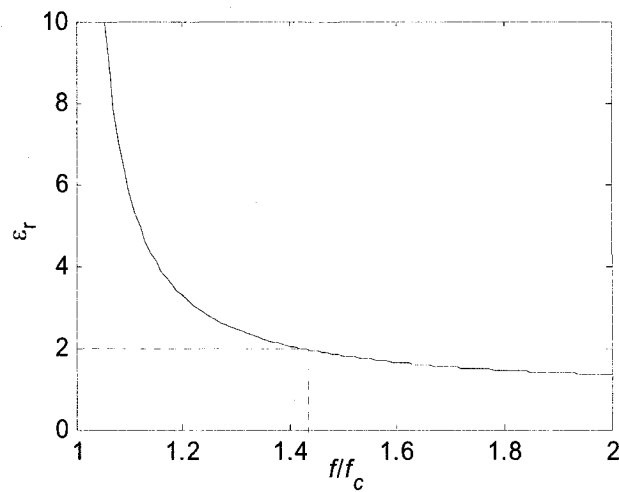


Figure 4.11 : Permittivité maximale permise pour la conception d'antennes à ondes de fuite en GIS

Tous les substrats commerciaux disponibles sur le marché et appropriés au GIS ont une permittivité supérieure à 2. À partir de l'équation (4.25) nous obtenons :

$$\frac{f}{f_c} < \sqrt{2}. \quad (4.26)$$

Cette valeur maximale est illustrée par la ligne pointillée sur la figure 4.11. La propagation dans le diélectrique est reliée à la propagation dans l'air par

$$k_0 = k'_0. \quad (4.27)$$

En combinant les équations (4.2), (4.21) et (4.27), nous obtenons l'équation bien connue

$$\frac{k_z}{k'_0} = \sin \varphi'. \quad (4.28)$$

Grâce à cette dernière, nous pouvons prédire l'angle du faisceau principal à partir de la constante de propagation dans le GIS. Nous pouvons aussi affirmer que cette même constante de propagation doit toujours être inférieure à celle dans l'air. Si cette condition n'est pas respectée, la largeur du faisceau principal augmentera et la directivité sera significativement réduite. Ce problème est illustré à la figure 4.12. Nous y voyons que la directivité de l'antenne est bonne tant que $k_z < k'_0$. Par contre, lorsque $k_z > k'_0$, le faisceau semble s'écraser et l'antenne ne présente pratiquement pas de directivité.

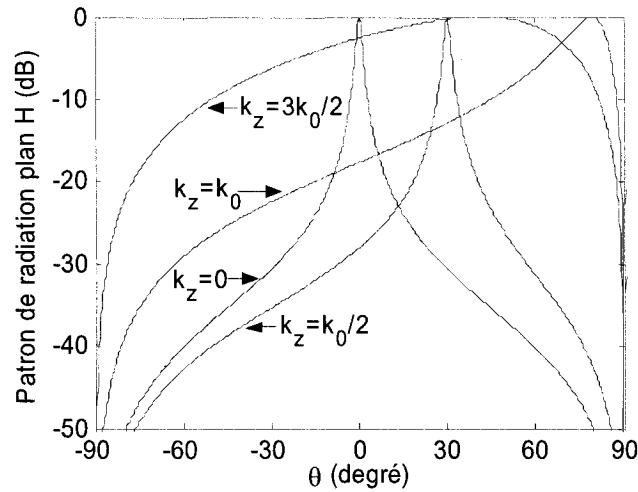


Figure 4.12 : Patron de radiation dans le plan H pour quatre valeurs de k_z

L'antenne à ondes de fuite est limitée par différentes caractéristiques. Plus précisément, le choix du substrat est restreint parce que la permittivité doit être inférieure à une valeur qui

est fonction de la fréquence de conception normalisée. Cette contrainte provient de l'angle d'incidence qui ne doit pas provoquer une réflexion totale interne. Les substrats commerciaux disponibles sur le marché ne permettent pas la conception d'antennes à ondes de fuite à une fréquence supérieure à $1.4f_c$. Si cette limite est dépassée, deux problèmes se dessinent. Premièrement, la constante d'atténuation décroît significativement. Pour contrebalancer cette diminution, la longueur de l'antenne doit alors être largement augmentée ce qui en réduit l'efficacité. Deuxièmement, le patron de radiation perd toute sa directivité et le gain de l'antenne est fortement réduit.

CHAPITRE 5

CIRCUITS PASSIFS COMPLÉMENTAIRES EN GIS

Dans ce chapitre, nous présenterons les résultats que nous avons obtenus pour une vaste gamme de circuits passifs mis au point tout au long de nos travaux. Nous discuterons premièrement de la réalisation de circuits passifs simples. Nous traiterons ensuite de la conception de coupleurs en GIS, puis nous exposerons une technique permettant d'élargir la bande passante du GIS. Finalement, nous présenterons les résultats que nous avons obtenus en collaboration avec d'autres chercheurs.

5.1 Discontinuités simples

Au fil de nos recherches, nous avons étudié et mesuré plusieurs discontinuités simples. Cet exercice avait deux buts distincts. Dans un premier temps, nous voulions valider l'outil de simulation utilisé, soit *HFSS* de *Ansoft*. Nous désirions aussi confirmer une observation, faite à la section 1.3.4, que nous aborderons plus en profondeur dans les prochains paragraphes. Les résultats que nous avons obtenus furent présentés à la conférence européenne des micro-ondes (Deslandes et Wu 2002).

Le GIS supporte la propagation des modes TE_{m0} seulement. Les autres modes risquent de présenter des pertes par fuite élevées, car le guide n'admet pas les courants longitudinaux sur les murs latéraux. En théorie, ces modes d'ordre supérieur ne sont pas excités dans les structures qui ne possèdent que des discontinuités dans le plan H. Cependant, les procédés

de fabrication ne sont pas parfaits et des défauts, telles que celles illustrées à la figure 5.1, peuvent apparaître sur les circuits construits.

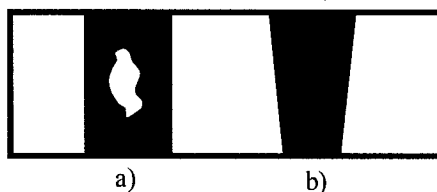


Figure 5.1 : Défauts pouvant introduire des modes d'ordre supérieur :
a) métallisation incomplète, b) cylindre conique

Ces discontinuités risquent d'exciter les modes TE_{mn} et TM_{mn} et, conséquemment, d'augmenter les pertes par fuite. Nous avons donc mesuré différentes discontinuités dans le but d'en comparer les pertes. Les quatre circuits mesurés sont illustrés à la figure 5.2. Ces circuits furent construits sur un substrat d'une épaisseur de 0.508 mm avec $\epsilon_r = 2.2$.

Les dimensions du GIS sont : $p = 1.524$ mm, $d = 0.762$ mm et $a_e = 5.08$ mm.

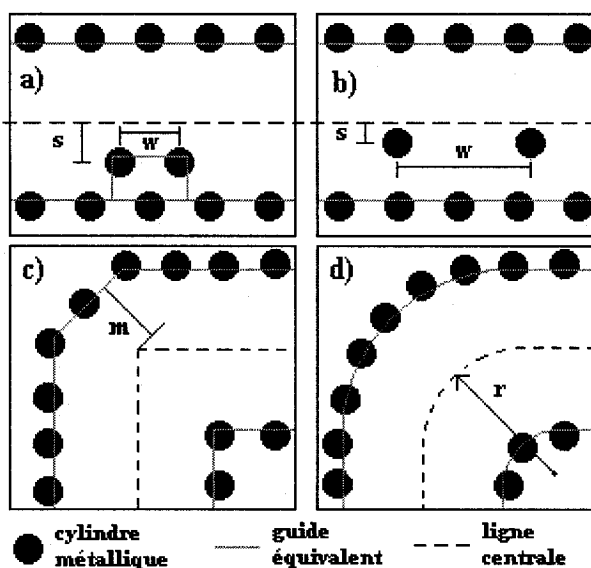


Figure 5.2 : Discontinuités simples mesurées : a) saut dans le plan H, b) résonateur, c) coude en biseau et d) coude rond

5.1.1 Saut dans le plan H

Le saut dans le plan H est utile dans la conception de filtres, de réseaux d'alimentation d'antennes ou de circuits d'adaptation. Le saut est réalisé par l'ajout d'un ou de plusieurs cylindres métalliques placés à proximité d'un des murs latéraux du guide. Si nous utilisons le modèle équivalent en guide rectangulaire pour le GIS, seuls les cylindres placés dans le GIS demandent à être simulés. Ces cylindres peuvent aussi être remplacés par un saut équivalent, comme l'illustre la figure 5.2a. Les dimensions du saut mesuré sont $s = 1.19$ mm et $w = 1.52$ mm. Les résultats simulés et mesurés sont présentés à la figure 5.3. La simulation n'inclut pas les pertes par conduction. La correspondance entre les deux courbes est bonne sur toute la bande du guide.

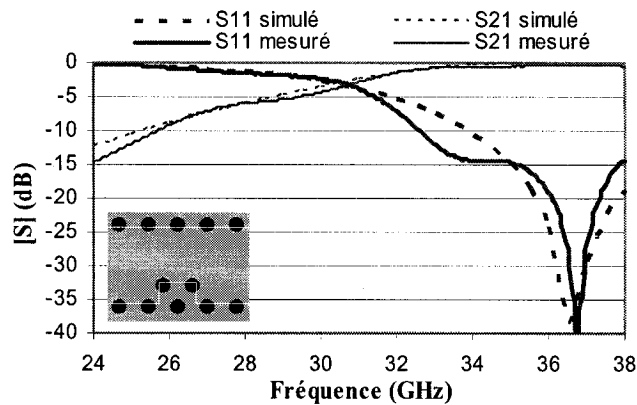


Figure 5.3 : Résultats simulés et mesurés du saut dans le plan H

5.1.2 Résonateur

Les résonateurs sont les blocs de base utilisés dans la conception de filtres. Un résonateur composé de deux cylindres métalliques espacés d'une demi-longueur d'onde a été simulé puis mesuré. La structure est illustrée à la figure 5.2b. À l'exemple du saut dans le plan H, seuls les deux cylindres délimitant le résonateur doivent être simulés. Avec cette structure, nous pouvons quantifier la précision du procédé de fabrication en comparant la valeur de la fréquence de résonance simulée avec la valeur mesurée. Les dimensions du résonateur sont : $s = 0.51\text{mm}$ et $w = 4.27\text{mm}$. Les résultats simulés et mesurés sont présentés à la figure 5.4. La différence entre les deux fréquences de résonance est de 0.3 %.

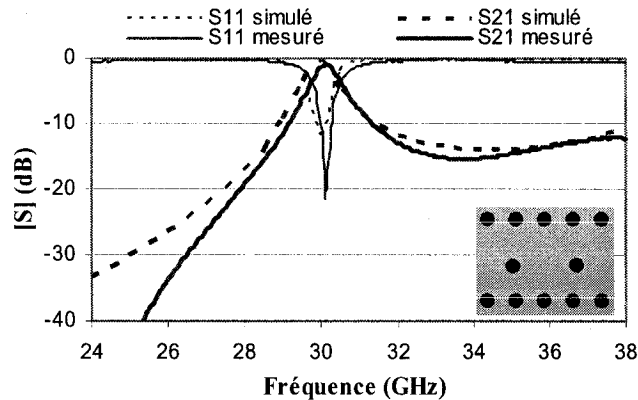


Figure 5.4 : Résultats simulés et mesurés du résonateur

5.1.3 Coude en biseau

Les coudes permettent d'assembler des structures en GIS complexes. La topologie est illustrée à la figure 5.2c où la dimension de la mitre est : $m = 2.17\text{ mm}$. Les résultats que

nous avons obtenus sont présentés à la figure 5.5. On peut y observer que la concordance est bonne sur toute la bande du guide. Toutefois, cette structure ne présente pas une adaptation suffisante pour cascader des circuits. Un coude rond est plus approprié dans l'assemblage des circuits complexes.

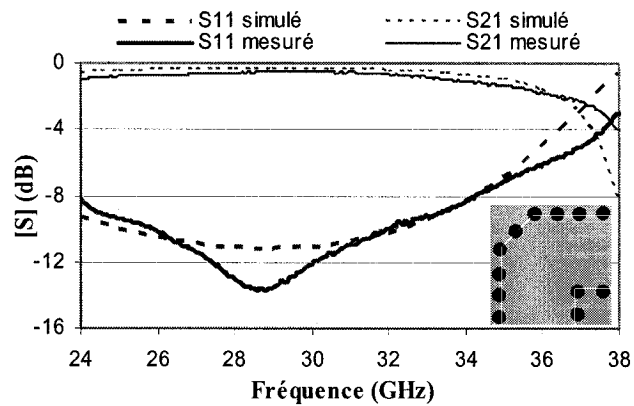


Figure 5.5 : Résultats simulés et mesurés du coude en biseau

5.1.4 Coude rond

Le coude rond est illustré à la figure 5.2d. La figure 5.6 présente les résultats simulés et mesurés d'un coude ayant un rayon de courbure égal à $r = 5.96$ mm. La différence entre le coefficient de réflexion simulé et celui mesuré provient des transitions microrubans qui ne sont adaptées qu'à -20 dB.

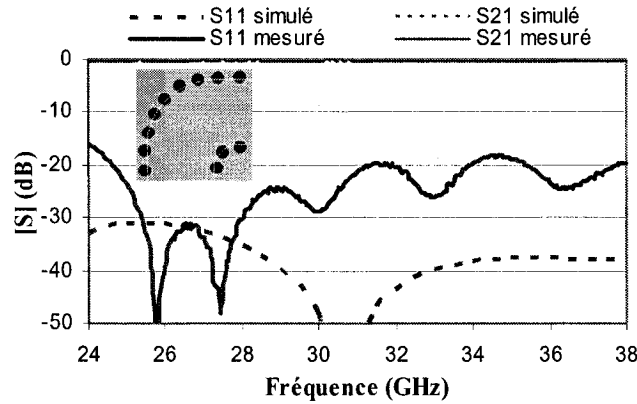


Figure 5.6 : Résultats simulés et mesurés du coude rond

5.1.5 Analyse des pertes

La modélisation du GIS par un guide rectangulaire n'est valide que si les pertes par fuite sont négligeables. Ces pertes, pour le mode TE_{10} , ont été évaluées à la section 1.2.3. Cependant, des erreurs de construction peuvent générer des modes d'ordre supérieur et créer des pertes supplémentaires. L'équation suivante nous a permis d'évaluer les pertes totales des circuits que nous venons de présenter :

$$Pertes = 20 \log \left(\sqrt{|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2} \right). \quad (5.1)$$

Cette équation donne les pertes totales des circuits, y compris les pertes diélectriques, les pertes par conduction et les pertes par rayonnement. Les résultats obtenus pour chaque circuit sont comparés à la figure 5.7. Étant donné que tous les circuits ont la même longueur, une valeur minimale théorique a aussi été calculée. Cette valeur est égale à la

somme de toutes les pertes d'un GIS sans discontinuité excité à l'aide de deux transitions microrubans. À la figure 5.7, nous voyons que les pertes mesurées sont d'environ 0.2 dB supérieures à celles que nous avons calculées. Plusieurs sources d'erreurs expliquent cette différence. Premièrement, l'épaisseur finie des plaques et des cylindres métalliques du GIS n'a pas été prise en compte dans le calcul théorique. Deuxièmement, la valeur de $\tan \delta$ pour le diélectrique n'est disponible qu'à 10 GHz. Habituellement, la valeur des pertes diélectriques augmente avec la fréquence et il est possible d'avoir des variations supérieures à 100%. Finalement, les réflexions internes des discontinuités augmentent le niveau des pertes. En considérant ces aspects et le fait que l'ensemble des structures étudiées présente des pertes de même niveau, nous concluons que les modes d'ordre supérieur ne sont pas excités à un niveau significatif. Le procédé de fabrication utilisé est donc suffisamment fiable pour négliger cet aspect.

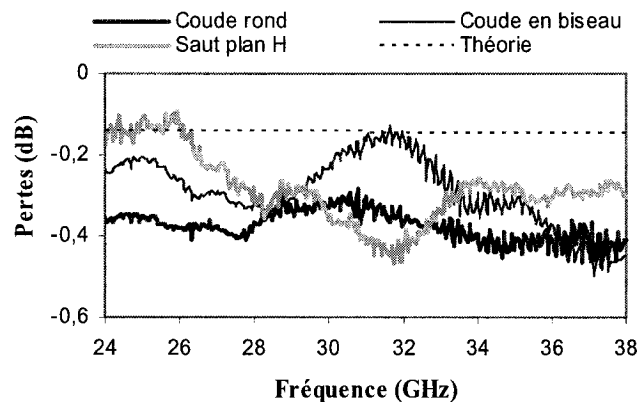


Figure 5.7 : Pertes totales des circuits identifiés à la figure 5.2

5.2 Coupleur plan H

Différentes topologies de coupleur plan H en guide rectangulaire, telles que les coupleurs à plusieurs ouvertures (Levy et Lind 1968) et les coupleurs à ouvertures continues (Riblet 1952), ont déjà été proposées. Les structures de coupleurs à plusieurs ouvertures ne sont pas transférables au GIS, car les ouvertures, habituellement rondes, doivent être très petites comparativement à la longueur d'onde. Par contre, les coupleurs à ouverture continue sont aisément transférables.

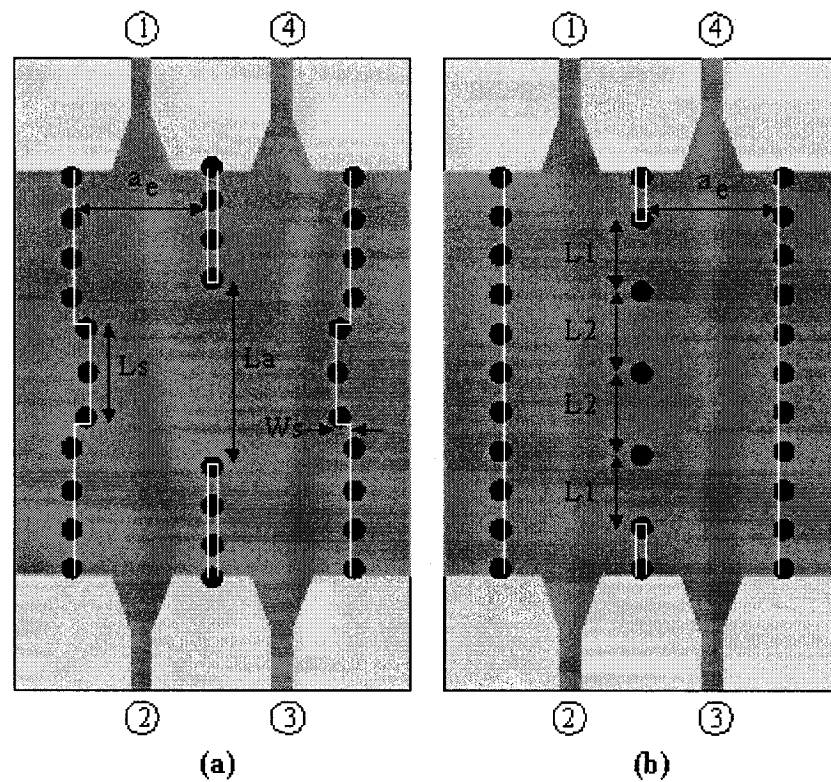


Figure 5.8 : Topologie des coupleurs directionnels en GIS : a) ouverture continue, b) ouvertures multiples

La coupleur en GIS à ouverture continue est illustrée à la figure 5.8a. Le couplage se fait par l'ouverture L_a tandis que le saut W_s , de longueur L_s , permet d'adapter les portes. Des transitions microrubans sont ajoutées pour mesurer le circuit. Les dimensions L_s , W_s et L_a sont optimisées pour obtenir le couplage désiré. Cette topologie simple permet d'obtenir des couplages variant entre -3 et -5 dB. Toutefois, elle ne permet pas de concevoir des coupleurs dont le niveau de couplage serait plus petit. Nous avons donc proposé une nouvelle topologie, illustrée à figure 5.8b, adaptée à la conception de coupleurs à faibles niveaux de couplage (Cassivi, Deslandes et Wu 2002b). Ce coupleur utilise quatre ouvertures séparées par des cylindres métalliques. Comme la structure est symétrique, seuls deux variables doivent être optimisées, $L1$ et $L2$.

Nous avons ensuite conçu et mesuré un coupleur à ouverture continue de 3 dB. La structure est optimisée afin de rencontrer deux buts : minimiser S_{11} et S_{41} ; obtenir un S_{21} et un S_{31} égaux à -3 dB. Les dimensions finales du circuit sont : $L_a = 6.828$ mm, $L_s = 3.942$ mm et $W_s = 0.559$ mm. Les résultats simulés et mesurés pour la porte d'entrée et la porte isolée sont montrés à la figure 5.9a tandis que les résultats pour la porte directe et la porte couplée sont illustrés à la figure 5.9b. Les valeurs simulées prédisent précisément le comportement du circuit construit. Le coupleur présente des pertes d'insertion de 0.5 dB. La largeur de bande du coupleur, à -3.5 ± 0.5 dB, est de 20 %, soit de 26 à 32 GHz. Dans cette bande, la puissance transférée à la porte isolée et le coefficient de réflexion sont inférieurs à -18 dB.

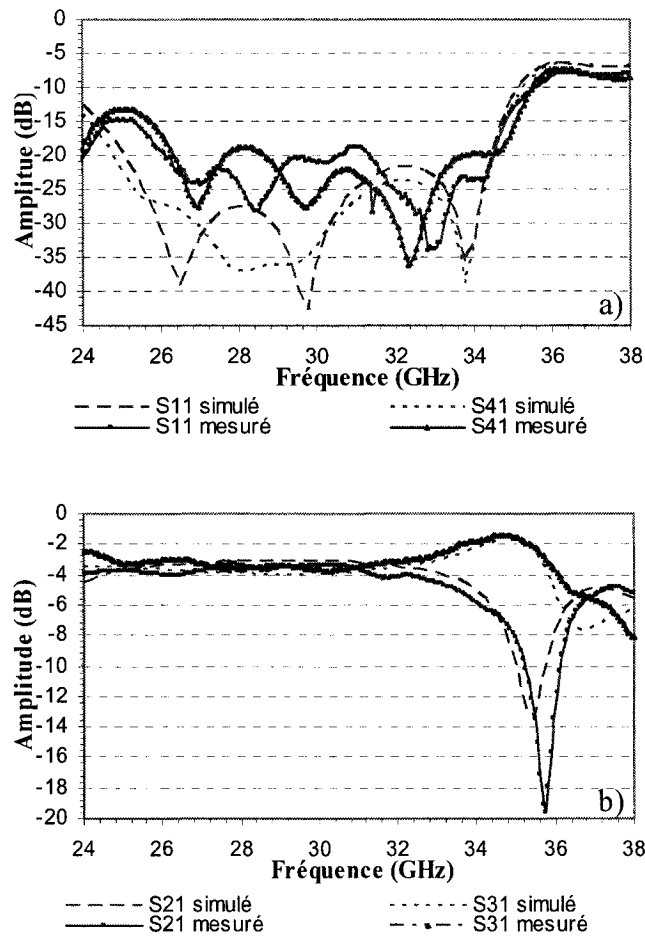


Figure 5.9 : Résultats simulés et mesurés du coupleur plan H à -3 dB : a) coefficient de réflexion et isolation (S_{11} et S_{41}), b) pertes d'insertion et couplage (S_{21} et S_{31})

Un coupleur à plusieurs ouvertures de -10 dB a aussi été optimisé et mesuré. Les dimensions finales sont : $L1 = 2.807$ mm et $L2 = 3.188$ mm. Les résultats simulés et mesurés pour la porte d'entrée et la porte isolée sont montrés à la figure 5.10a tandis que les résultats pour la porte directe et la porte couplée sont donnés à la figure 5.10b. Le coupleur présente un couplage de 9.85 ± 0.35 dB sur une bande de 13 %, soit de 28 à 32

GHz. La puissance transférée à la porte isolée et le coefficient de réflexion sont inférieurs à -18.7 dB.

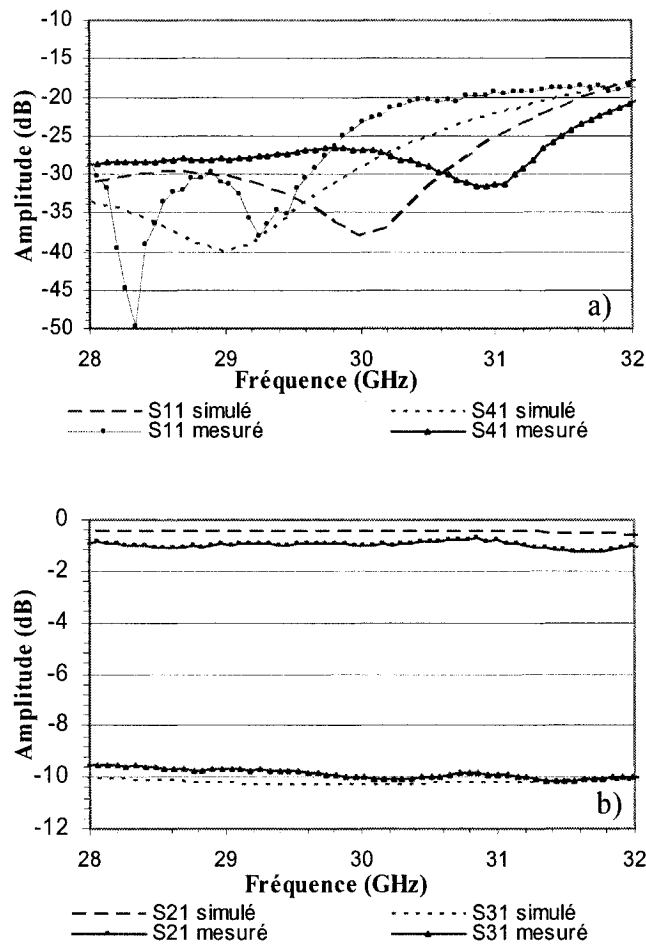


Figure 5.10 : Résultats simulés et mesurés du coupleur plan H à -10 dB : a) coefficient de réflexion et isolation (S_{11} et S_{41}), b) pertes d'insertion et couplage (S_{21} et S_{31})

5.3 Guide à Bande Intégré au Substrat

Le GIS possède une largeur de bande de 40 %. Certaines applications, comme le *Ultra Wide Band*, requièrent des largeurs de bande plus élevées. Nous avons donc proposé une

nouvelle technique permettant d'augmenter la largeur du GIS, le Guide à Bande Intégré au Substrat (GBIS) (Deslandes, Bozzi, Arcioni et Wu 2003; Bozzi, Deslandes, Arcioni, Perregrini, Wu et Conciauro 2003). Le GBIS est un dérivé du guide à bande (*slab waveguide*), reconnu pour sa large bande de fonctionnement lorsqu'il est conçu avec un diélectrique de permittivité élevée (Vartanian, Ayres et Helgesson 1958). En effet, si un guide à bande est produit avec un substrat ayant une permittivité égale à 5, sa largeur de bande est deux fois supérieure à celle du GIS.

Le guide à bande est composé d'une bande diélectrique placée au centre d'un guide rectangulaire. La structure est illustrée à la figure 5.11a. Avec un diélectrique possédant une permittivité élevée, le champ électrique du mode TE_{10} est confiné au centre de la bande diélectrique, ce qui en réduit la fréquence de coupure. Par contre, le champ du mode TE_{20} n'est pratiquement pas affecté par la bande et sa fréquence de coupure reste assez stable. De cette façon, la largeur de bande du guide est augmentée.

Cette structure peut être synthétisée dans un GIS si on ajoute des trous d'air, comme l'illustre la figure 5.11b. Ces trous permettent de définir deux régions dont la permittivité est inférieure à celle du substrat. La largeur de bande obtenue est alors fonction de la permittivité de ces deux régions et de la largeur de la bande centrale. Nous avons étudié plusieurs patrons de trous afin d'identifier celui nous permettant de synthétiser la plus basse permittivité.

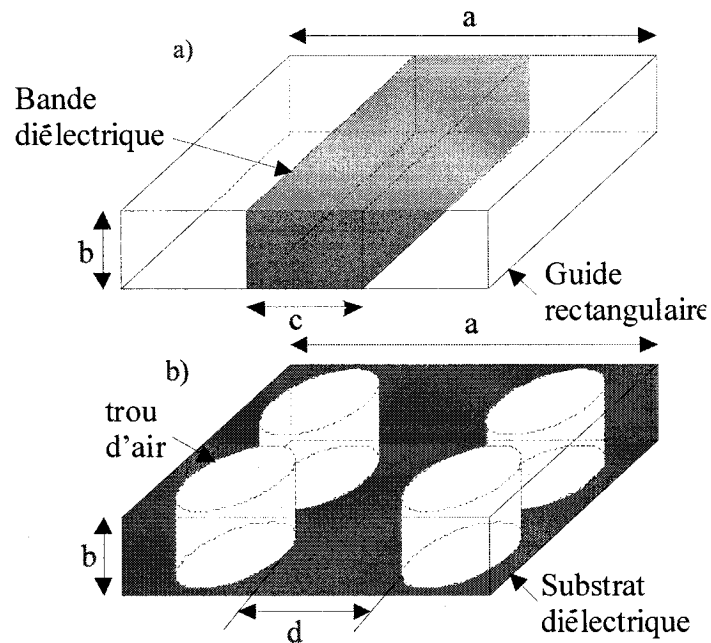


Figure 5.11 : a) Guide à bande, b) Guide à Bande Intégré au Substrat

La technique que nous avons utilisée est celle qui a été présentée à la section 1.2.2, moins la calibration numérique. Cette méthode nous permet de calculer simultanément la constante de propagation des deux premiers modes du GBIS. Pour appliquer cette technique, la longueur de la période du GIS est choisie de façon à obtenir des pertes négligeables. Les deux rangées de cylindres sont alors remplacées par deux murs électriques. Ensuite, une cellule est simulée avec plusieurs modes sur les deux portes d'excitation. Un système de valeurs propres est formé et sa solution nous fournit les constantes de propagation. Nous pouvons ensuite évaluer la forme du champ électrique à partir du vecteur propre.

Pour commencer, nous avons évalué l'effet de la présence des trous d'air sur le champ électrique. Nous avons comparé trois structures avec des trous de diamètres différents. Pour chaque circuit, nous avons gardé constante les dimensions suivantes : $a = 8.3$ mm, $b = 0.635$ mm, $d = 1.8$ mm et $\varepsilon_r = 10.2$. De plus, nous avons fixé la distance entre deux trous à $250 \mu\text{m}$ pour les trois structures. Cette valeur correspond à la limite du procédé de fabrication disponible au laboratoire Poly-GRAMES. La structure 1, illustrée dans l'encart de la figure 5.12, est formée de deux trous dont le rayon est égal à 1.5 mm. La structure 2 est composée de quatre trous de 0.6875 mm de rayon tandis que la structure 3 contient six trous dont le rayon est égal à 0.42 mm. La distribution du champ électrique pour ces trois structures est illustrée à la figure 5.12. Nous constatons que plus les trous sont gros, plus le champ est confiné. Ce comportement s'explique par le fait qu'en perçant des trous plus gros, nous enlevons plus de matériel. La permittivité de chaque côté de la bande centrale est ainsi réduite davantage.

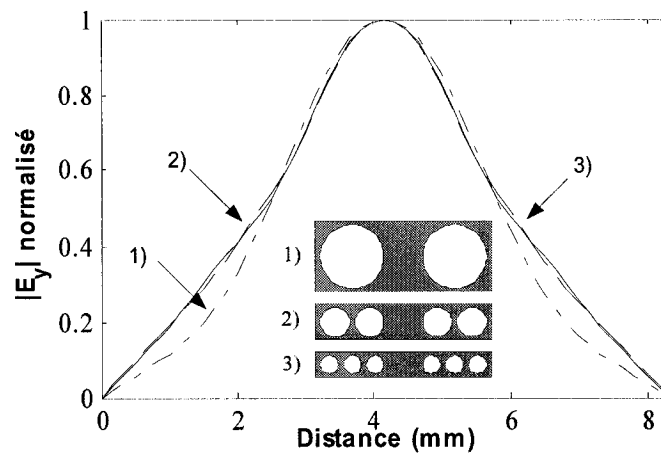


Figure 5.12 : Distribution du champ électrique dans le GBIS

Pour obtenir une plus grande largeur de bande, le ratio air/diélectrique doit donc être maximisé. Nous avons étudié la valeur de ce ratio pour les différents patrons illustrés à la figure 5.13. La distance entre deux trous adjacents est gardée constante, et ce, pour toutes les valeurs de diamètre. En comparant les résultats des circuits a et b de la figure 5.13, nous constatons que plus le diamètre des trous est grand, plus le ratio air/diélectrique est élevé. Nous avons ainsi avantage à utiliser des trous de diamètre élevé. La comparaison de la figure 5.13a avec la figure 5.13c démontre que le patron triangulaire est supérieur au patron rectangulaire du point de vue ratio air/diélectrique. Cependant, ces topologies ne sont pas adaptées à la réalité si nous respectons les contraintes imposées par le procédé de fabrication. Un patron combiné avec différents diamètres de trous est plus approprié. La figure 5.13d illustre l'avantage de cette topologie. Cette configuration permet d'obtenir un ratio air/diélectrique presque aussi élevé que celui du patron triangulaire.

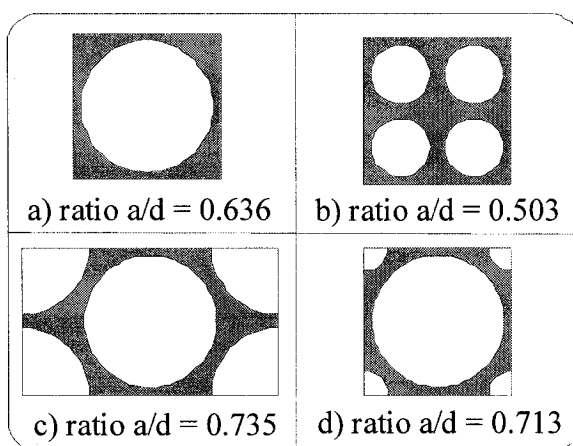


Figure 5.13 : Comparaison du ratio air/diélectrique (a/d) pour quatre patrons différents :
 a) patron rectangulaire, b) patron rectangulaire avec de petits trous, c) patron triangulaire
 et d) patron composite

Nous avons conçu un GBIS dans l'optique de couvrir les bandes X et Ku , soit de 8 à 18 GHz. Un substrat de 0.635 mm d'épaisseur avec $\varepsilon_r = 10.2$ a été utilisé. Les dimensions complètes de la structure sont illustrées à la figure 5.14. La fréquence de coupure calculée du mode TE_{10} est de 7.3 GHz et celle du mode TE_{20} , de 18.13 GHz, ce qui nous permet de couvrir les bandes X et Ku .

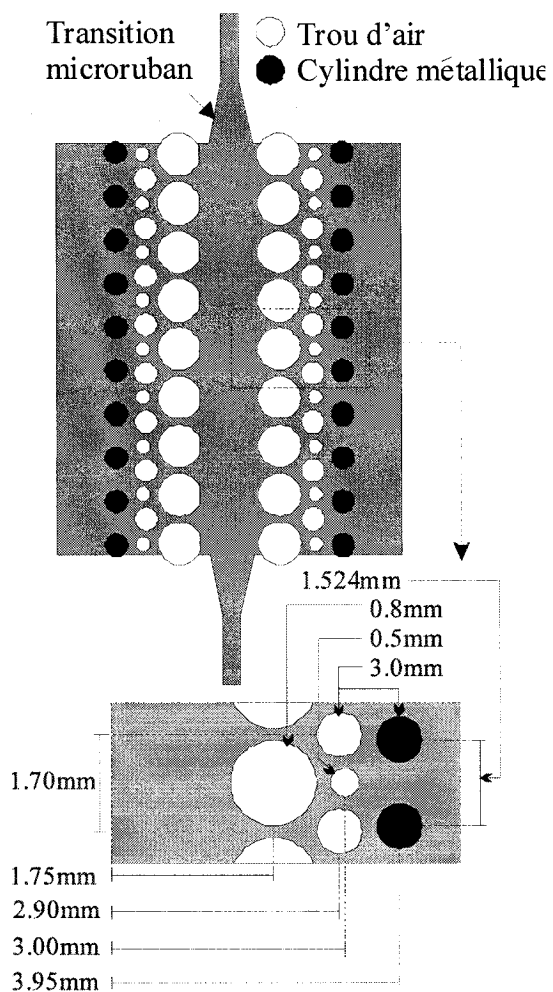


Figure 5.14 : Dimensions du GBIS conçu et mesuré

Nous avons utilisé la transition microruban présentée à la section 2.2 pour exciter la structure. Cette transition est idéale, car elle permet de couvrir une très large bande d'opération. La largeur de la ligne microruban, nécessaire pour l'obtention d'une impédance de $50\ \Omega$, est de 0.6 mm. Les dimensions de la ligne profilée permettant de couvrir toute la bande sont : longueur = 2.1 mm et largeur = 1.5 mm. Les résultats simulés et mesurés de la structure illustrée à la figure 5.14 sont donnés à la figure 5.15. Les pertes de retour sont inférieures à -15 dB entre 8 et 18 GHz. Les pertes d'insertion sur cette même bande, y compris les deux transitions et 14.4 mm de GBIS, sont inférieures à 0.75 dB.

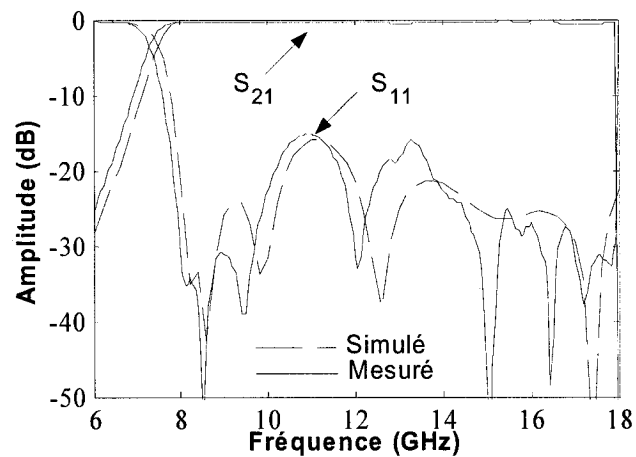


Figure 5.15 : Résultats simulés et mesuré de la structure illustrée à la figure 5.14

Nous avons extrait la constante de propagation en mesurant deux circuits de longueurs différentes et en appliquant la méthode présentée à la section 1.2.2. Les résultats mesurés sont comparés aux résultats simulés à la figure 5.16. La concordance entre ces résultats valide la technique d'analyse utilisée, quoique la constante de propagation du mode TE_{20}

n'ait pu être mesurée directement. Cependant, l'excellent accord entre nos simulations et nos mesures nous permettent de conclure que cette structure couvre la bande comprise entre 8 et 18 GHz.

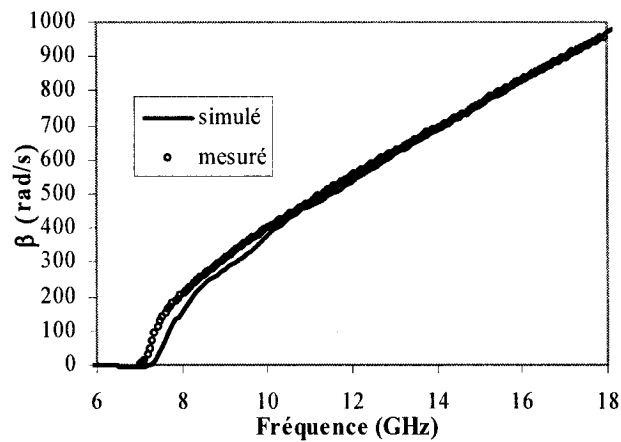


Figure 5.16 : Résultats simulés et mesurés de la constante de propagation

5.4 Circuits réalisés en collaboration

Tout au long de nos travaux, nous avons travaillé en collaboration avec d'autres chercheurs. Dans cette section, nous énumérerons brièvement les résultats issus de ces coopérations.

Nous avons présenté, à la section 5.3, le coupleur plan H. Nous avons aussi conçu un autre type de coupleur en collaboration avec Yves Cassivi, le coupleur plan E. Ce dernier nécessite un procédé de fabrication multicouche et est plus problématique à construire que le coupleur plan H. Il est toutefois plus polyvalent que le coupleur plan H et fournit une

meilleure isolation. Les résultats complets de ces travaux ont été présentés à la conférence Asie-Pacifique (Cassivi, Deslandes et Wu 2002b)

Des travaux de recherche portant sur les diviseurs de puissance en GIS ont été menés en collaboration avec Simon Germain (Germain, Deslandes et Wu 2003). Deux types de diviseur-combinateur ont été étudiés : la topologie en Y et la topologie en T. La figure 5.17 illustre ces deux géométries. En combinant ces deux structures, nous avons construit et mesuré un diviseur 1:16. Les pertes d'insertion mesurée sont inférieures à 2 dB (Germain 2005).

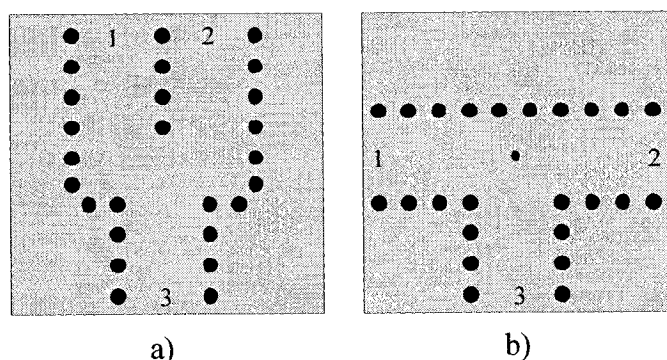


Figure 5.17 : Topologie des diviseurs-combinateurs de puissance : a) en Y et b) en T

Ce chapitre clos notre étude des circuits passifs en GIS. Nous avons présenté, au cours des chapitres deux à cinq, des méthodes de conception qui permettent de concevoir un large éventail de circuits passifs. Ceux-ci sont suffisants pour réaliser la plupart des systèmes de communication. Il ne nous reste maintenant qu'à discuter de l'intégration des circuits actifs.

CHAPITRE 6

INTÉGRATION DU SYSTÈME COMPLET

Dans ce chapitre, nous traiterons de l'intégration d'un système permettant de faire le pont entre un réseau large bande en ondes millimétriques et un réseau fibre optique. Dans un premier temps, nous aborderons l'intégration de l'étage frontal passif par la comparaison de deux configurations. Nous discuterons ensuite de l'intégration des éléments actifs tels que l'oscillateur, l'amplificateur à faible bruit, l'amplificateur de puissance et les mélangeurs. Finalement, nous proposerons un schéma complet du système final.

6.1 Étage frontal passif

La partie frontale passive permet de capter les signaux, de sélectionner la bande de fréquences désirée et de rejeter les signaux parasites. Nous avons étudié deux différentes configurations qui remplissent cette fonction : un diplexeur couplé à une antenne et des antennes jumelles rattachées à deux filtres. L'étage frontal passif doit séparer les bandes comprises entre 27.5-27.7 GHz et 28.0-28.2 GHz tout en maximisant l'isolation entre les parties émettrice et réceptrice.

6.1.1 Diplexeur couplé à une antenne

Un diplexeur est composé de deux filtres et d'une jonction à trois portes. Le substrat que nous avons sélectionné pour concevoir ce sous-système possède une épaisseur de

0.508 mm un ε_r égal à 2.2. En premier lieu, nous avons conçu deux filtres d'ordre deux avec un pôle, en utilisant la méthodologie présentée à la section 3.4. Le pôle du premier filtre est placé au centre de la bande passante du deuxième filtre et vice-versa. De cette façon, nous obtenons une plus grande isolation dans le diplexeur. La transition microruban présentée à la section 2.2 est utilisée pour mesurer le circuit. Les résultats simulés et mesurés des deux filtres sont montrés à la figure 6.1.

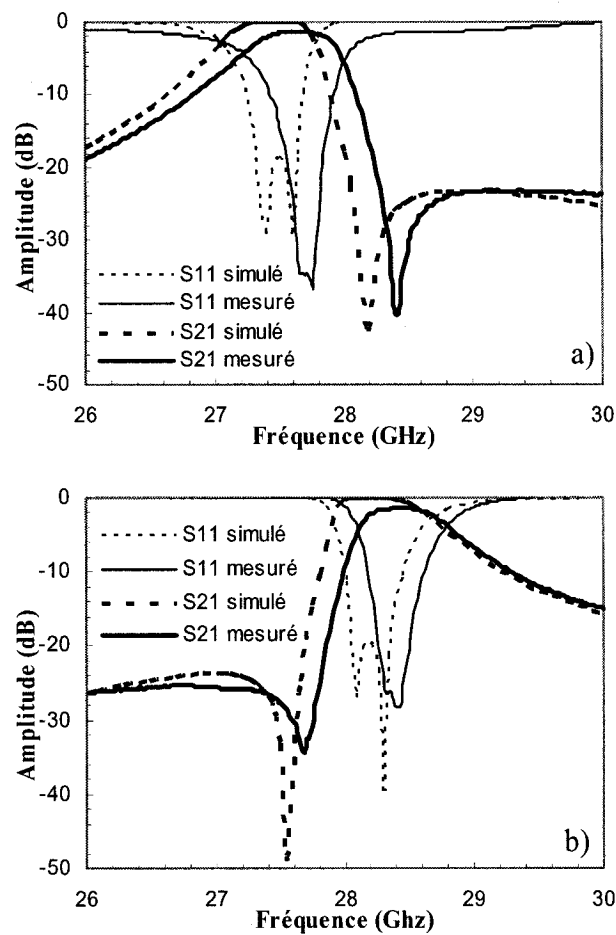


Figure 6.1 : Résultats simulés et mesurés des filtres bimodes : a) filtre centré à 27.6 GHz, b) filtre centré à 28.1 GHz

Un décalage en fréquence est visible sur les deux mesures. Ce décalage, observé sur tous les circuits construits avec ce substrat, provient de la variation de la permittivité par rapport aux spécifications. En effet, le décalage de 200 Mhz se situe à l'intérieur des limites dues à la tolérance sur la permittivité. Avec ce décalage, nous pouvons estimer que la permittivité du substrat est de 2.17 au lieu de 2.2.

Ces deux filtres sont ensuite raccordés à une jonction en T, qui a été étudiée à la section 5.4. Dans un diplexeur, la jonction en T ne fonctionne pas comme un diviseur-combinateur de puissance. Cette caractéristique provient du fait que, dans la bande passante du premier filtre, le coefficient de réflexion du deuxième filtre est élevé. Le réseau est donc équivalent à un circuit comportant 2 portes. Pour obtenir une bonne adaptation dans la bande du premier filtre, la distance entre la jonction en T et le deuxième filtre doit être sélectionnée de façon à obtenir un court-circuit au niveau de la jonction en T. Il en est de même pour la distance entre le premier filtre et la jonction en T. Un cylindre métallique est ensuite ajouté au centre du diplexeur pour en améliorer l'adaptation. La position et le diamètre de ce cylindre ne sont pas égaux aux dimensions optimales d'un diviseur-combinateur. Ces variables sont donc optimisées dans le but de minimiser le coefficient de réflexion des deux filtres. Les résultats simulés et mesurés du diplexeur sont donnés à la figure 6.2. On y constate le même décalage en fréquence que celui des filtres. La figure 6.2a illustre l'adaptation aux portes des filtres tandis que la figure 6.2b montre le niveau d'isolation ainsi que l'adaptation à la troisième porte. Finalement, nous avons

raccordé l'antenne à fentes, discutée à la section 4.1, à la troisième branche de la jonction en T. Le circuit final est illustré à la figure 6.3.

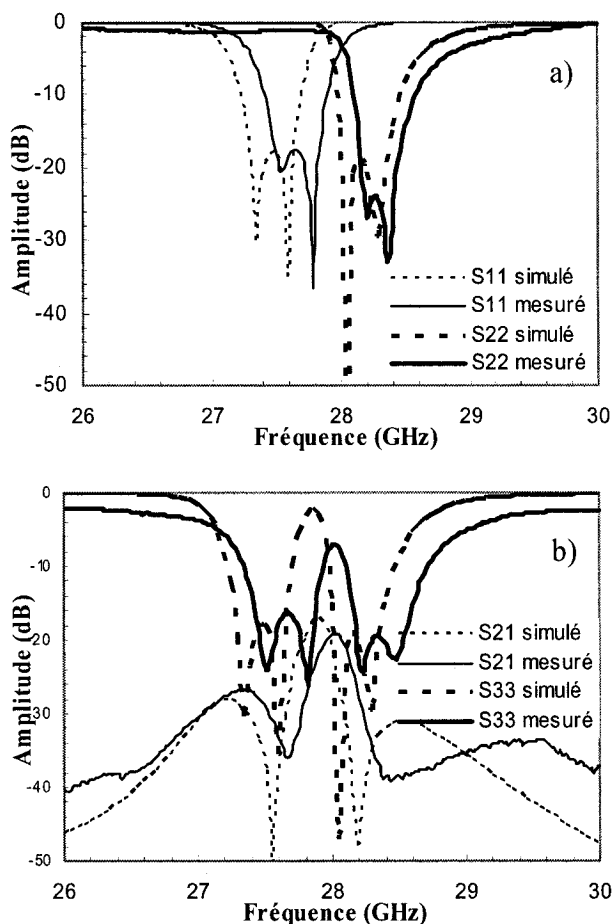


Figure 6.2 : Résultats simulés et mesurés du diplexeur : a) adaptation des portes 1 et 2, b) adaptation de la porte 3 et isolation entre les portes 1 et 2

Les résultats simulés et mesurés sont illustrés à la figure 6.4. L'adaptation des portes d'entrées est supérieure à -14 dB et l'isolation minimale obtenue est de 22 dB. Cette valeur n'est toutefois pas suffisante pour un système de communication bidirectionnel.

Dans cette situation, la puissance à la sortie de l'amplificateur de puissance sature l'amplificateur faible bruit.

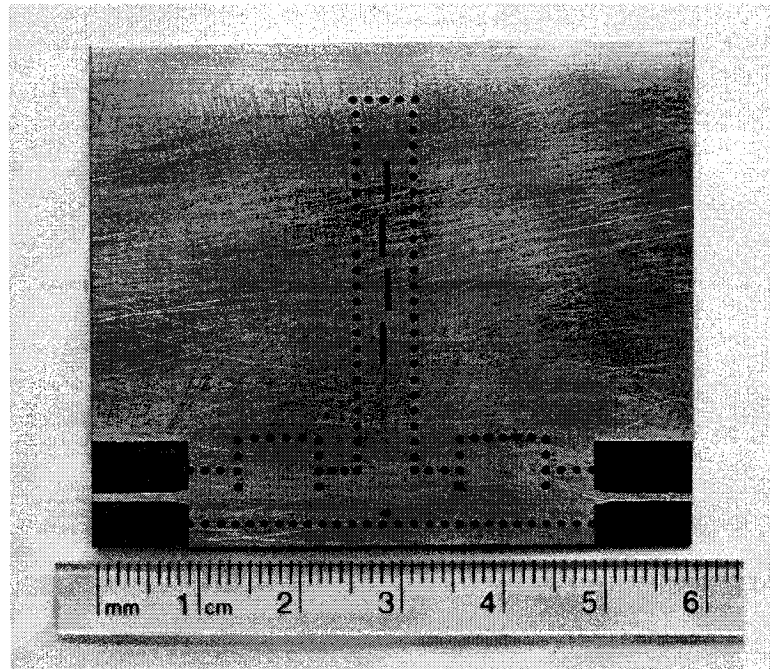


Figure 6.3 : Photographie du diplexeur couplé à l'antenne à fentes

La technique classique utilisée pour obtenir une meilleure isolation consiste à augmenter l'ordre des filtres. Dans notre cas, deux cavités pourraient être cascadées, ce qui créerait un filtre d'ordre quatre avec deux pôles. Par contre, cette modification entraînerait plusieurs inconvénients. Premièrement, les pertes d'insertion seraient considérablement augmentées. Avec un facteur de qualité de 500 et une largeur de bande de 1 %, un filtre d'ordre deux adapté à -20 dB possède 2.1 dB de pertes. Un filtre d'ordre quatre en possède 5.0, et un filtre d'ordre six, 8.3. Ces pertes deviennent rapidement excessives. Il serait donc intéressant de garder l'ordre des filtres le plus bas possible, et d'augmenter

l'isolation. De plus, l'accroissement de l'ordre des filtres entraîne celle de la sensibilité de la structure. La conception d'un filtre d'ordre six avec une largeur de bande de 1 % requiert une précision de construction de l'ordre du micromètre. C'est pourquoi, en industrie, il est impératif d'ajuster manuellement tous les filtres d'ordre élevé. Afin de contourner ce problème, nous avons étudié une topologie alternative qui sera présentée à la section suivante.

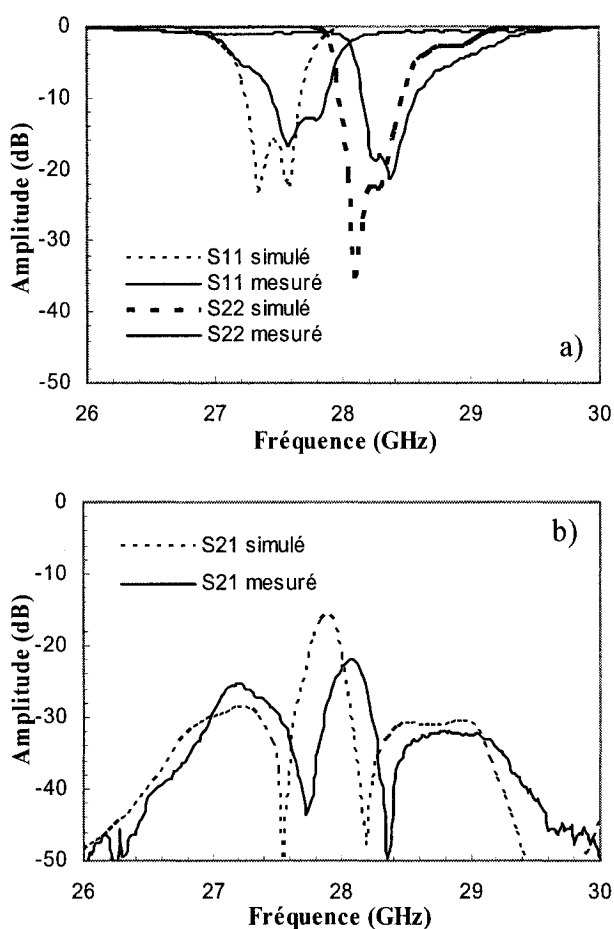


Figure 6.4 : Résultats simulés et mesurés de la structure montrée à la figure 6.3 :
a) adaptation des portes d'entrées, b) isolation entre les portes d'entrées

Au cours de la conception de ce module, chaque filtre a été construit trois fois. Une première fois pour les tester seuls, une seconde fois pour vérifier le diplexeur et une troisième fois pour mesurer le module complet. Ces étapes nous ont permis de vérifier la répétitivité du procédé de fabrication. Les coefficients de réflexion de chacune des mesures sont donnés à la figure 6.5. Nous constatons que la répétitivité du procédé mis au point au laboratoire Poly-GRAMES est excellente. En effet, la bande passante de chaque filtre est centrée à la même fréquence.

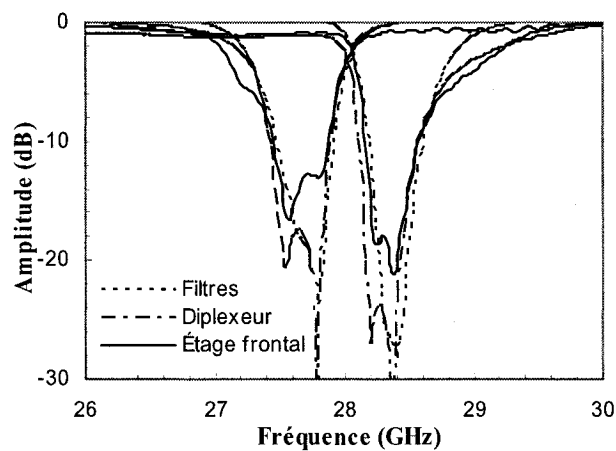


Figure 6.5 : Comparaison du coefficient d'adaptation des trois structures construites

6.1.2 Antennes jumelles rattachées à deux filtres

Dans cette section, nous présentons les résultats de nos travaux portant sur l'utilisation d'antennes jumelles dans le but d'augmenter l'isolation entre les canaux d'un système bidirectionnel. Des antennes auto-isolantes (*self-diplexing*) ont déjà été proposées pour réduire le niveau de réjection requis des filtres (Rammos et Roederer 1990; Chujo,

Rujise, Nakano, Arai et Goto 1991). Ces antennes imprimées permettent d'obtenir une isolation allant jusqu'à 50 dB (Iwasaki, Nakajima et Suzuki 1995). Par contre, les topologies proposées n'offrent pas de flexibilité de conception en ce qui a trait à l'ajustement du gain et au façonnement du faisceau.

Les antennes jumelles sont utilisées depuis longtemps dans les applications radars. Cette technique fournit toute la flexibilité requise pour varier le gain et le faisceau de l'antenne. Les antennes à fentes sont particulièrement bien adaptées à cette application (Hirokawa et Ando 1998). Cependant, cette technique est généralement évitée dans la conception de systèmes bidirectionnels, puisqu'elle fait augmenter les coûts de production. Également, l'isolation entre les canaux de transmission et de réception devient sensible à l'environnement extérieur.

Avec le GIS, il est possible de produire deux antennes à très faible coût. De plus, l'effet de l'environnement extérieur en ondes millimétriques est atténué à cause des fortes pertes de propagation. Ceci fait des antennes jumelles un candidat intéressant pour augmenter l'isolation.

La topologie des antennes que nous concevons est illustrée à la figure 6.6. Celles-ci sont composées d'un réseau de 2x4 éléments uniformément alimentés, placés dans un GIS à onde stationnaire. Nous employons une jonction en Y pour combiner les deux guides. Finalement, les circuits sont mesurés grâce à des transitions coplanaires. Nous avons conçu les antennes sur un substrat de 0.762 mm d'épaisseur avec $\epsilon_r = 2.94$. Le diamètre

des cylindres composant les murs du GIS sont de 0.7 mm. Les paramètres des antennes sont optimisés afin d'obtenir les performances désirées. Pour accélérer l'optimisation, le GIS est remplacé par son modèle équivalent en guide rectangulaire. Les dimensions finales des deux structures sont données au tableau 6.1.

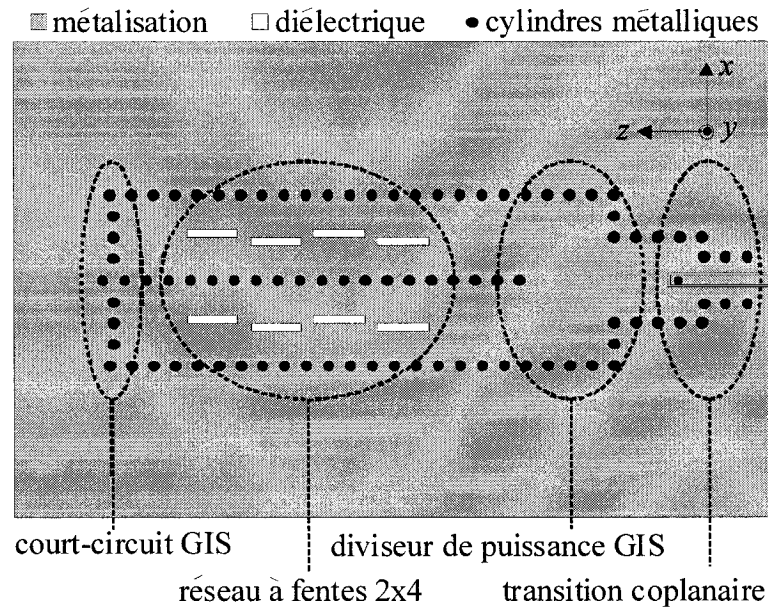


Figure 6.6 : Topologie de chaque antenne pour l'étage frontal passif

Tableau 6.1 : Dimensions des antennes optimisées

Dimensions	27.5-27.7 GHz	28.0-28.2 GHz
Longueur des fentes (mm)	3.2995	3.1801
Largeur des fentes (mm)	0.5080	0.5080
Écart des fentes (mm)	0.2743	0.2972
Distance entre les fentes (mm)	4.0767	3.9599

Les coefficients de réflexion simulés et mesurés des deux antennes sont donnés à la figure 6.7. Le décalage entre les mesures et les simulations est aussi causé par la

tolérance sur la valeur de la permittivité. L'adaptation reste cependant inférieure à -16 dB dans les bandes d'intérêts de chaque antenne.

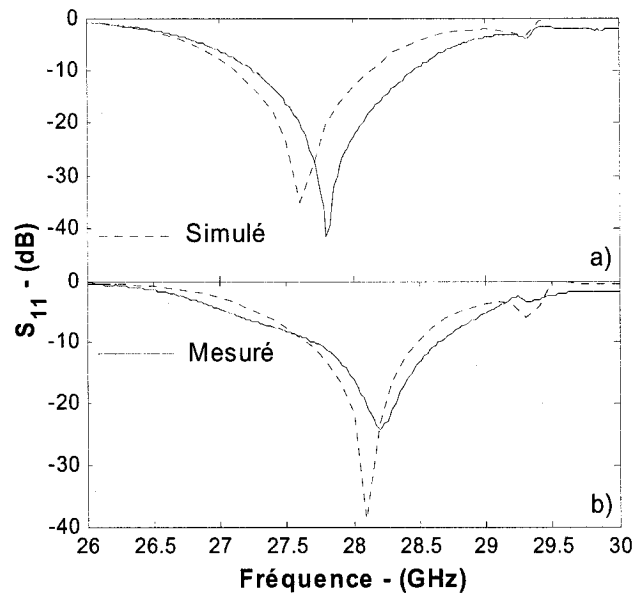


Figure 6.7 : Coefficient de réflexion des deux antennes à fentes : a) antenne couvrant la bande 27.5-27.7 GHz, b) antenne couvrant la bande 28.0-28.2 GHz

Le patron de radiation dans le plan H de chacune des antennes est donné à la figure 6.8. La radiation est maximale à 0° , car il s'agit d'une antenne à rayonnement transversal. De plus, l'énergie radiée diminue près du plan métallique. La différence entre le niveau des lobes secondaires provient du montage de mesure qui interfère légèrement avec le champ rayonné.

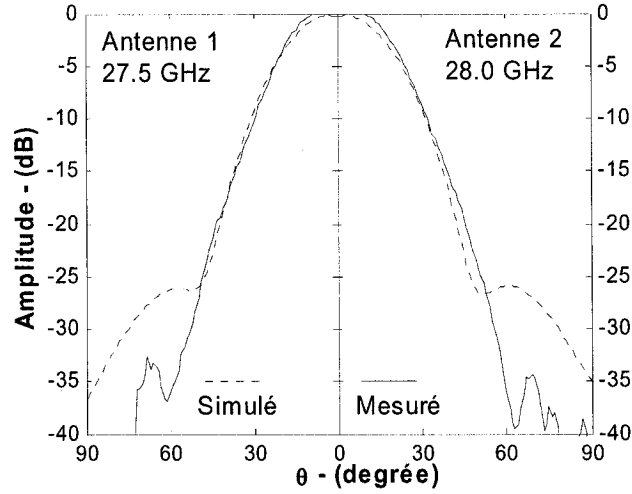


Figure 6.8 : Patron de radiation des deux antennes à fentes

Le patron de radiation d'une fente dans un plan de masse est donné par

$$F(\theta, \phi) = \sin \phi \cos \theta \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \phi \sin \theta\right)}{1 - \sin^2 \phi \sin^2 \theta}. \quad (6.1)$$

Ce patron présente un nul à $\theta = \pi/2$ pour tout angle ϕ . Il est bien connu que deux fentes possèdent un couplage mutuel minimal lorsqu'elles sont situées sur le même axe longitudinal. Similairement, l'isolation entre les deux antennes à fentes est maximale lorsque celles-ci sont placées le long du même axe. Nous avons donc placé les deux antennes bout à bout, puis mesuré l'isolation. Le banc de mesure est illustré à la figure 6.9 et le résultat des mesures est donné à la figure 6.10. Celle-ci est inférieure à -48 dB dans la bande de 26 à 30 GHz.

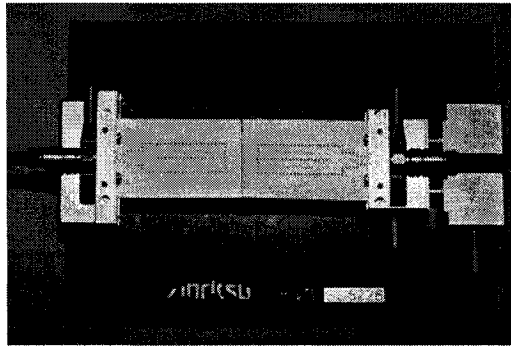


Figure 6.9 : Montage de mesure de l'isolation entre les deux antennes

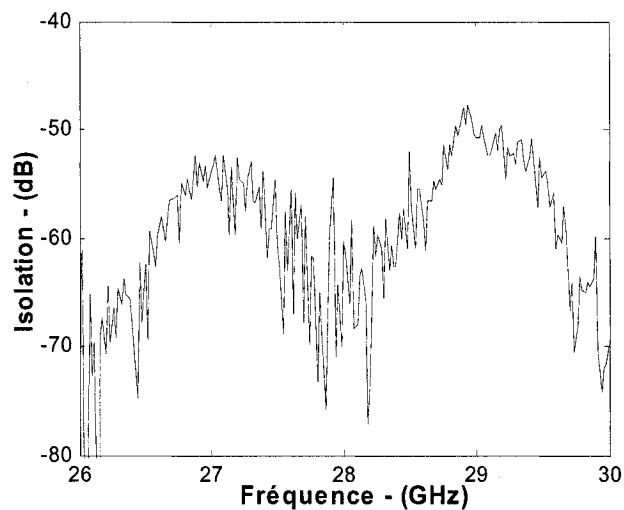


Figure 6.10 : Isolation mesurée à partir du montage de la figure 6.9

L'isolation d'un système comportant deux antennes est sensible à son environnement. Cependant, cette sensibilité diminue lorsque la fréquence augmente. En ondes millimétriques, une courte distance est nécessaire pour atténuer les effets des obstacles. Nous avons mesuré l'isolation entre les deux antennes en présence d'une plaque métallique de 1 m^2 placée dans le plan x - y , directement au-dessus des antennes. Le couplage, pour 3 distances, est donné à la Figure 6.11. À partir de 2 m, l'isolation n'est

pratiquement plus affectée par la présence de la plaque.

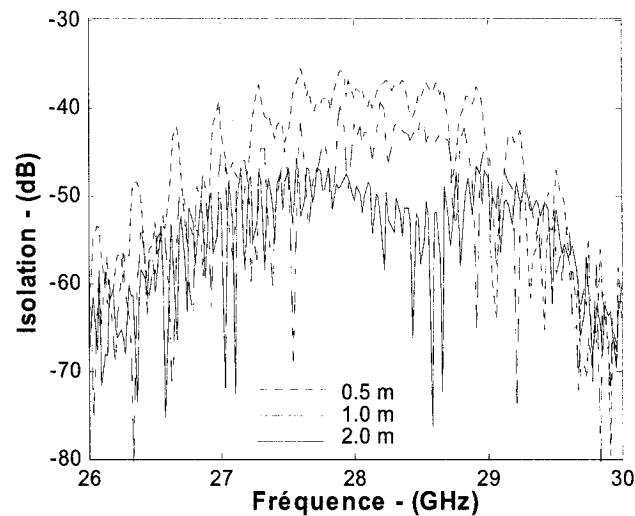


Figure 6.11 : Isolation mesurée en présence d'un réflecteur métallique de 1 m²

Nous avons ensuite conçu deux filtres d'ordre deux avec un pôle et utilisé des transitions coplanaires pour mesurer les circuits. Les résultats simulés et mesurés des deux filtres sont présentés à la figure 6.12. Le même décalage en fréquence est présent, et provient ici aussi de la variation de la permittivité.

Nous avons ensuite intégré les filtres aux antennes. Le coefficient de réflexion de chaque module est donné à la figure 6.13. L'isolation mesurée entre les deux structures placées bout à bout est illustrée à la figure 6.14. Le niveau de bruit de fond apparaît aussi dans cette figure. Nous obtenons une isolation supérieure à 60 dB sur toute la bande. Cette méthode permet de réduire fortement les contraintes sur les filtres tout en procurant une excellente isolation. Lorsque nous employons des filtres d'ordre deux, nous obtenons

60 dB d'isolation avec les antennes jumelles, comparativement à 22 dB, avec un diplexeur.

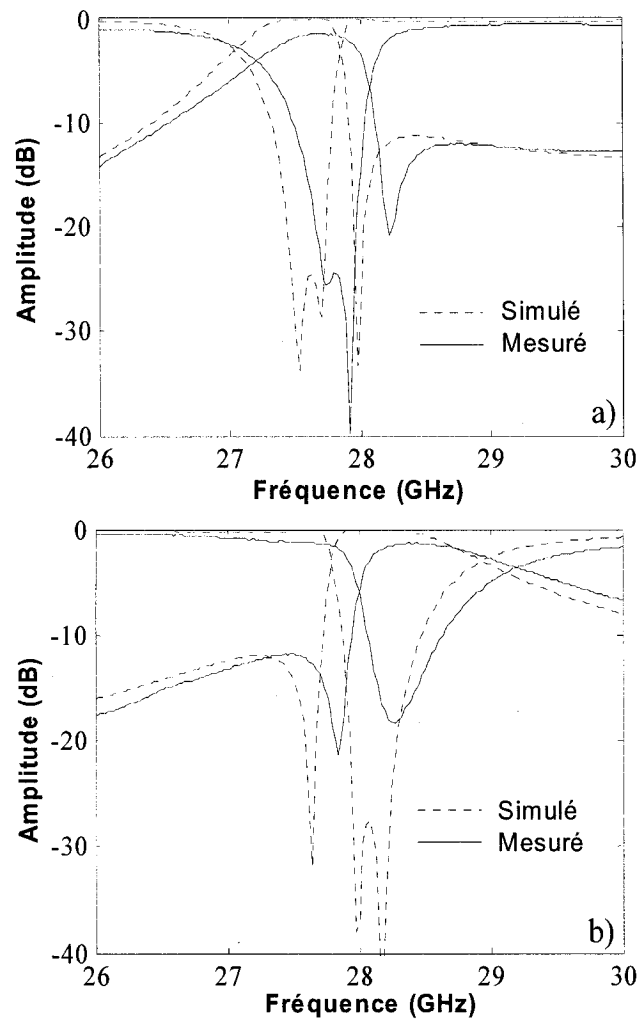


Figure 6.12 : Résultats simulés et mesurés des filtres bimodes

Les antennes jumelles ouvrent la voie à la production de masse, sans ajustement manuel, d'étages frontaux passifs en GIS. Le résultats que nous avons obtenus se comparent avantageusement à ce qui se fait dans l'industrie.

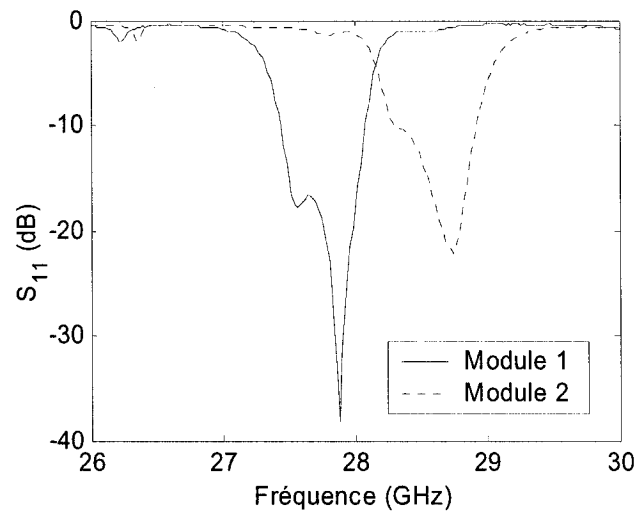


Figure 6.13 : Coefficient de réflexion des antennes intégrées aux filtres : le module 1 couvre la bande de 27.5 à 27.7 GHz et le module 2 couvre la bande de 28.0 à 28.2 GHz

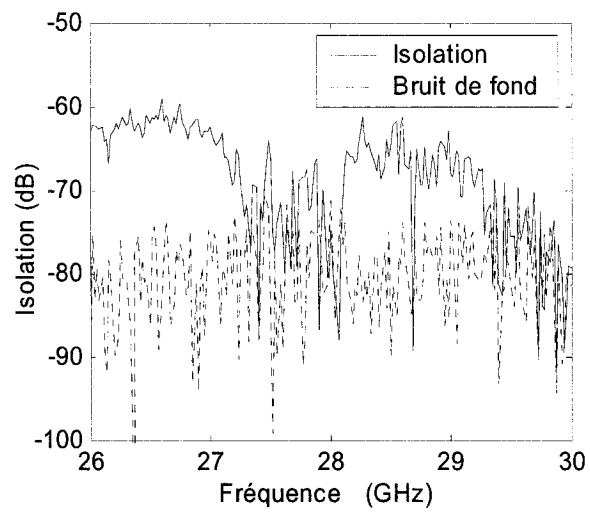


Figure 6.14 : Isolation des antennes intégrées avec les filtres

6.2 Intégration des amplificateurs et des mélangeurs

Un travail portant sur l'intégration des amplificateurs a été effectué sous ma supervision par Pietro Ferraris, un étudiant Italien en stage au Poly-GRAMES. Ses travaux ont fait l'objet d'un mémoire (Ferraris 2003).

Grâce aux transitions coplanaires, les amplificateurs et les mélangeurs peuvent être intégrés directement sur le circuit. La figure 6.15 illustre l'intégration d'un amplificateur de puissance distribuée.

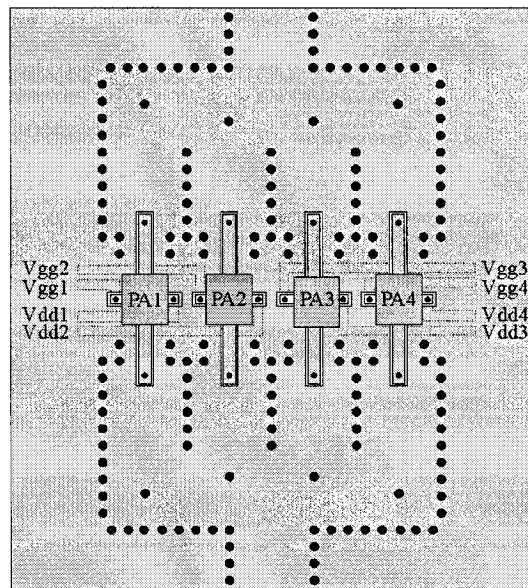


Figure 6.15 : Intégration d'un amplificateur de puissance distribuée

Le GIS est bien adapté à la conception d'amplificateurs de puissance distribués. Les diviseurs de puissance abordés à la section 5.4 permettent de partager la puissance entre plusieurs amplificateurs. De plus, avec des composants pour montage en surface, les

amplificateurs et les mélangeurs peuvent être soudés directement sur le support diélectrique. Cette intégration sur une seule couche est rendue possible grâce aux transitions coplanaires qui donnent accès au plan de masse situé du même côté que la ligne de signal.

6.3 Intégration de l'oscillateur

Des travaux portant sur un oscillateur en GIS ont été réalisés par Cassivi et Wu (2003). La topologie proposée est basée sur un oscillateur à rétroaction utilisant une cavité en GIS. Cette dernière sert de sélecteur de fréquence. L'oscillateur est stabilisé en fréquence avec une injection de signal. Une très bonne stabilité en température est rapportée par Mojica, Cassivi et Wu (2004). Cette topologie simple est donc bien adaptée à l'intégration d'un système.

6.4 Topologie proposée pour l'intégration de l'interface

Les circuits présentés dans les chapitres précédents sont suffisants pour concevoir un système de communication bidirectionnel. Nous proposons, à la figure 6.16, un schéma complet de la topologie finale d'un système en ondes millimétriques couplé au réseau fibre optique. Le système emploie deux antennes réseau à fentes, deux filtres bimodes, des transitions de GIS à lignes coplanaires, un amplificateur de puissance distribué, un amplificateur faible bruit, deux mélangeurs et un oscillateur avec cavité en GIS.

Le schéma de la figure 6.16 ne montre que les principaux sous-systèmes. Nous pouvons néanmoins y déceler plusieurs avantages. Tous les composants du système s'intègrent facilement au GIS. Nous obtenons donc une véritable solution à faible coût pour réaliser des émetteurs-récepteurs sur une seule couche diélectrique. De plus, cette architecture n'est pas sensible aux tolérances de production, car l'ordre des filtres est basse. Finalement, elle permet d'exploiter les deux côtés du substrat. En effet, les fentes des antennes sont réalisées du côté opposé à celui des transitions coplanaires et des amplificateurs. Le couplage parasite entre l'antenne et les circuits actifs est alors totalement supprimé.

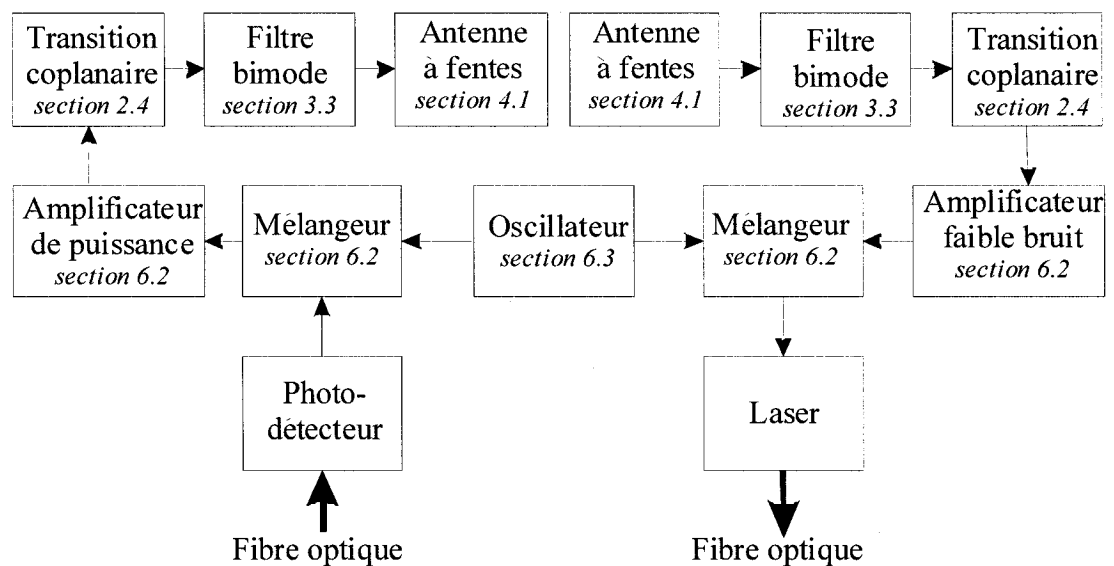


Figure 6.16 : Schéma complet de l'interface finale

CONCLUSIONS ET TRAVAUX FUTURS

Les systèmes de communication fonctionnant en ondes millimétriques sont voués à un brillant avenir. Ils permettront aux usagers de bénéficier d'une liaison sans fil à haut débit. Ces réseaux changeront notre façon d'interagir avec l'information et créeront de nouvelles applications disponibles partout et en tout temps. Mais avant de faire l'objet d'une production de masse, ils ont encore du chemin à parcourir. Les connaissances sont acquises, la technologie est disponible, il ne reste qu'à diminuer les coûts de leur implantation.

C'est dans cet optique que nous avons proposé une nouvelle plate-forme d'intégration basée sur le Guide Intégré au Substrat (GIS). Cette technique originale est une véritable solution à faible coût pour l'assemblage de systèmes complets fonctionnant en ondes millimétriques. Nos travaux, qui ont générés 17 articles et actes de conférences jusqu'à présent, ont favorisé l'essor de cette technique d'intégration.

Dans un premier temps, nos recherches nous ont poussés à étudier la propagation des ondes électromagnétiques dans le GIS. Cette étape est primordiale, car elle permet de caractériser le comportement du GIS pour ensuite l'utiliser dans la conception de composants. En répertoriant les différentes techniques utilisées pour calculer la constante de propagation complexe, nous avons décelé une lacune : il n'existait pas de technique rapide et précise pour calculer la constante de propagation de ce guide. Cet état de fait a entravé le développement du GIS, puisqu'il était impossible d'extraire facilement des

règles de conception simples et cohérentes. Les techniques proposées utilisaient soit des simulations à ondes complètes, méthode précise mais fastidieuse, soit des approximations qui réduisaient de façon significative la précision des résultats. Pour notre part, nous avons développé une méthode combinant la méthode des moments avec le concept d'impédance de surface. Nous l'avons ensuite solutionnée en appliquant la technique de résonance transversale. Cette méthode s'est révélée rapide et précise. Elle nous a ainsi permis d'améliorer notre compréhension des caractéristiques du GIS et d'en dégager des règles de conception. Plus particulièrement, nous avons mis en évidence une région d'intérêt, en fonction des dimensions du GIS, destinée à la conception de composants. Cette région est définie par les dimensions permettant d'obtenir un GIS sans bandes interdites, sans pertes significatives, réalisable physiquement, et le moins perforé possible. Grâce à notre technique d'analyse rapide, nous avons pu vérifier les différentes équations analytiques proposées jusqu'à présent. Nous en sommes venus à la conclusion qu'il y a de grands écarts entre ces équations et la réalité. Nous avons aussi mis en évidence certaines idées erronées concernant le comportement du GIS.

Nous nous sommes ensuite intéressés à l'excitation de ce guide périodique. L'objectif premier était bien évidemment de mesurer nos composants en GIS. Toutefois, cette étape de notre recherche sous-tendait un but beaucoup plus important : créer une plate-forme d'intégration réellement fonctionnelle. Pour ce faire, l'intégration des composants actifs doit être aisée. Il est donc essentiel d'employer des transitions planaires fiables et efficaces. La transition microruban que nous avons proposée rencontre ces deux objectifs.

Non seulement elle couvre l'ensemble de la bande passante du GIS, mais elle est très peu sensible aux erreurs de construction. Ceci en fait un candidat de choix pour mesurer les composants en GIS. La mesure de l'ensemble de la bande du GIS permet de vérifier le bon fonctionnement du circuit manufacturé et de lui apporter les corrections nécessaires. En fait, cette transition a contribué significativement à l'essor du GIS. Plusieurs groupes de recherche l'ont adoptée pour faire leurs mesures. L'article que nous avons publié sur cette transition a notamment été référencé plus de 30 fois au cours des quatre dernières années. Par contre, cette transition ne permet pas de sélectionner librement l'épaisseur de substrat utilisé. En effet, si le but est de réaliser des lignes de transmission de $50\ \Omega$ et de minimiser les pertes par radiation, l'épaisseur ne doit pas excéder une valeur limite. Pour contourner ce problème, nous avons étudié deux types de transitions coplanaires : l'une utilisant une sonde de tension et l'autre, une sonde de courant. Cette dernière s'est avérée la plus efficace des deux. Nous avons développé une méthode analytique permettant de calculer les dimensions optimales de la ligne coplaire, du GIS et de la sonde de courant. L'ajustement final, relativement rapide, se fait avec un simulateur à ondes complètes. Cette transition, bien qu'elle fournisse une largeur de bande quatre fois inférieure à la transition microruban, est idéale pour notre plate-forme d'intégration. En employant des lignes coplanaires, nous pouvons augmenter l'épaisseur du substrat et réduire les pertes dans le GIS. De plus, l'intégration des composants actifs est facilitée, car cette ligne est réellement planaire.

Les guides rectangulaires sont particulièrement utiles dans la conception de filtres passe-bande. Nous avons donc étudié la conception de filtres en GIS, parce que ces composants sont nécessaires à tout système de communication. Premièrement, la méthode classique de conception de filtres à cylindres inductifs a été appliquée aux GIS. Cette méthode de synthèse permet de concevoir des filtres de types Butterworth et Tchebyshev. Elle ne permet toutefois pas d'intégrer des pôles à des fréquences finies. Pour combler ce manque, nous avons répertorié les techniques applicables au GIS pour synthétiser des filtres de type Tchebyshev généralisé. Cinq différentes techniques furent mises en évidence et l'une d'elles, le filtre bimode, fut étudiée plus en profondeur. La méthode de raccordement modale combinée à une méthode d'optimisation et à une méthode numérique à ondes complètes nous a permis de concevoir ce type de filtre. Néanmoins, la technique proposée n'est pas assez efficace pour calculer les dimensions de filtres d'ordre élevé. Nous discuterons d'une méthode qui permettrait d'accélérer la conception dans la section portant sur les travaux futurs.

Nous nous sommes ensuite tournés vers la conception d'antennes en GIS et nous avons abordé brièvement le réseau à fentes. Même si ce type d'antenne est très bien adaptée au GIS, il nécessitera une analyse plus approfondie si l'on veut développer une méthode de conception permettant de varier l'angle et la forme du faisceau. Par contre, nous avons étudié l'antenne à ondes de fuite plus en profondeur. Nous avons établi une méthode d'analyse utilisant la technique de résonance transversale. Malheureusement, cette topologie s'est avérée très limitée. En effet, il est impossible de concevoir une antenne à

une fréquence supérieur à $1.4f_c$ avec les substrats disponibles sur le marché. Si cette limite est dépassée, la constante d'atténuation et l'efficacité de l'antenne décroissent significativement. De plus, le patron de radiation perd toute sa directivité.

Nos travaux nous ont poussés à analyser plusieurs circuits passifs tels que les coupleurs, les diviseurs de puissance et les coudes. Ces résultats nous ont permis de faire plusieurs observations. Premièrement, nous avons prouvé que les procédés de fabrication disponibles au laboratoire Poly-GRAMES sont suffisamment précis pour construire des circuits fonctionnant en ondes millimétriques. Deuxièmement, la valeur de la permittivité des substrats, spécifiée à 10 GHz, n'est pas représentative de la valeur des substrat en ondes millimétriques. Finalement, les procédés de fabrication n'introduisent pas d'asymétries majeures qui pourraient exciter les modes TE_{mn} et TM_{mn} .

En combinant les différents circuits conçus, nous avons été en mesure de construire deux différentes topologies d'étage frontal passif. La première utilise un diplexeur combiné à une antenne à fentes tandis que la deuxième utilise des antennes jumelles avec deux filtres bimodes. La deuxième topologie s'est avérée la plus intéressante. Elle permet en effet d'obtenir plus de 60 dB d'isolation avec deux filtres d'ordre deux. De plus, elle réduit significativement les contraintes sur les filtres. Il est ainsi possible d'intégrer les filtres dans la plate-forme d'intégration sans avoir recours à des ajustements manuels. Les circuits actifs tels que l'amplificateur de puissance, l'amplificateur faible bruit, les mélangeurs et l'oscillateur peuvent alors être assemblés directement sur les lignes

coplanaires grâce à des composants de montage en surface. Nous obtenons finalement une véritable solution à faible coût pour réaliser des systèmes de communication bidirectionnels sur une seule couche diélectrique.

TRAVAUX FUTURS

Notre première suggestion concerne la conception d'antennes à fentes. L'inefficacité de la conception de ces composants nous pousse à croire qu'elle devrait être améliorée. Dans un premier temps, les fentes devraient être modélisées par un circuit en π . De plus, il serait intéressant de vérifier si le circuit équivalent des fentes dans un GIS peut être modélisé de façon paramétrique. Dans l'affirmative, l'analyse d'un large réseau, négligence faite des couplages parasites, ne prendrait que quelques secondes si les fentes étaient paramétrisées. Le concept d'admittance active permettrait de prendre en compte le couplage mutuel des fentes ainsi que le couplage des modes d'ordre supérieur. De cette façon, la tension sur chaque élément du réseau serait connue. Il serait donc possible d'effectuer une excitation complexe de chaque élément (en phase et en amplitude) pour former le faisceau de l'antenne.

Une deuxième suggestion se rapporte à la conception de filtres bimodes. La méthode que nous avons proposée requiert plusieurs étapes. Il faut premièrement calculer les dimensions du filtre en guide rectangulaire, puis transférer ces valeurs pour obtenir un GIS et enfin faire l'ajustement final à l'aide d'un simulateur à ondes complètes. Il serait possible de réduire ce processus à une seule étape grâce à la méthode des moments.

Lorsque le GIS possède des pertes négligeables, il peut être placé à l'intérieur d'un guide rectangulaire plus large sans changer le comportement du mode supporté par le GIS. L'utilisation d'une discrétisation spatiale du courant de chaque cylindre rend possible le calcul de la matrice $[S]$ des modes se propageant à l'intérieur d'un guide rectangulaire. En effet, la fonction de Green d'un courant filamentaire dans un guide rectangulaire est bien connue. Le système peut alors être résolu de façon matricielle. À ce point, la solution est donnée sous la forme de modes dans le guide rectangulaire. Il serait possible de la réécrire sous la forme de modes dans le GIS avec la méthode de raccordement modale appliquée à un saut dans le plan H dont la largeur serait égale à la largeur équivalente du GIS. La technique d'optimisation pourrait alors être appliquée directement pour obtenir les dimensions finales du filtre en une seule étape.

Comme nous l'avons constaté tout au long de nos travaux, la valeur de la permittivité des substrats commerciaux en ondes millimétriques n'est pas égale à la valeur fournie par le fabricant à 10 GHz. Il est donc nécessaire d'itérer le processus conception-construction avant d'obtenir le résultat souhaité. Il serait intéressant de posséder une technique de mesure de la permittivité en ondes millimétrique. Étant donné que de plus en plus de recherches se font dans ces bandes de fréquences, une technique de mesures deviendrait rapidement une valeur ajoutée.

Finalement, notre dernière suggestion, mais non la moindre, serait de continuer à valoriser les travaux entrepris par notre programme de recherche en développant un système de

communication bidirectionnel complètement intégré en GIS. Cette étape illustrerait le plein potentiel de la plate-forme d'intégration que nous avons proposée.

RÉFÉRENCES

- ACKERMAN, E., KASEMSET, D., WANUGA, S., HOGUE, D., KOMIAK, J. 1990. "A high-gain directly modulated L-band microwave optical link". *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 1, P. 153-155.
- AMARI, S. 2000. "Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 48:9. 1559-1564.
- AMARI, S., BORNEMANN, J. 1999. "Using frequency-dependent coupling to generate finite attenuation poles in direct-coupled resonator bandpass filters". *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*. 9:10. 404-406.
- AMARI, S., ROSENBERG, U., BORNEMANN, J. 2002. "Adaptive synthesis and design of resonator filters with source/load-multiresonator coupling". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 50:8. 1969-1978.
- ANDO, M., HIROKAWA, J., YAMAMOTO, T., AKIYAMA, A., KIMURA, Y., GOTO, N. 1998. "Novel single-layer waveguides for high-efficiency millimeter-wave arrays". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 46:6. 792-799.
- BALANIS, C.A. 1989. *Advanced engineering electromagnetics*. USA : John Wiley & Sons. 981 p.

- BLONDY, P., BROWN, A.R., CROS, D., REBEIZ, G.M. 1998. "Low-loss micromachined filters for millimeter-wave communication systems". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 46:12. 2283-2288.
- BOZZI, M., DESLANDES, D., ARCIONI, P., PERREGRINI, L., WU, K., CONCIAURO, G. 2003. "Analysis of Substrate Integrated Slab Waveguides (SISW) by the BI-RME method". *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 3, P. 1975-1978.
- BRAY, J.R., ROY, L. 2003. "Resonant frequencies of post-wall waveguide cavities". *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*. 150:5. 365-8.
- BREUER, K.D., WORONTZOFF, N. 1980. "A Low Cost Multiplexer for Channelized Receiver Front Ends at Millimeter Waves". *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 80, P. 150-152.
- BROWN, A.R., REBEIZ, G.M. 1999. "Micromachined high-Q resonators, low-loss diplexers, and low phase-noise oscillators for a 28 GHz front-end". *IEEE Radio and Wireless Conference*. P. 247-253.
- CASSIVI, Y., DESLANDES, D., WU, K. 2002a. "Design considerations of engraved NRD guide for millimeter-wave integrated circuits". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 50:1. 165-171.

- CASSIVI, Y., DESLANDES, D., WU, K. 2002b. "Substrate integrated waveguide directional couplers". *Asia-Pacific Microwave Conference Proceeding (APMC'02)*. P. 1505-1508.
- CASSIVI, Y., PERREGRINI, L., ARCIONI, P., BRESSAN, M., WU, K., CONCIAURO, G. 2002. "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 12:9. 333-335.
- CASSIVI, Y., WU, K. 2003. "Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 13:2. 48-50.
- CHAPPELL, W.J., LITTLE, M.P., KATEHI, L.P.B. 2001. "High isolation, planar filters using EBG substrates". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 11:6. 246-248.
- CHU, A., CHU, L., SLOAT, D., THEOBALD, M., TEUNAS, J., LITCHFIELD, T. et al. 1987. "Low Cost Millimeter Wave Monolithic Receivers". *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits*. 87, P. 63-67.
- COHN, S.B. 1947. "Design of simple broad-band wave-guide-to-coaxial-line junctions". *Proceedings of the I.R.E.* 920-926.
- COLLIN, R.E. 1990. *Field Theory of guided waves*. Piscataway, NJ : IEEE Press. 851 p.
- DESLANDES, D., BOZZI, M., ARCIONI, P., WU, K. 2003. "Substrate integrated slab

- waveguide (SISW) for wideband microwave applications". *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 2, P. 1103-1106.
- DESLANDES, D., WU, K. 2005. "Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substrate integrated rectangular waveguide". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 53:8.
- DESLANDES, D., WU, K. 2003. "Design of Millimeter-Wave Substrate Integrated Waveguide Filters". *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*. 3, P. 1917-1920.
- DESLANDES, D., WU, K. 2002. "Design consideration and performance analysis of substrate integrated waveguide components". *32th European Microwave Conference Proceedong (EUMC '01)*. P. 737-740.
- DESLANDES, D., WU, K. 2001a. "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 11:2. 68-70.
- DESLANDES, D., WU, K. 2001b. "Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides". *IEEE-MTT-S International Microwave Symposium Digest* . 2, P. 619-622.
- ELLIOTT, R.S. 1983. "Improved design procedure for small arrays of shunt shots". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. AP-31:1. 48-53.

- ELLIOTT, R.S., KURTZ, L.A. 1978. "Design of small slot arrays". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. AP-26:2. 214-219.
- ELLIOTT, R.S., O'LOUGHLIN, W.R. 1986. "Design of slot arrays including internal mutual coupling". *IEEE International Symposium Antennas and Propagation Society*. P. 319-322.
- FERRARIS, P. 2003. *A substrate integrated power divider/combiner for multidevice millimeter wave applications*. 86 p. Memoire de maitrise, University de Pavia, Département de génie électrique.
- GERMAIN, S., DESLANDES, D., WU, K. 2003. "Development of Substrate Integrated Waveguide Power Dividers". *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*. 3, P. 1921-1924.
- GHIONE, G., NALDI, C.U. 1987. "Coplanar Waveguides for MMIC Applications: Effect of Upper Shielding, Conductor Backing, Finite-Extent Ground Planes, and Line-to-Line Coupling". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 35:3. 260-267.
- GIPPRICH, J., STEVENS, D., HAGEMAN, M., PILOTO, A., ZAKI, K., RONG, Y. 1998. "Embedded waveguide filters for microwave and wireless applications using cofired ceramic technologies". *International Journal of Microcircuits and Electronic Packaging*. 21:3. 279-283.

- GOLDSTONE, L., OLINER, A. 1959. "Leaky-wave antennas 1:Rectangular waveguides". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 7 : 4. 307-319.
- GUGLIELMI, M., JARRY, P., KERHERVE, E., ROQUEBRUN, O., SCHMITT, D. 2001. "A new family of all-inductive dual-mode filters". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 49:10 I. 1764-1769.
- GUGLIELMI, M., MONTAUTI, F., PELLEGRINI, L., ARCIONI, P. 1995. "Implementing transmission zeros in inductive-window bandpass filters". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 43:8. 1911-1915.
- HAO, Z.C., HONG, W., CHEN, X.P., CHEN, J.X., WU, K., CUI, T.J. 2005. "Multilayered Substrate Integrated Waveguide (MSIW) elliptic filter". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 15:2. 95-97.
- HAYDL, W.H. 2002. "On the use of vias in conductor-backed coplanar circuits". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 50:6. 1571-1577.
- HERRICK, K.J., SCHWARZ, T.A., KATEHI, L.P.B. 1998. "Si-micromachined coplanar waveguides for use in high-frequency circuits". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 46:6. 762-768.
- HILL, M.J., ZIOLKOWSKI, R.W., PAPAPOLYMEROU, J. 2001. "A high-Q reconfigurable planar EBG cavity resonator". *IEEE Microwave and Wireless*

Components Letters. 11:6. 255-257.

HILL, M.J., ZIOLKOWSKI, R.W., PAPAPOLYMEROU, J. 2000. "Simulated and measured results from a Duroid-based planar MBG Cavity Resonator Filter". *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*. 10: 12. 528-530.

HIROKAWA, J., ANDO, M. 1998. "Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 46:5. 625-630.

HUANG, Y., WU, K.-L. 2003. "A broad-band LTCC integrated transition of laminated waveguide to air-filled waveguide for millimeter-wave applications". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 51:5. 1613-1617.

HUANG , Y., WU, K.-L., EHLERT, M. 2003. "An integrated LTCC laminated waveguide-to-microstrip line T-junction". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 13:8. 338-339.

IGUCHI, K., TSUJI, M., SHIGESAWA, H. 1995. "Mode-selective negative coupling for implementing multiple attenuation poles in evanescent-mode waveguide filters". *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. 2, P. 513-516.

ITO, M., MARUHASHI, K., IKUINA, K., HASHIGUCHI, T., IWANAGA, S., OHATA, K. 2002. "60-GHz-band dielectric waveguide filters with cross-coupling for flip-chip

modules". *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 3, P. 1789-1792.

ITO, M., MARUHASHI, K., IKUINA, K., HASHIGUCHI, T., IWANAGA, S., OHATA, K. 2001. "A 60 GHz-band planar dielectric waveguide filter for flip-chip modules". *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 3, P. 1597-1600.

JAIN, N., KINAYMAN, N. 2001. "A novel microstrip mode to waveguide mode transformer and its applications". *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 2, P. 623-626.

JANEZIC, M.D., JARGON, J.A. 1999. "Complex permittivity determination from propagation constant measurements". *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*. 9:2. 76-78.

KAI, T., HIROKAWA, J., ANDO, M. 2002. "Transformer between a thin post-wall waveguide to a standard metal waveguide". *IEEE International Symposium Antennas and Propagation Society*. 4, P. 436-439.

LEUZZI, G., SILBERMANN, A., SORRENTINO, R. 1983. "Mode Propagation in Laterally Bounded Conductor-Backed Coplanar Waveguides". *International Microwave Symposium Digest*. 83, P. 393-395.

LEVIATAN, Y., LI, P.G., ADAMS, A.T., PERINI, J. 1983. "Single-Post Inductive

- Obstacle in Rectangular Waveguide". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 83:10. 806-812.
- LEVY, R., LIND, L.F. 1968. "Synthesis of symmetrical branch-guide directionnal couplers". *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*. MTT-16 : 80-89.
- MARCUVITZ, N. 1951. *Waveguide Handbook*. Lexington, MA : Boston Technical Publishers. 423 p.
- MATTHAEI, G., YOUNG, L., JONES, E.M.T. 1980. *Microwave filters, impedance-matchnig networks, and coupling structures*. Norwood, MA : Artech House. 1096 p.
- MENZEL, W., SCHUMACHER, H., SCHWAB, W., ZHANG, X. 1992. "Compact multilayer filter structures for coplanar MMICs". *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*. 2:12. 497-498.
- MOJICA, J.F., CASSIVI, Y., WU, K. 2004. "Low-cost RF and microwave source design using substrate integrated waveguide technique". *Proceedings - 2004 IEEE Radio and Wireless Conference, RAWCON, Sep 19-22 2004*. P. 447-450.
- RHODES, J.D., CAMERON, R.J. 1980. "General extracted pole synthesis technique with applications to low-loss TE_{011} mode filters.". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. MTT-28:9. 1018-1028.

- RIBLET, H.J. 1952. "The short-slot hybrid junction". *IRE Transaction on Microwave Theory and Techniques*. 40 : 180-184.
- RIUS, E., PERSON, C., LE NADAN, T., QUENDO, C., COUPEZ, J.P. 2000. "3D integrated narrow band filters for millimeter wave wireless applications". *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 1, P. 323-326.
- ROSENBERG, U. 1995. "New planar waveguide cavity elliptic function filters". *25th European Microwave Conference*. P. 524-527.
- ROSENBERG, U., HAGELE, W. 1994. "Consideration of parasitic bypass couplings in overmoded cavity filter designs". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 42:7. 1301-1306.
- ROWE, D.A., LAO, B.Y. 1983. "Numerical Analysis of Shielded Coplanar Waveguides". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 83:11. 911-915.
- RUIZ-CRUZ, J.A., EL SABBAGH, M.A., ZAKI, K.A., REBOLLAR, J.M., ZHANG, Y. 2005. "Canonical ridge waveguide filters in LTCC or metallic resonators". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 53:1. 174-182.
- SAINT-ETIENNE, E., GUILLON, B., PONS, P., BLASQUEZ, G., PARRA, T., BLONDY, P. et al. 1997. "Micromachined millimeter-wave technology". *21st International Conference on Microelectronics*. 2, P. 519-522.

- SHIGEKI, F. 1994. *Waveguide line*. 4 p. JP06-053 711.
- SIERRA-GARCIA, S., LAURIN, J.-J. 1999. "Study of a CPW inductively coupled slot antenna". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 47:1. 58-64.
- SIMONS, R.N. 2001. *Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems*. New York, NY : Wiley and Sons. 439 p.
- STUZMAN, W.L., THIELE, G.A. 1998. *Antenna Theory and Design*. USA : John Wiley & Sons. 648 p.
- TZUANG, C.-K.C., CHEN, K.-C., LEE, C.-J., HO, C.-C., WU, H.-S. 2000. "H-plane mode conversion and application in printed microwave integrated circuit". *30th European Microwave Conference*. P. 37-40.
- UCHIMURA, H., TAKENOSHITA, T. 1999. *Circuit wiring board with laminated waveguide for high frequency signal transmission line*. 5,982,256.
- UCHIMURA, H., TAKENOSHITA, T., FUJII, M. 1998. "Development of a laminated waveguide". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 46:12. 2438-2443.
- UHER, J., BORNEMANN, J., ROSENBERG, U. 1993. *Waveguide components for antenna feed systems: Theory and CAD*. Norwood, MA : Artech House. 457 p.

- VAHLDIECK, R., OFLI, E. 2001. "Millimeter wave filters for low-cost mass-fabrication". *Asia-Pacific Microwave Conference*. 2, P. 513-518.
- VARTANIAN, P.H., AYRES, W.P., HELGESSON, A.L. 1958. "Propagation in Dielectric Slab Loaded Rectangular Waveguide". *IRE Transaction on Microwave Theory and Techniques*. 215-222.
- WU, K. 2001. "Integration and interconnect techniques of planar and nonplanar structures for microwave and millimeter-wave circuits—Current status and future trend". *Asia-Pacific Microwave Conference*. 411-415.
- XU, F., WU, K. 2005. "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 53:1. 66-73.
- XU, F., WU, K. 2004. "Numerical multimode calibration technique for extraction of complex propagation constants of substrate integrated waveguide". *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 2, P. 1229-1232.
- XU, F., ZHANG, Y., WEI, H., WU, K., CUI, T.J. 2003. "Finite-difference frequency-domain algorithm for modeling guided-wave properties of substrate integrated waveguide". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 51:11. 2221-2227.
- YAN, L., HONG, W., WU, K., CUI, T.J. 2005. "Investigations on the propagation

characteristics of the substrate integrated waveguide based on the method of lines".

IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation. 152:1. 35-42.

YONEYAMA, T., NISHIDA, S. 1981. "Nonradiative Dielectric Waveguide for Millimeter-Wave Integrated Circuits". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 29:11. 1188-1192.

ZAKI, K.A., FLANICK, B.A., LEAHY, K.A., PILOTO, A.J. 1995. *Waveguide filter with laminated dielectric structure*. 5,382,931.

ZEID, A., BAUDRAND, H. 2002. "Electromagnetic scattering by metallic holes and its applications in microwave circuit design". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 50:4. 1198-1206.