

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DES FRERES MENTOURI CONSTANTINE 1
FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

N° d'ordre :

Série :

Thèse présentée par :

GRINE Farouk

en vue de l'obtention de diplôme de doctorat 3^{ème} cycle LMD en Électronique

Option : hyperfréquences et Télécommunications

Thème :

*Contribution à l'élaboration d'un Modèle de Couplage
Electromagnétique Ligne Microstrip - Guide d'Onde Intégré
au Substrat*

Soutenu le : 15 Janvier 2018

Devant le jury :

<i>M. Mohamed Bouchemat</i>	<i>Professeur UFM Constantine 1</i>	<i>Président</i>
<i>M. Mohamed Taoufik Benhabiles</i>	<i>Maitre de Conférences UFM Constantine 1</i>	<i>Rapporteur</i>
<i>M. Djamel Benatia</i>	<i>Professeur Université Batna 2</i>	<i>Examineur</i>
<i>M. Djamel Khedrouche</i>	<i>Maitre de Conférences Université M'sila</i>	<i>Examineur</i>
<i>Mme. Ouarda Barkat</i>	<i>Maitre de Conférences UFM Constantine 1</i>	<i>Examineur</i>

A mes parents,

A ma femme,

A mes sœurs et frères,

À mes amis.

«Seul l'effort personnel enrichit et libère»

Remerciements

Le travail de recherche, présenté dans ce manuscrit a été effectué au sein du Laboratoire d'Electromagnétisme et Télécommunications (LET) Université des Frères Mentouri Constantine.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à mon directeur de recherche, Monsieur Mohamed Taoufik Benhabiles, Docteur à l'université de constantine 1, qui m'a fait entrer dans le monde de la recherche. Je tiens à le remercier encore une fois pour son support, ses conseils, son enthousiasme et pour sa confiance. Un grand merci encore d'avoir corrigé le manuscrit avec autant de soin.

Je remercie également Monsieur Tarek Djerafi, Professeur au Centre Énergie Matériaux Télécommunications Montréal Canada, pour ses nombreux conseils et leur disponibilité lors de la fabrication des divers prototypes.

Merci à Monsieur Mohamed Lahdi Riabi, Professeur à l'université de Constantine 1 ainsi que Monsieur Ke Wu, professeur à l'École Polytechnique de Montréal dont la présence et les discussions autour de cette thèse ne démeritent pas.

Mes profondes gratitudes vont également aux membres du jury :

À Monsieur Mohamed Bouchemat, professeur à l'université des Frères Mentouri Constantine 1, qui m'a fait l'honneur d'accepter de juger ce travail et de présider mon jury de thèse.

À Monsieur Djamel Benatia, professeur à l'université Mustapha Ben Boulaid Batna 2, pour avoir accepté de juger le travail de cette thèse.

À Monsieur Djamel Khedrouche, docteur à l'université Mohamed Boudiaf M'sila, pour avoir accepté de juger mon travail.

À Madame Barkat Warda, docteur à l'Université des Frères Mentouri Constantine 1, pour avoir accepté de juger mon travail.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE	01
-----------------------------	----

CHAPITRE 1

GUIDE D'ONDE INTEGRE AU SUBSTRAT

Introduction	07
Bref historique GIS	07
Conception du guide d'ondes intégré au substrat	08
Constante de propagation	10
Courants de surface et modes supportés	10
Mécanismes des pertes	13
Composants à base de GIS	14
Circuits passifs à base de GIS	14
Filtre et coupleurs	15
Filtres passe-bande et coupe-bande.....	15
Coupleurs directionnels.....	17
Déphaseur en GIS.....	18
Résonateurs à cavité GIS.....	19
Duplexeurs.....	20
Composants GIS actifs.....	22
Mélangeurs.....	22
Amplificateurs.....	23
Antennes GIS.....	24
Modélisation électromagnétique et Méthodes d'analyse.....	24
Méthode de Raccordement Modale MMT (Mode-Matching Technique)	25
Les Modes dans le guide d'ondes avec des murs électriques.....	26
Équivalence entre les trous circulaires et carrés.....	30

Références bibliographiques I

CHAPITRE 2

Théorie de la ligne microstrip et la transition microstrip-GIS

Introduction.....	36
La Ligne Microstrip.....	37
Constante diélectrique effective	38
Impédance caractéristique	39
Pertes dans le Microstrip.....	40
Pertes dans le conducteur.....	40
Pertes diélectriques.....	41
Discontinuités dans la ligne microstrip.....	42
Extrémité ouverte dans le microstrip.....	43
Gaps dans le Microstrip.....	43
Saut d'impédance.....	44
Les transitions.....	44
Transition Microstrip – ligne coaxiale.....	45
Transition Microstrip - guide d'ondes.....	46
Transition GIS-Microstrip	46
Bref historique sur la transition.....	47
Technique de conception d'un taper microstrip.....	48
Références bibliographiques II	

CHAPITRE 3

Nos résultats sur la transition microstrip - GIS

Introduction.....	55
--------------------------	-----------

Transition GIS-Microstrip.....	55
Résultats et discussio.....	57
Première structure.....	57
Seconde structure.....	60
Résultats expérimentaux.....	63
Conclusion.....	65
Références bibliographiques III	

CHAPITRE 4

Cavités micro-ondes

Introduction.....	68
Théorie fondamentale des cavités résonantes.....	68
Fréquence de résonance.....	69
Considérations d'énergie dans une cavité résonante.....	71
Définition du facteur Q.....	73
Résonateur GIS.....	76
Conception d'une cavité GIS.....	76
Fréquence de résonance.....	78
Facteur de qualité.....	78
Références bibliographiques IV	

CHAPITRE 5

Nos résultats sur la cavité et filtre

Introduction.....	83
Analyse de cavité et filtre GIS par MMT.....	83
Cavité GIS proposer.....	86
Filtre GIS proposer.....	94
Résultats expérimentaux.....	96
Conclusion.....	99
Références bibliographiques V	

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Résumé

LISTE DES PUBLICATIONS

INTRODUCTION GÉNÉRALE



Introduction générale

Dans les dernières années les composants et les systèmes de télécommunications ont suscité un grand intérêt et introduit des nouvelles applications pour les ondes centimétriques. En fait, plusieurs applications ont été récemment proposées dans la gamme de fréquence gigahertz, comme les réseaux sans fil, les radars automobiles, les capteurs d'imagerie et les dispositifs biomédicaux. Le développement des technologies d'ondes centimétriques est essentiel pour l'évolution des systèmes plus compacts et performants, fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées. Dans la plupart de ces systèmes de télécommunications, la réussite dépend principalement de la disponibilité d'une technologie rentable, adaptée à la production en série de composants et de systèmes. Il est prévu que les techniques d'intégration à haute densité, associées à un processus de fabrication peu coûteux, soient en mesure d'offrir des solutions généralisées pour les applications commerciales à des ondes centimétriques.

La technologie la plus répandue de fabrication des circuits, et celle qui a le plus faible coût même aux hyperfréquences, est la technologie planaire, dont l'élément passif type est la ligne microstrip. Cette dernière montre une limite de performance avec l'augmentation de la fréquence et de la densité d'interconnexion, inconvénients inconnus pour les guides d'ondes à parois métalliques. Dans le but d'une intégration de circuit dans le régime des ondes centimétriques, des circuits intégrés au substrat (CIS) sont apparus comme un compromis réussi entre des composants de guides d'ondes métalliques et microstrip.

La technologie émergente Guide d'onde Intégré au Substrat (GIS), véritable paradigme, envisage la migration des guides à parois métalliques vers la technologie planaire. Parmi les avantages annoncés de cette approche, il convient de citer l'absence de pertes par rayonnement, et en raison de la réduction de la hauteur relative des guides, l'élargissement de la bande de fréquence monomode ainsi que la diminution de l'impédance d'onde.

La technologie de guide d'ondes intégré (GIS), qui est plus spécifiquement ciblée dans cette recherche, démontre un compromis raisonnable entre le guide d'onde rectangulaire conventionnel (RWG) et la ligne microstrip (MS) en termes de perte et de facteur Q , mais offre aussi un avantage que le système peut être entièrement mis en œuvre dans un même substrat. A cet égard, les parois métalliques verticales du RWG sont substituées par deux rangées de trous transverses plaqués qui

sont maintenus par le substrat. Les diamètres des trous et les distances entre eux jouent un rôle important pour confiner le champ électromagnétique et minimiser la perte de fuite. On prévoit une prédilection sélective des applications susceptibles de bénéficier économiquement des GIS. Pour ne citer que les composants passifs réciproques, les coupleurs, résonateurs à cavité, et filtres, peuvent être réalisés sur des substrats grand public PCB et LTCC. Les applications ont été démontrées jusqu'à la gamme des 100 GHz.

Motivation

Etant donné que la ligne microstrip reste très pratique dans beaucoup de configurations, notamment pour la connectivité des composants actifs, la tendance est à la fusion dans un même substrat avec les GIS, structures géométriquement inconciliables. Ceci exige le développement de transitions, jonctions, et couplages, de haute qualité technique, et par conséquent implique des modèles de calcul performants.

Les ports du GIS devront être intégrés avec des dispositifs actifs, par exemple des amplificateurs à faible bruit (LNA) dans des systèmes de réception à ondes centimétriques, qui utilisent couramment des ports coaxiaux (type quasi-TEM).

La transition entre le GIS et la ligne microstrip est très courante, et des techniques de conception sont disponibles pour les transitions en couche unique et en double couche. Afin d'exploiter la connectivité à un niveau plus élevé d'intégration de circuits, la technologie des guides d'ondes coplanaires (CPW) est plus compatible avec les circuits intégrés monolithiques à micro-ondes (MMIC) ou les circuits intégrés miniatures à micro-ondes hybrides (MHMIC). Ainsi, les transitions GIS vers CPW ont été proposées et réalisées dans des configurations de substrats à couches doubles et à couches simples.

L'objectif fixé dans cette thèse consiste à participer à cet effort de recherche pour la maîtrise de cette nouvelle technologie GIS afin de modéliser une transition entre la ligne microstrip et le guide d'onde intégré au substrat.

Organisation de la thèse

La présente recherche porte sur la contribution à un modèle de couplage électromagnétique Ligne Microstrip – Guide d'Onde Intégré au Substrat. Afin de mettre en exergue la problématique traitée et exposer nos contributions, nous avons organisé cette thèse en cinq chapitres :

Le premier chapitre présente les concepts généraux, il est consacré tout d'abord à une étude bibliographique de la technologie guide d'onde intégré (GIS). Par la suite, il traite de différents aspects de ces guides tels que leurs caractéristiques modales, leurs constante de propagation, et les composant à base de GIS sont présentés. La seconde partie de ce chapitre présente un état de l'art des différentes méthodes numériques pour la conception des circuits GIS et étude complète sur la Méthode de Raccordement Modale MMT (Mode-Matching Technique).

Dans le deuxième chapitre nous allons présenter un rappel historique sur la ligne microstrip. Les pertes et les différentes discontinuités dans la ligne microstrip sont présentées. Finalement, la transition entre la ligne microstrip et le guide d'onde intégré est bien détaillée.

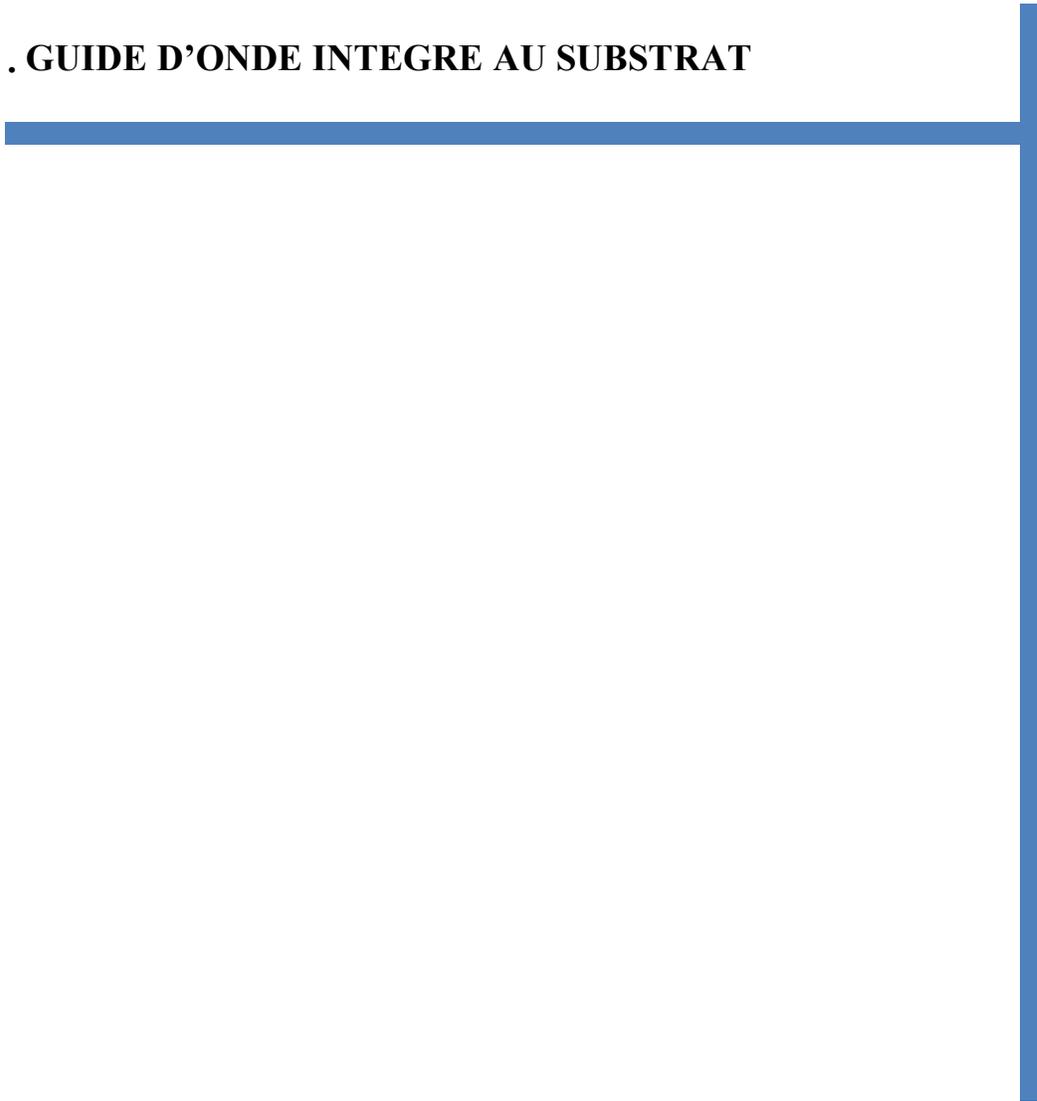
Dans le troisième chapitre nous allons présenter une nouvelle transition entre la ligne microstrip et le guide d'ondes intégré au substrat, utilisable dans la bande Ku (12.4-18 GHz). Dans un premier temps, une comparaison des résultats de simulation a été conduite entre la transition proposée et les résultats de déférente référence. Ensuite, afin de montrer la performance de cette transition un prototype de transition dos-à-dos est conçu, fabriqué et testé.

Le quatrième chapitre est consacré aux théories fondamentales des cavités résonantes et les différents paramètres qui définissent le facteur de qualité Q de la cavité résonante, et se termine par un exposé sur la procédure de conception d'une cavité GIS.

Le dernier chapitre est consacré aux les études des cavités et filtres à base de technologies guide d'onde intégré au substrat (GIS) par la Méthode de Raccordement des Modes (MMT) et extraction des paramètres S . Dans ce chapitre nous allons aussi présenter une nouvelle cavité planaire qui a un facteur de qualité Q supérieur à 800.

Enfin, une conclusion et des perspectives pour des travaux futurs sont établies à la fin de cette thèse.

I . GUIDE D'ONDE INTEGRE AU SUBSTRAT



GUIDE D'ONDE INTEGRE AU SUBSTRAT(GIS)

I.1. Introduction

Le développement des technologies d'intégration des micro-ondes est très important pour l'évolution des systèmes sans fil et des composants électromagnétiques au cours des prochaines années. Une haute sélectivité, de faibles pertes d'insertion, une taille réduite et un cout faible, sont autant de contraintes essentielles dans la conception et la fabrication des circuits hyperfréquences. Dans la construction de ce circuit RF, les lignes de transmission planes et les guides d'onde traditionnels rencontrent le même problème d'intégration. Les composants actifs, les composants passifs et les composants de transmission sont habituellement fabriqués selon différents procédés et avec différentes interfaces, ce qui entraîne des pertes supplémentaires lors des processus d'insertion, de transition et de transmission. En conséquence, la performance de conception idéale pour chaque composant du système ne peut pas être atteinte. Afin d'optimiser l'intégration du système, une nouvelle structure des guides, appelée les guide d'ondes intégré au substrat (GIS) a été proposée. Avec la technologie GIS, toute structure de guide d'onde non planaire peut être synthétisée sous une forme planaire, qui peut être intégrée sans problème avec des circuits imprimés classiques. C'est l'un des principaux avantages de la technologie GIS, car ils permettent de fabriquer un circuit complet sous forme planaire. De plus, il est possible de monter un ou plusieurs composants sur le même substrat.

I.2. Bref historique GIS

Les guides d'onde intégrés GIS sont apparus dans la littérature scientifique au début des années 90. Pilote, Flanik et Zaki ont été les premiers chercheurs à émettre l'idée de remplacer les parois des guides d'onde par une série de vias métalliques à travers le substrat pour obtenir le même effet électromagnétique [1]. L'utilisation de la technologie GIS pour la réalisation des antennes sans substrat diélectrique (*Post-wall waveguide*) a été proposée par l'équipe japonaise d'Ando et Hirokawa, Ando *et al.* (1997) ensuite avec substrat à partir de 2001. Le professeur Ke Wu et son équipe de recherche ont proposé aussi plusieurs circuits réalisés dans la même technologie GIS, l'étude des caractéristiques des GIS a été menée par Takenoshita et Uchimura (2002), Cassivi *et al.* (2002). Pour la transition des GIS avec le microstrip, différentes solutions a été proposées : transitions coplanaire-GIS (CPW-GIS) [Deslandes (2006)]. Cette idée de guide d'onde intégré au substrat GIS permet la possibilité d'utiliser la théorie et la pratique du guide d'onde rectangulaire.

Cassivi *et al* ont démontré la faisabilité des coupleurs directionnels plan H et plan E [2]. Deslandes *et al* ont réalisé des filtres inductifs intégrés [3]. Des oscillateurs micro-ondes verrouillés par injection et des résonateurs ont également été conçus avec des facteurs de qualité Q de plus de 150 [4]. Aujourd'hui, la technologie GIS est très présente dans la littérature et donne lieu à un grand nombre de publications chaque année. La technologie a fait ses preuves pour concevoir les différents éléments de base, ce qui encourage son utilisation dans des structures plus complexes.

I.3. Conception du guide d'ondes intégré au substrat

Les guides d'ondes intégrés aux substrats sont des guides d'ondes rectangulaires formés par deux plans métallique, séparés par un substrat diélectrique, avec des parois latérales de conducteur émouées par deux rangées des trous percés et métallisés afin d'assurer le contact entre les deux plans métallique du substrat (Figure. I.1). Etant donné que seuls les courants orientés verticalement peuvent s'écouler sur les parois des trous traversant, cette structure ne peut guider que les modes avec des composantes verticales du champ électrique. Les modes ayant des composantes horizontales du champ électrique produits par les composantes horizontales de la distribution de courant sur les parois des trous traversant sont rayonnés à cause de la discontinuité entre les trous. Le GIS est donc idéalement adapté pour guider le mode dominant dans le guide d'ondes rectangulaire.

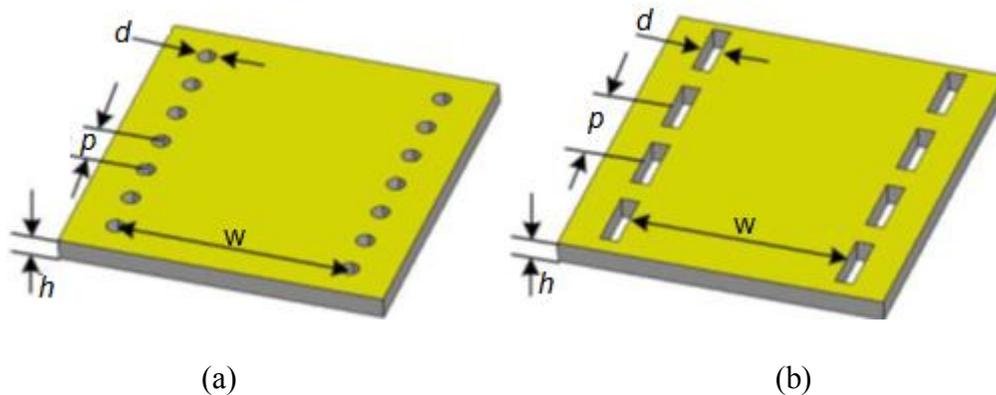


Figure I.1. GIS avec ses paramètres (a : GIS avec des trous cylindrique, b : GIS avec des trous rectangulaire)

Le guide d'ondes intégré au substrat est complètement caractérisé par le diamètre des trous métallisés d , la distance entre deux trous successifs p et la distance entre les deux rangées de trous w . Les détails sont illustrés à la Figure I.1.

Grâce à la similarité entre le guide d'onde rectangulaire et le GIS, des relations ont été obtenues entre les dimensions géométriques du GIS et la largeur effective w_{eff} du guide d'onde rectangulaire ayant les mêmes caractéristiques de propagation [5]. Ces relations permettent de définir les dimensions des paramètres et la conception des composants GIS.

$$W_{eff} = W - \frac{d^2}{0.95p} \quad (I.1)$$

où d est le diamètre des trous, W est la distance transversale du GIS et p la distance entre deux trous consécutifs.

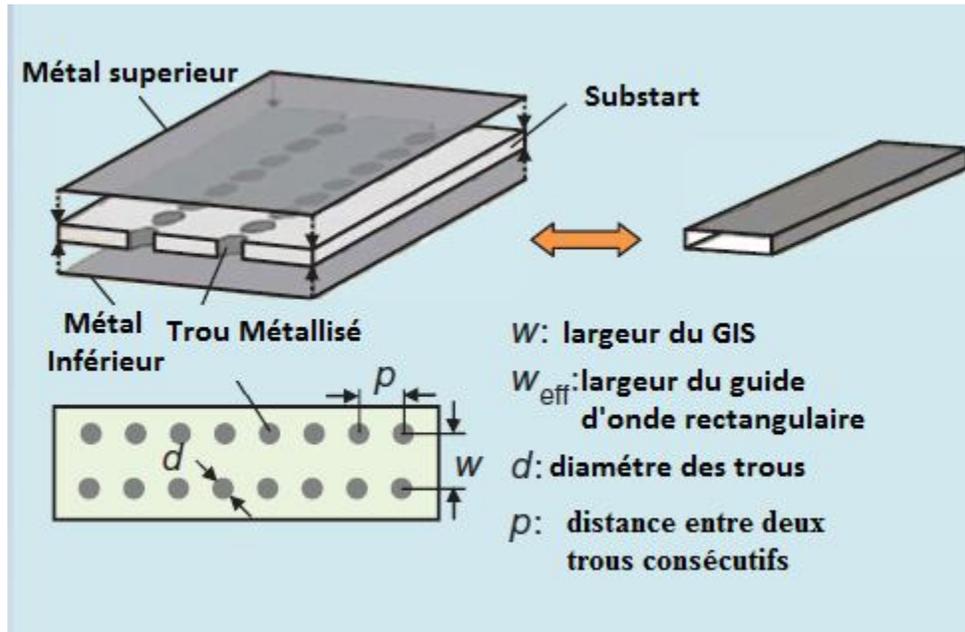


Figure I.2. GIS avec guide d'onde rectangulaire équivalent.

L'équation (1) donne une bonne approximation entre un GIS et le guide d'ondes rectangulaire équivalent. Cependant, cette approximation n'introduit pas l'effet de d/w , ce qui peut conduire à de petites erreurs lorsque d augmente [6]. Pour approcher à une meilleure approximation, une équation plus précise pour calculer la largeur effective du GIS a été proposée dans [6]:

$$W_{eff} = W - 1.08 \frac{d^2}{p} + 0.1 \frac{d^2}{W} \quad (I.2)$$

Une autre relation a été proposée dans [7]

$$W = \frac{2w_{eff}}{\pi} \cot^{-1} \left(\frac{\pi p}{4W_{eff}} \ln \frac{p}{2d} \right) \quad (I.3)$$

À partir de la largeur effective, on peut déterminer, la constante de propagation et l'impédance caractéristique du guide GIS.

I.3.1. Constante de propagation

La constante de propagation est un facteur très important dans la conception de tous les circuits d'adaptation pour déterminer la longueur électrique et son impédance caractéristique. La constante de propagation du guide d'onde intégré est déterminée à partir du nombre d'onde de coupure. Il est donné par :

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} \quad (I.4)$$

où

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (I.5)$$

I.3.2. Courants de surface et modes supportés

Le mode transverse électrique TE, par définition ne possède pas de composante du champ électrique selon la direction de propagation, le mode transverse magnétique TM n'a pas de composant du champ magnétique selon la direction de propagation. La propagation des modes transverses électrique ou magnétique induit des courants de surface longitudinaux sur les parois du guide d'onde. Pour les modes TE_{m0} la direction du courant de surface sur les parois latérales du guide d'onde est uniquement verticale dans la direction des trous métallisés. Dans le cas du mode TM et TE_{mn} avec n≠0, le courant de surface est longitudinal sur les côtés du guide d'onde [8]. Ces courants sont coupés à cause de la discontinuité entre les trous métallisés qui représentent les parois du guide intégrée au substrat, en conséquence seuls les modes TE_{m0} sont supportés par le GIS.

À partir des relations entre le champ magnétique et le courant données par le théorème d'ampère, il est possible de déterminer la direction du courant de surface dans la structure. Si le courant de surface ne peut pas se propager dans une direction quelconque, on peut dire que le champ magnétique perpendiculaire à ce courant de surface n'est pas supporté. [8]

$$\vec{j}_s = \hat{n} \times \hat{H} \Big|_{x \text{ or } y=0} \quad (I.6)$$

L'équation (I.6) montre la relation entre le courant de surface et le produit vectoriel entre la normale à cette surface et le champ magnétique.

Pour le mode TE_{m0} on a

$$H_y = 0 \quad (I.7)$$

$$H_x = \frac{j\beta\pi}{kc^2a} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (I.8)$$

$$H_z = A_{10} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (I.9)$$

$$\overrightarrow{J_{STE_{10}}} = \vec{x} \times \vec{z} H_z = -\vec{y} h_z \quad (I.10)$$

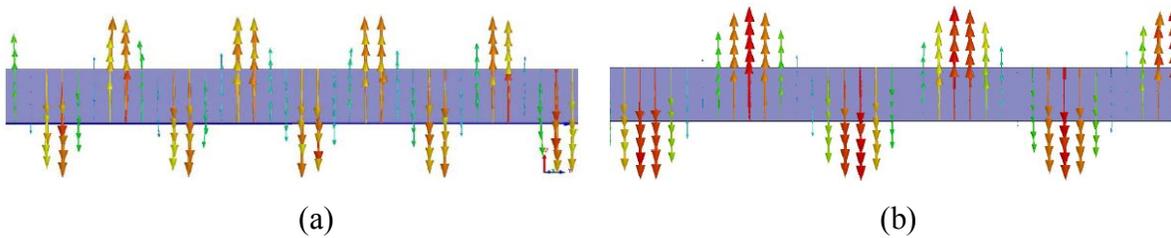
Les équations (I.7, I.8, I.9, I.10) montrent clairement la direction du courant de surface sur les parois latérales du guide d'onde, cette direction est uniquement verticale (direction y) pour le mode TE_{10} .

Par une analyse similaire, les équations (I.11) et (I.12) montrent les courants de surface requis pour les modes TE_{01} , TE_{11} :

$$\overrightarrow{J_{STE_{01}}} = \vec{x} \times \vec{z} A_{01} \cos \frac{\pi y}{b} e^{-j\beta z} + \vec{x} \times \vec{y} |H_y|_{x=0} \quad (I.11)$$

$$\overrightarrow{J_{STE_{11}}} = \vec{x} \times \vec{z} A_{11} \cos \frac{\pi y}{b} e^{-j\beta z} + \vec{x} \times \vec{y} |H_y|_{x=0} \quad (I.12)$$

Il est clair à partir des équations (I.11) et (I.12) que les modes TE_{01} et TE_{11} exigent un courant de surface dans la direction verticale et longitudinale. Pour le mode TM_{11} , et d'autres modes TM d'ordre supérieur, on peut montrer que les courants de surface existent dans la direction longitudinale parallèle à la direction de propagation des ondes. Les vecteurs de courant de surface sur les parois latérales du guide d'onde rectangulaire sont représentés sur la Figure I.3, pour les modes TE_{10} , TE_{20} , TE_{01} , TE_{11} et TM_{11} .



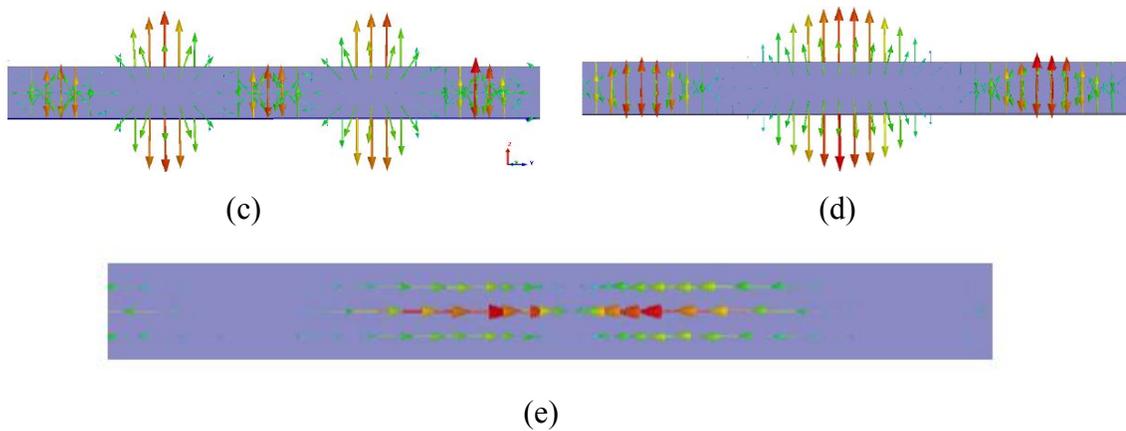


Figure I.3. Vecteurs de courant de surface sur les parois latérale d'un guide d'ondes rectangulaire pour (a) TE_{10} , (b) TE_{20} , (c) TE_{01} , (d) TE_{11} et (e) TM_{11} , à 110GHz

Avec une certaine modification dans la structure du guide d'ondes intégrée (laminated waveguide en anglais) [9], il est possible de supporter les modes TM et le courant longitudinal. Ce guide peut supporter les courants de surface verticaux et longitudinaux. La structure est similaire au GIS, mais avec des strip-lines reliant les rangées des trous (figure 3.2.2).

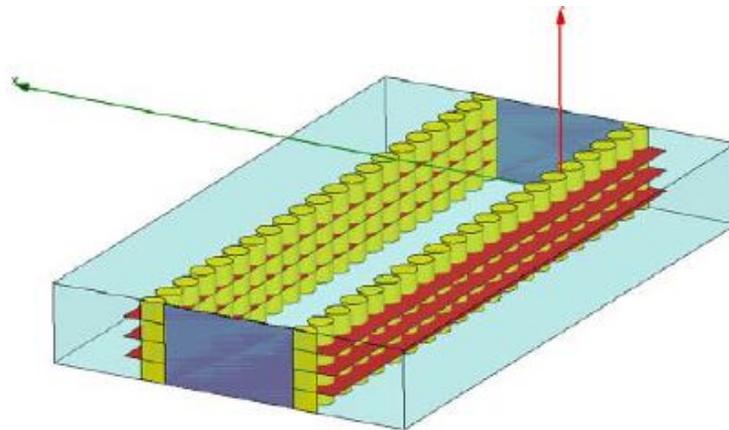


Figure I.4. Guide d'onde intégrée avec 3 couches "sous-conducteurs".

La distribution du champ électrique pour le mode TM_{11} se propageant dans le guide d'onde intégré avec des strip-lines est donnée dans la Figure I.4.

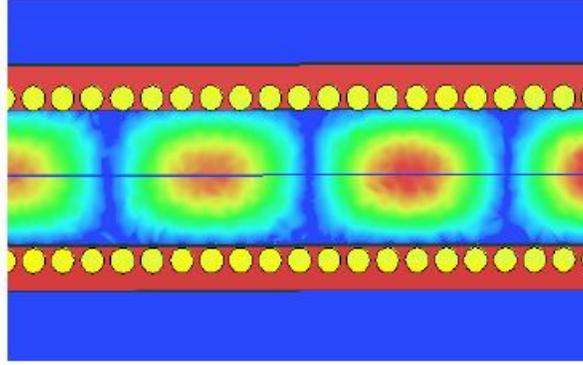


Figure I.5. La distribution du champ électrique pour le mode TM_{11} dans 115GHz [9].

I.4. Mécanismes des pertes

Dans la conception des structures GIS la minimisation des pertes est une question essentielle surtout quand on travaille dans des ondes centimétriques. Dans le cas général il existe trois principaux mécanismes des pertes à considérer dans la conception des structures GIS [10, 11]: Ce sont les pertes dans les conducteurs en raison de la conductivité finie dans les parois métalliques, les pertes diélectriques dues au matériau diélectrique, et les pertes de rayonnement en raison de la fuite de l'énergie à travers la discontinuité entre les trous métallisés. Le comportement des pertes des conducteurs et diélectriques est similaire aux pertes correspondantes dans les guides d'ondes rectangulaires remplis d'un milieu diélectrique et les équations classiques peuvent être appliquées efficacement dans le guide d'onde intégré. Il apparaît que les pertes dans les conducteurs peuvent être considérablement réduites si on augmente l'épaisseur du substrat, la constante d'atténuation est à peu près proportionnelle à l'inverse de l'épaisseur du substrat h . Les autres dimensions géométriques du GIS présentent un effet négligeable sur les pertes des conducteurs. A l'inverse, les pertes diélectriques ne dépendent que du matériau diélectrique et ils ne dépendent pas par la géométrie de la structure GIS, et par conséquent, ils peuvent être réduits en utilisant simplement un meilleur substrat diélectrique. Enfin, les pertes de rayonnement peuvent être maintenues raisonnablement faibles si $p/d < 2.5$, et $p/d = 2$ est la valeur recommandée. En effet, lorsque l'espace p entre deux trous consécutif est petit et que le diamètre d des trous métallisés est grand, l'espace entre les trous est plus petit, et ainsi approche la paroi métallique presque continuellement minimisant les pertes de rayonnement. D'une manière générale, la contribution des pertes diélectriques est prédominante dans les ondes centimétriques, si on utilise l'épaisseur typique du substrat et le matériau diélectrique commercial [11]. La perte d'insertion généralement calculée

pour la structure GIS, qui représente les pertes conducteurs, diélectriques et rayonnement, peut être augmentée de manière significative par l'effet de la rugosité de surface dans les conducteurs haut et bas de la structure. Plusieurs modèles analytiques des pertes dues à la rugosité de surface ont été développés pour les guides d'onde classiques et sont incorporés dans des simulateurs électromagnétiques commerciaux (HFSS, CST, Comsol). Récemment, cette question a été soigneusement étudiée par des études numériques et expérimentales dans le cas des lignes de transmission microstrip [12], mais il n'y a aucune publication dans le cas des structures GIS. Il est également particulièrement intéressant de comparer les pertes dans les structures GIS et dans les autres structures planes traditionnelles, par exemple, par rapport aux lignes microstrip ou coplanaires. La comparaison systématique entre le guide intégré et des lignes microstrip ou coplanaires n'est pas facile, car les circuits GIS sont généralement implémentés sur un substrat épais avec faible constante diélectrique, ce qui ne convient pas pour l'implémentation de circuits microstrip, dans le but de minimiser les pertes dans les conducteurs. En principe, les pertes dans les composants microruban peuvent également être réduites par l'augmentation de l'épaisseur du substrat ; en pratique, cela ne peut pas être exploité en raison de l'augmentation inacceptable de la perte de rayonnement et de l'excitation des ondes de surface. La comparaison entre les pertes dans les structures GIS, les lignes microruban et les guides d'ondes coplanaires est rapportée dans [13]: on constate que les structures GIS peuvent garantir des pertes comparables ou inférieures par rapport aux lignes de transmission planaires traditionnelles.

I.5. Composants à base de GIS :

Depuis l'introduction de la technologie GIS, différents composants de circuits ont été développés. La conception d'un système de communication complet basé sur les GIS et utilisant des nouvelles interconnexions est possible. Dans la partie suivante, quelques composants à base de GIS tels que les déphaseurs, filtres et résonateurs à cavité sont présentés.

I.5.1. Circuits passifs à base de GIS

Dans les circuits passifs, la plupart des composants micro-ondes classiques ont été implémentés dans la technologie GIS. Cette structure permet habituellement d'obtenir des composants avec une minimisation substantielle de la taille par rapport aux composants à guide d'onde classiques, leurs

perdes sont plus faibles que celles des dispositifs microruban, en particulier dans la plage des ondes centimétriques, et il n'y a pas de problème de rayonnement et de réalisation de boîtier.

I.5.1.1. Filtre et coupleurs

Parmi les composants passifs utilisés dans la réalisation des circuits électroniques, les filtres ont reçu une attention particulière, Il existe plusieurs topologies de filtre qui peuvent être classées dans les catégories suivantes : passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande et passe tout [14], plusieurs topologies de filtre sont montrées dans la Figure I.6. Parmi elles, un filtre avec post inductif fonctionnant à 28 GHz [3]. Les filtre avec des iris fonctionnant à 60 GHz [15] ont été implémentés et fabriqués. Les filtres avec des cavités circulaires [16] et rectangulaires [17] ont été développés : ils permettent une meilleure souplesse dans la conception et présentent une plus grande sélectivité. Filtre avec structure multicouche a été adoptée dans [18], l'utilisation d'un substrat à deux couches permettant de concevoir un filtre elliptique à quatre cavités fonctionnant en bande C.

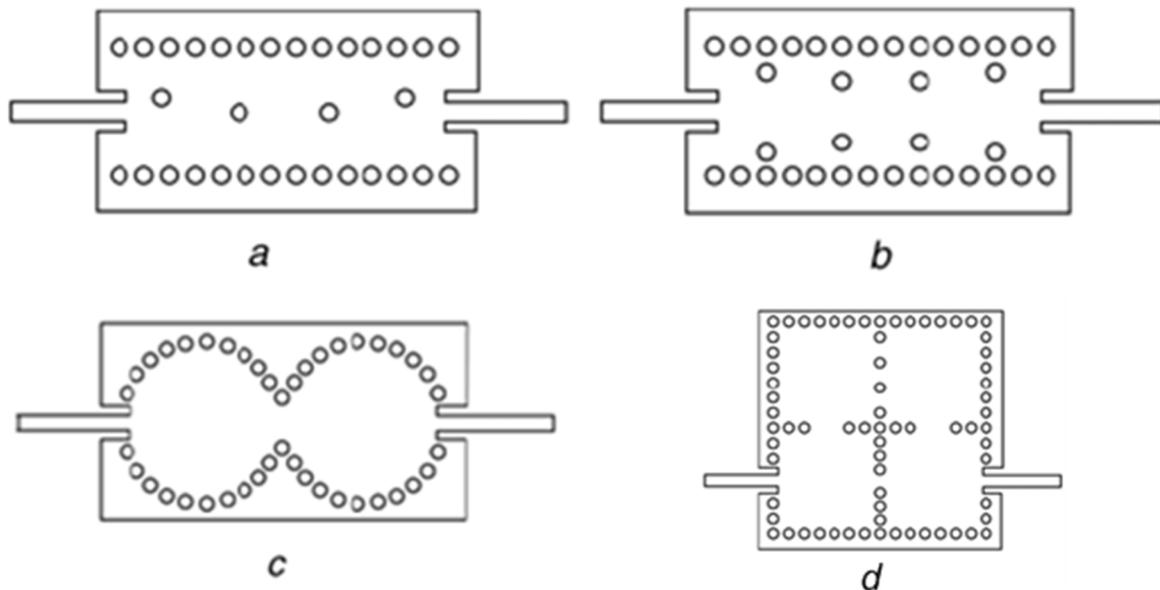


Figure I.6. Différentes classes de filtres GIS (a) Filtre avec inductif post, (b) Filtre avec iris fenêtres, (c) Filtre avec des cavités circulaires, (d) Filtre avec des cavités rectangulaires et de couplage croisé [14],

I.5.1.2. Filtres passe-bande et coupe-bande

Les filtres passe-bande et coupe bande sont les plus couramment étudiés dans les filtres à base de technologie GIS. On a plusieurs propositions dans [19] où les auteurs présentent un filtre à cavité GIS 2-D qui est capable de générer des zéros de transmission pour obtenir la bande de coupure

caractéristique désirée. Il est considéré comme un filtre replié dont l'entrée et la sortie sont côte-à-côte avec des directions de propagation opposées (Figure I.7)

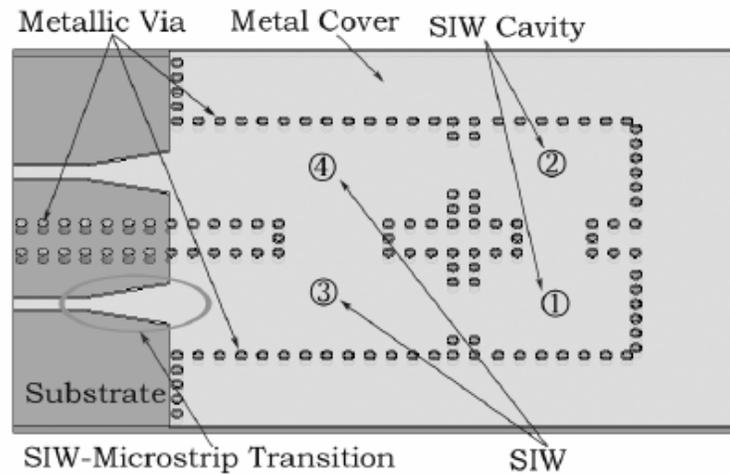


Figure I.7. filtre plié [19]

Les résultats des mesures montrent une bonne sélectivité dans la bande X de 9.62GHz à 9.71GHz, une perte d'insertion de 2.1dB à 9.68GHz, et une perte de retour ci-dessous 19.5dB.

Dans la référence [20] un substrat multicouche pseudo-elliptique est utilisé pour intégrer un filtre à couplage croisé avec deux zéros de transmission finis. Il est basé sur des résonateurs quasi-striés et il a été implémenté en utilisant la technologie PCB multicouches. Le filtre est adapté pour une fréquence centrale de 28 GHz avec une bande passante de 1000 MHz, il présente une bonne sélectivité des canaux adjacents de 25 dB ainsi que des faibles pertes d'insertion et de retour. Il est de petite taille et peut être intégré avec d'autres filtres pour la conception des duplexeurs et des multiplexeurs. L'approche utilisée dans cette conception peut être facilement appliquée pour les autres substrats multicouches, par exemple, LTCC (Figure I.8).

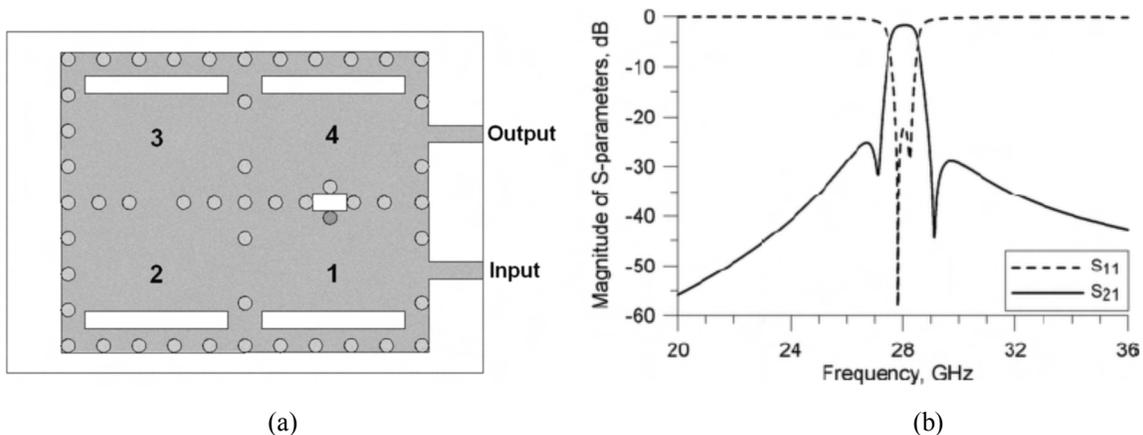


Figure I.8. filtre passe bande, (a) : Conception du filtre, (b) : Réponse en fréquence [20]

Un autre type de filtre passe-bande à base de GIS est présenté dans [21]. Dans cet article les auteurs proposent un filtre avec une taille compacte par rapport aux filtres intégrés traditionnels. Ce filtre passe-bande pour le cas général est conçu pour fonctionner à 5,8 GHz avec des bandes passantes relatives de 5% (Figure I.9).

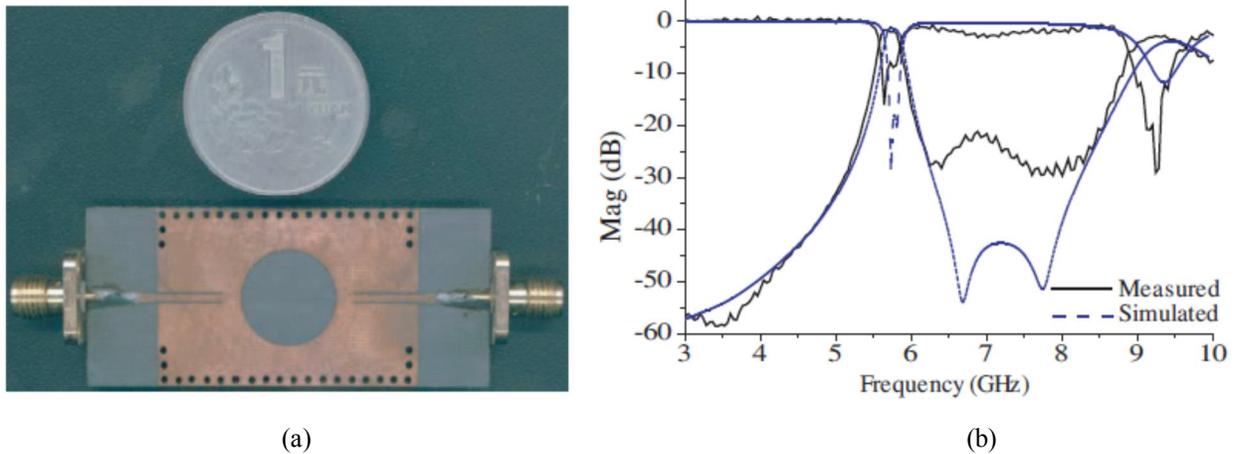


Figure I.9. Compact filtre passe-bande : (a) : photographie fabriqué, (b) Les résultats simulés et mesurés [21]

Ce filtre a trois inconvénients même si il a une bonne performance. 1) : La transition en fréquence à la fréquence de coupure n'est pas suffisamment rapide. 2) La première bande passante parasite est trop proche, ce qui limite les applications de ce filtre passe-bande. 3) Les perte de retour en bande passante sont trop faibles.

I.5.1.2. Coupleurs directionnels

Plusieurs composants passifs utilisant les filtres ont été développés en technologie GIS. Parmi eux, deux configurations de coupleurs directionnels ont été proposées : la première, basée sur deux GIS adjacents ayant des ports de part et d'autre sur la même paroi, a été utilisé pour la conception de coupleurs -3 dB, -6 dB, et -10 dB [22] ; La deuxième configuration a une forme en croix et a été adoptée pour la conception d'un coupleur directionnel -3 dB super compact [23].

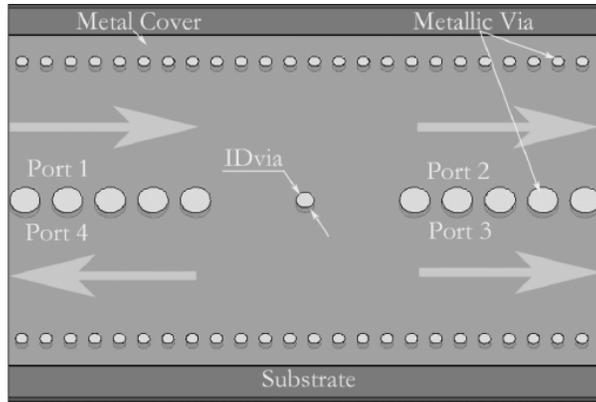


Figure I.10. Coupleur GIS à couplage faible [22]

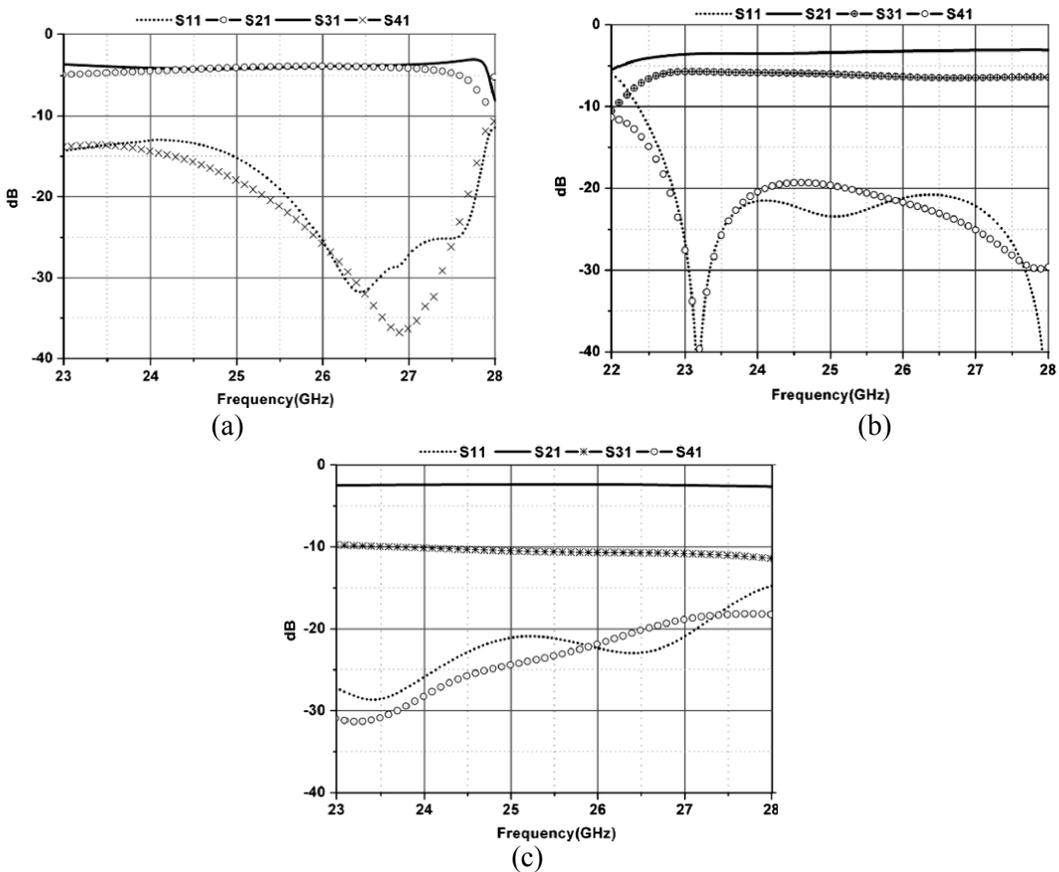


Figure I.11. Résultats de simulation pour : (a) : -3dB, (b) : -6dB, (c) : -10Db. [22]

I.5.1.3. Déphaseur en GIS

La méthode de déphasage proposée dans [24] consiste à placer une tranche d'un diélectrique au centre de la structure. Ainsi, en comparant avec un guide de même dimension, mais sans cette perturbation, il est possible de mesurer une différence de phase. La méthode la plus simple pour

introduire un déphasage est de percer des trous circulaires au centre de la structure. Il est également possible d'obtenir de grandes valeurs de déphasages en cascadeant plusieurs trous [25].

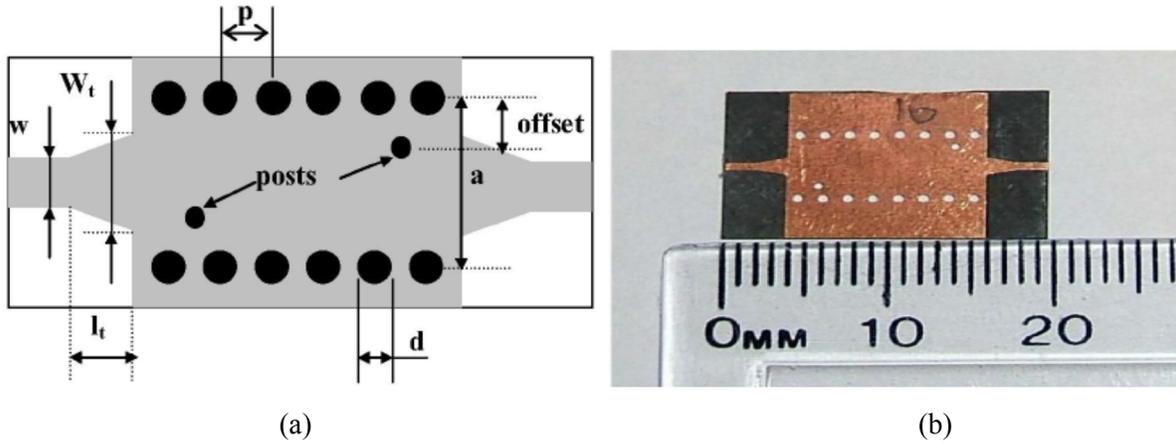


Figure I.12. Déphaseur à GIS : (a) : conception, (b) : fabrication. [25].

Le déphaseur proposé dans [25] consiste en un GIS avec deux trous métalliques (Figure I.12). Le déphasage est ajusté en changeant le diamètre et la position de ces trous (Figure I.13).

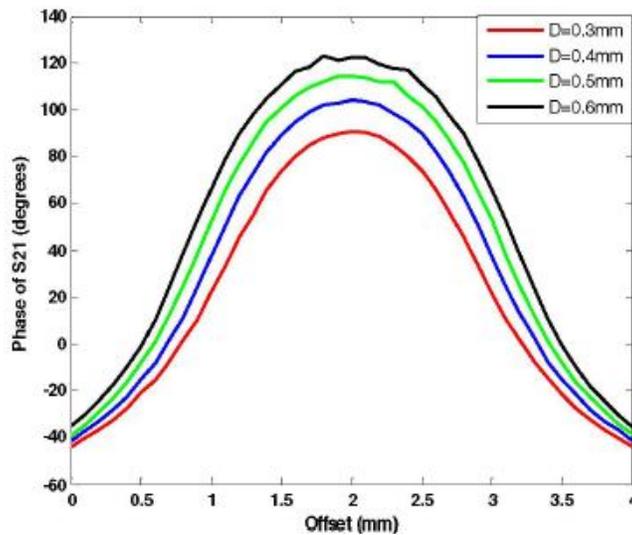


Figure I.13. La phase de S_{21} en fonction du diamètre et de la position des trous [25].

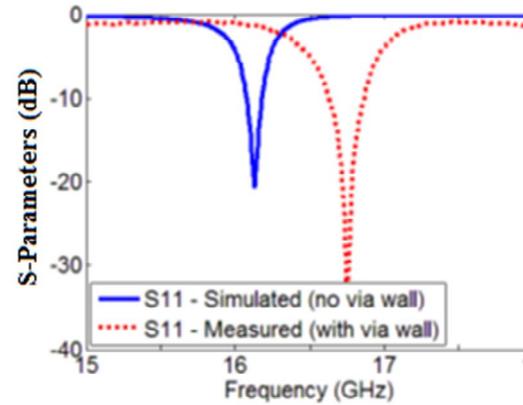
I.5.1.4. Résonateurs à cavité GIS

Le développement des cavités à base de GIS constitue une nouvelle époque très importante dans le domaine de micro-ondes. Le résonateur GIS peut être couplé directement à un circuit planaire,

ligne microstrip ou coplanaire avec différentes topologies de couplage, la Figure I.14, montré la photographie d'une cavité résonante circulaire à base de GIS [26].



(a)



(b)

Figure I.14. (a) photographie fabriqués des cavités résonantes circulaires à base de GIS. (b) la simulation des Pertes de rendement pour le résonateur [26].

Les fréquences de résonance d'une cavité GIS peuvent être approximées avec une excellente précision par les formules suivantes :

$$F_{R(TE_{m0q})} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_R}} \sqrt{\left(\frac{m}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{q}{L_{eff}}\right)^2} \quad (I.13)$$

Avec W_{eff} est déterminé dans la relation (I.1).

et

$$L_{eff} = L - \frac{D^2}{0.95.b} \quad (I.14)$$

Les fréquences de résonances sont observées à 16.75GHz et 16.79GHz. Dans ce type de cavité, on a remarqué que le coefficient de réflexion très faible à la fréquence de résonance, moins de -35dB, pour un facteur de qualité d'environ 76,3.

I.5.1.5. Duplexeurs

Un nouveau duplexeur planaire fonctionnant aux ondes centimétriques avec de hautes performances a été développé sur la base des filtres bi-modes à base de technologie GIS, avec des cavités circulaires et elliptiques, avec un bon compromis entre l'isolation, les pertes d'insertions,

et la sélectivité [27]. Dans cette référence, les pertes d'insertion mesurées sont 1,95dB et 2,09dB dans les bandes passantes supérieure et inférieure centrées à 26 et 25 GHz avec des largeurs de bande de 5,2% et 5,4%. L'isolation de ce duplexeur est inférieure à 50 dB.

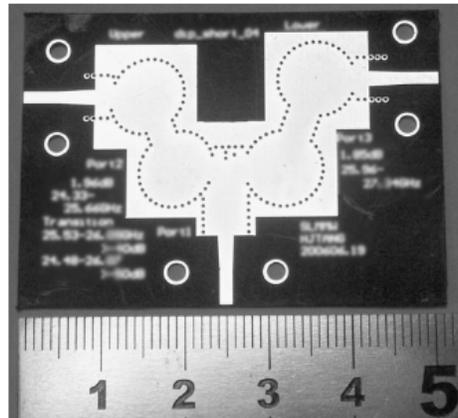


Figure I.15. Duplexeur à GIS [27]

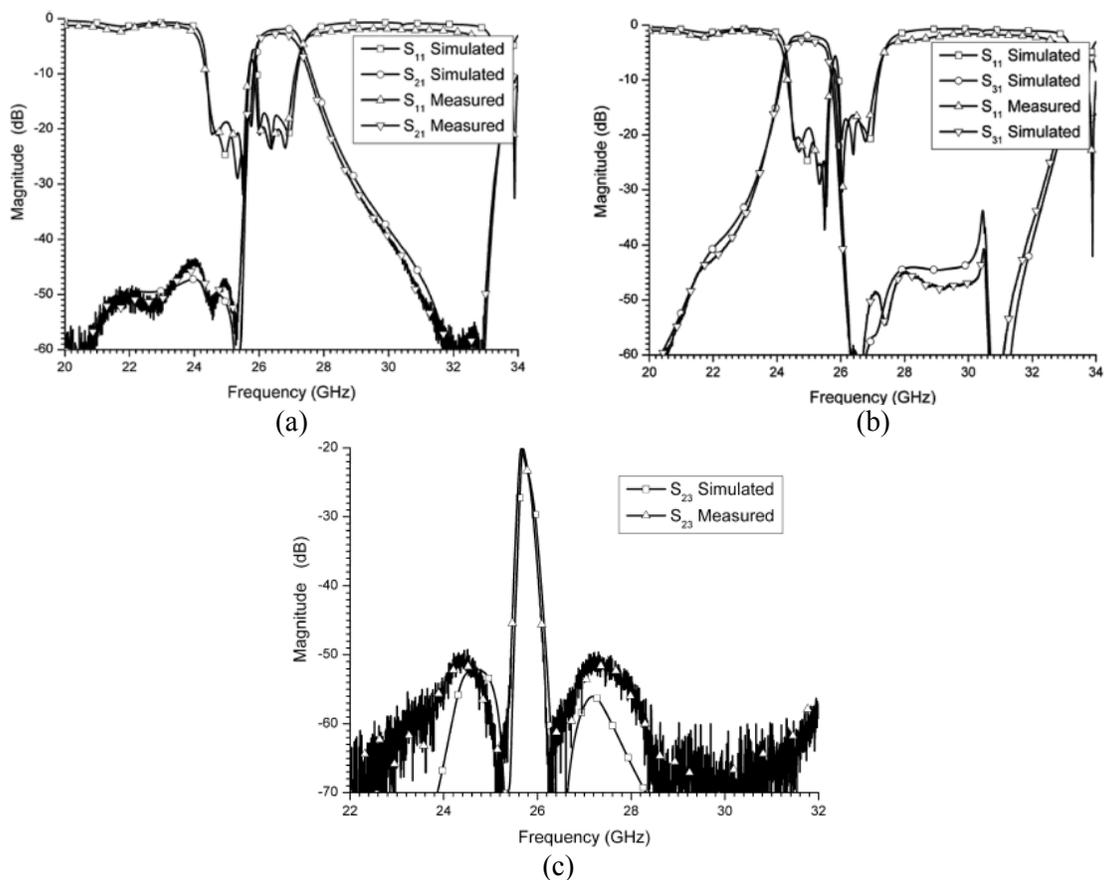


Figure I.16. Résultats de simulation et de mesure pour : (a) : canal supérieur (S₁₁, S₂₁), (b) : canal inférieur (S₁₁, S₃₁), (c) : isolation (S₂₃). [27]

I.5.2. Composants GIS actifs

L'implémentation des composants actifs utilisant la technologie GIS a reçu moins d'attention par rapport aux circuits passifs. Cependant, le domaine des circuits actifs ouvre de nouvelles perspectives de conception pour la technologie GIS vers une intégration complète désignée par l'acronyme SoS (System On Substrate en anglais). La conception et l'optimisation des circuits actifs consiste à intégrer des dispositifs actifs dans les circuits GIS passifs et de les interconnecter en utilisant les avantages de la technologie tels que les faibles pertes, une isolation élevée et une taille compacte, pour avoir une bonne performance avec un faible coût de fabrication.

I.5.2.1. Mélangeurs

Les circuits de conversion de fréquence ont été réalisés par un couplage entre les dispositifs actifs et les circuits passifs implémentés dans la technologie GIS. Dans [28] les auteurs ont proposé un mélangeur équilibré en utilisant deux diodes et un coupleur GIS 90° large bande sur le même substrat diélectrique (Figure I.17).

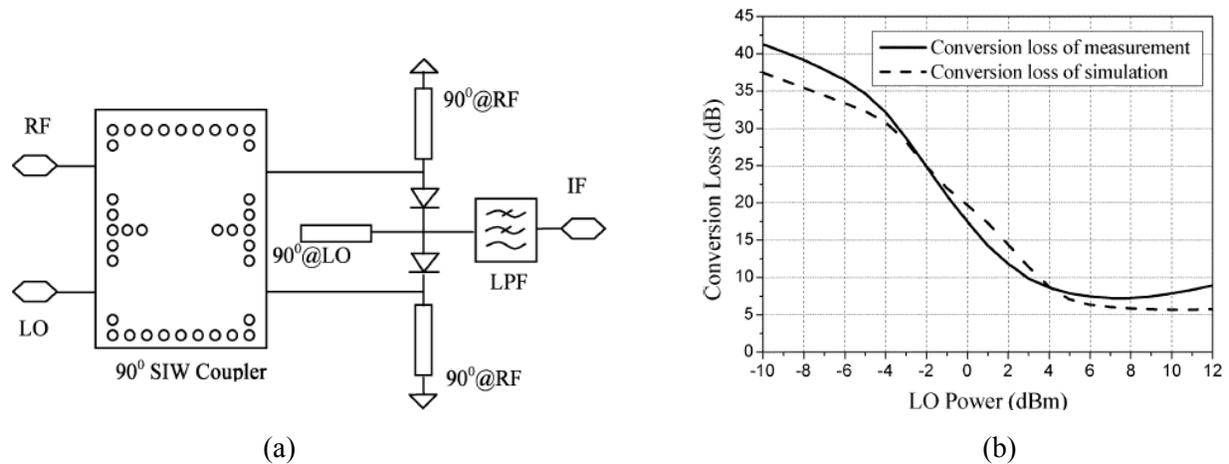


Figure I.17. Mélangeur GIS [28] : (a) : Configuration du mélangeur GIS, (b) : Perte de conversion par rapport à puissance de LO.

Dans la Figure I.17.b, le mélangeur montre une perte de conversion mesurée de 6,8 dB pour un signal radiofréquence RF 10 GHz, et 8 dB à 11,92 GHz pour le signal oscillateur local OL. Pour une fréquence OL fixe de 12 GHz et une puissance de 8 dB, les pertes d'insertion du mélangeur sont à plus de 10 dB sur toute la bande 9-12 GHz.

De plus, les filtres GIS peuvent être utilisés en vue d'améliorer les performances des circuits mélangeurs. Dans ce cas, la technologie n'est pas appliquée dans la conception du circuit

mélangeur lui-même [29]. Dans cette référence, un filtre GIS repliée, avec des pertes d'insertion de 3,3 dB et une bande passante 1,45 GHz à 3 dB centrée à 36,225 GHz, est utilisé comme un filtre de réjection dans un circuit mélangeur micro-ondes monolithique intégré qui fonctionne à 34-40 GHz (Figure I.18.a).

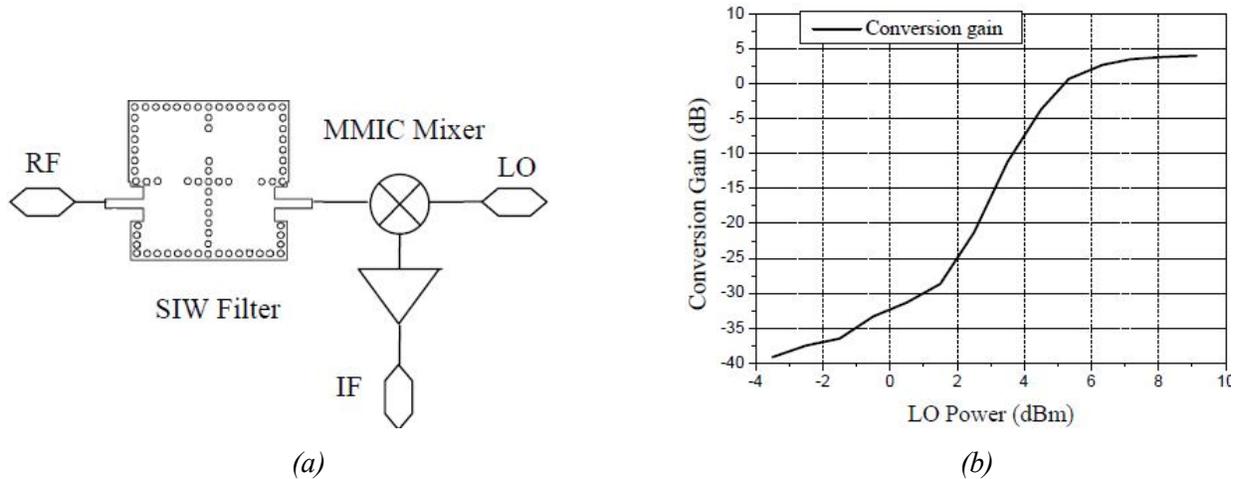


Figure I.18. Mélangeur proposée dans [29] : (a) : Configuration du module de mélangeur, (b) : Gain de conversion par rapport à la puissance OL

La Figure I.18.b, représente les gains de conversion à différentes puissances de l'OL. La fréquence RF est 36.5 GHz, la puissance RF est -13dB, et la fréquence OL est 38 GHz. Le gain de conversion de ce circuit est de 4dB relativement à une puissance de l'OL de 9.13dB ce qui correspond à un gain d'amplificateur IF de 15dB.

I.5.2.2. Amplificateurs

Le premier amplificateur en technologie GIS a été présentée dans [30]. Dans cette conception, le substrat utilisé est RO4003 avec une tangente de perte de 0,0027 et une constante diélectrique relative de 3,55. La fréquence de coupure du mode fondamental dans le GIS est 7,5 GHz. Le composant actif est un transistor NE3210S01 HJFET à faible bruit. Les auteurs ont réalisé un amplificateur en bande X avec 9 dB de gain et moins de 2 dB d'ondulation dans la bande, tout en éliminant l'utilisation d'une transition GIS aux microstrip, en couplant directement les dispositifs actifs aux sections entrée et sortie de GIS (Figure I.19.a).

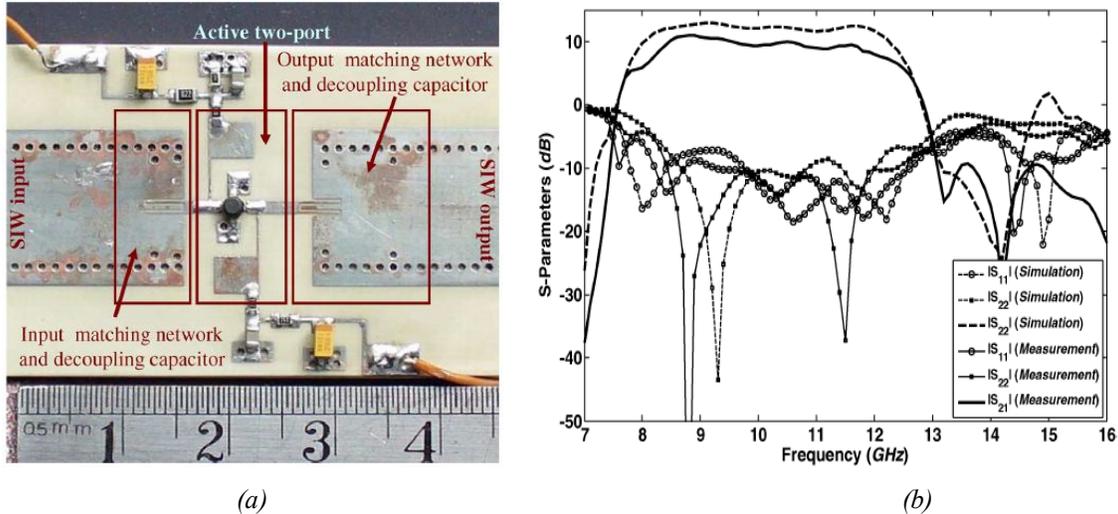


Figure I.19. Amplificateur GIS [30] : (a) : Photographie de l'amplificateur, (b) : Les paramètres S mesurés et simulés.

Dans le modèle proposé, les auteurs utilisent un réseau d'adaptation à base de GIS qui montre essentiellement la diminution des pertes par rapport à leurs homologues microstrip, et la construction compacte de l'amplificateur en un bloc simple.

I.5.3. Antennes GIS

Au cours des dernières années, il y a un intérêt croissant pour le développement des antennes à base de la technologie GIS. Plusieurs configurations ont été proposées : la première antenne GIS proposé dans [31]. Cette antenne était basée sur une matrice de quatre fois quatre fentes GIS obtenues par gravure dans la surface métallique supérieure de guide d'onde intégré, et fonctionnant à 10 GHz. Une autre topologie d'antennes GIS est proposée dans [32]. Cette antenne basé sur l'utilisation de l'une des caractéristiques fondamentales du GIS, à savoir la propriété de générer des pertes de fuite lorsque l'espacement longitudinal entre les trous métalliques est suffisamment grand.

I.6. Modélisation électromagnétique et Méthodes d'analyse

Le développement de la technologie GIS a stimulé l'application de plusieurs techniques numériques à la modélisation électromagnétique et à la conception des composants GIS. Parmi elles, les techniques numériques full-wave ont été largement adoptées. On a utilisé à la fois des logiciels électromagnétiques commerciaux (HFSS, CST....). Des codes électromagnétiques basés sur des méthodes d'équation intégrales, méthode de résonance transverse, ou méthode des différences finies ont été proposé dans [5, 33, 34]. Une technique numérique efficace pour la

modélisation de composants GIS de forme arbitraire est désignée par méthode BI-RME (Boundary Integral-Resonant Mode Expansion) a été proposée dans [10]. La méthode BI-RME, développée pour la modélisation des composants en guide d'ondes classique, a été appliquée à la modélisation des composants GIS dans le cas de faibles pertes. Récemment dans [35] la méthode des moments est décrite pour analyser des fentes gravées dans un guide d'ondes intégré au substrat. Dans cette méthode la structure GIS est modélisée comme un guide d'ondes à plaques parallèles sur lesquelles sont créés les trous d'interconnexion et les fentes. Dans [36], une approche rigoureuse full-wave basée sur la méthode des lignes (MoL) est présentée pour analyser les caractéristiques de propagation dans les guides d'onde intégrés au substrat. Dans ce travail, nous appliquons la méthode de raccordement modale qui est présentée dans [37].

I.6.1. Méthode de Raccordement Modale MMT (Mode-Matching Technique)

Dans le guide d'onde intégré au substrat, comme nous l'avons indiqué dans la section 3.2, les modes TE_{m0} sont les seuls modes qui peuvent se propager. Les GIS en technologie PCB classique ont une hauteur de substrat trop faible par rapport à la largeur. Les modes TE_{mn} avec n supérieur à zéro apparaissent à des fréquences beaucoup plus élevées que la bande de fréquence de fonctionnement (environ dix fois la fréquence de coupure de la bande de fréquences de travail). Sachant que dans la technologie GIS, nous essayons de travailler avec des hauteurs réduites pour avoir une perte de substrat plus faible et pour garder la compatibilité avec les technologies planes standard, le rapport d/p est choisi pour que le champ électromagnétique soit complètement gardé à l'intérieur de la structure et pour qu'il y ait un minimum des pertes. afin de pouvoir appliquer la MMT, la structure GIS est dessinée à l'intérieur d'un guide rectangulaire plus grand avec la même hauteur. Dans ce guide rectangulaire, les modes fondamentaux sont connus, ce qui nous permet d'appliquer la MMT pour toute configuration de trous dans le GIS.

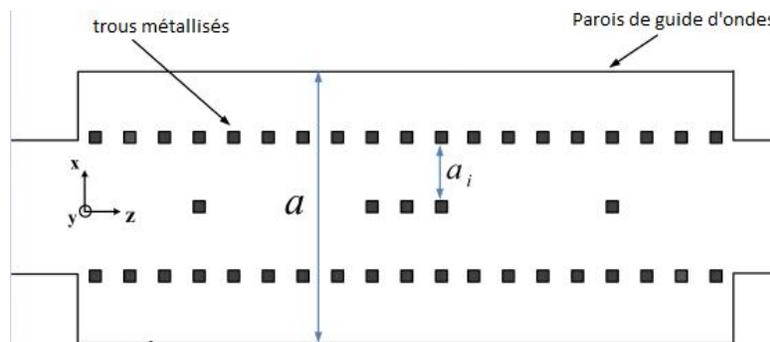


Figure I.20. Structure GIS dans un guide d'onde rectangulaire.

La Figure I.20. Présente une structure GIS typique entourée d'un guide rectangulaire. Dans le cas idéal les pertes dans la structure GIS sont absolument nulles, la largeur de guide d'onde rectangulaire pourrait être égale à $w + d$ (voir Figure I.2), mais en réalité, pour modéliser avec précision la structure, nous devons choisir cette largeur légèrement supérieure à $w + d$.

I.6.2. Les Modes dans le guide d'ondes avec des murs électriques

Pour les modes TE_{m0} , en supposant que la section transversale de la structure soit dans le plan $x-y$, le potentiel vecteur peut être exprimé par [8] :

$$\vec{A}_h = A_{hz} \vec{a}_z = \sum_m \sqrt{Z_{hm}} T_{hm}(x) [F_m e^{-jk_{zm}z} + B_m e^{+jk_{zm}z}] \quad (I.14)$$

où Z_{hm} est l'impédance d'onde du mode TE_{m0} et elle est égale à :

$$Z_{hm} = \frac{\omega\mu}{k_{zm}} \quad (I.15)$$

k_{zm} est la constante de propagation pour l'onde TE_{m0} dans la direction z , donnée par :

$$k_{zm} = \sqrt{k^2 + k_c^2} = \sqrt{\left(\frac{\omega}{v_c}\right)^2 \varepsilon_r - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2} \quad (I.16)$$

$k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$, est le nombre d'onde dans le vide, v_c est la vitesse de la lumière dans l'espace libre et ε_r est la permittivité relative du substrat. F et B sont les amplitudes des ondes progressive et régressive respectivement dans la structure (voir Figure I.20). Et T_h représente la dépendance du potentiel en les coordonnées transversales. Pour les modes TE_{m0} , T_h est une fonction de x selon la relation :

$$T_{hm}(x) = A_m \cos \frac{m\pi}{a} \left(x + \frac{a}{2}\right) \quad (I.17)$$

Cette formule est valable pour le guide d'onde de largeur a tel que présenté dans la Figure I.20, ou pour toute sous-région de largeur a_i , parce que en MMT tous les modes doivent être normalisés à la même puissance, dans chaque région, nous avons :

$$A_m = \frac{a}{m\pi} \sqrt{\frac{2}{ab}} \quad (I.18)$$

Pour les champs électriques et magnétiques dans cette région, nous avons :

$$\vec{E} = -\nabla \times (A_{hz} \hat{a}_z) \Rightarrow E_y = \frac{\partial A_{hz}}{\partial x} \quad (I.19)$$

$$\vec{H} = \frac{-1}{j\omega\mu} \frac{\partial^2 A_{hz}}{\partial x \partial z} \hat{a}_x + \frac{j}{\omega\mu} \frac{\partial^2 A_{hz}}{\partial x^2} \hat{a}_z \quad (I.20)$$

Pour analyser le GIS avec la méthode MMT, deux discontinuités de base doivent être résolues : la première est la discontinuité dans tout le guide d'onde diélectrique, et la deuxième de nombre arbitraire est représentée par les trous dans tout le guide d'onde diélectrique sur la largeur du substrat [38] (voir la Figure I.21).

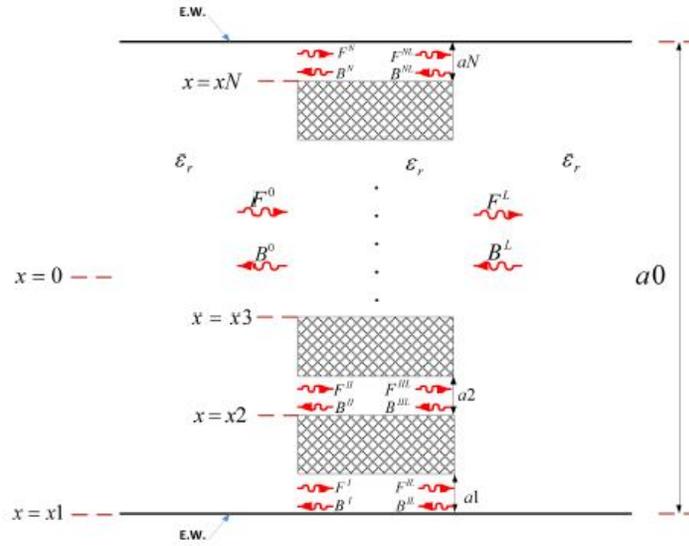


Figure I.21. Discontinuité sur tout le guide d'onde diélectrique et la deuxième est de nombre arbitraire sur les trous.

Pour ces types de discontinuités, \vec{E} et \vec{H} sont calculés par les équations I.19 et I.20, sur lesquelles on applique les conditions aux limites pour des trous conducteurs parfaits [8]. En faisant correspondre E_y sur toute la discontinuité, sachant que E_y est nul sur le mur CEP supposé placé en $z = 0$, nous avons :

$$\begin{aligned}
& \sum_m \sqrt{\frac{\omega\mu}{k_{zm}^0}} A_m^0 \frac{m\pi}{a_0} \left(-\sin \frac{m\pi}{a_0} \left(x + \frac{a_0}{2} \right) \right) [F_m^0 + B_m^0] \\
&= \sum_{n=1}^N \sum_k \sqrt{\frac{\omega\mu}{k_{zk}^n}} A_k^n \frac{k\pi}{a_n} \left(-\sin \frac{k\pi}{a_n} (x + x_n) \right) [F_k^n + B_k^n]
\end{aligned} \tag{I.21}$$

Et en faisant correspondre H_x dans chaque région individuelle (par exemple, région n), on obtient :

$$\begin{aligned}
& \sum_m \frac{k_{zm}^0}{\omega\mu} \sqrt{\frac{\omega\mu}{k_{zm}^0}} A_m^0 \frac{m\pi}{a_0} \left(-\sin \frac{m\pi}{a_0} \left(x + \frac{a_0}{2} \right) \right) [-F_m^0 + B_m^0] \\
&= \sum_k \frac{k_{zk}^n}{\omega\mu} \sqrt{\frac{\omega\mu}{k_{zk}^n}} A_k^n \frac{k\pi}{a_n} \left(-\sin \frac{k\pi}{a_n} (x + x_n) \right) [-F_k^n + B_k^n]
\end{aligned} \tag{I.22}$$

Nous multiplions les deux côtés de l'équation I.21 par $\sin \frac{m\pi}{a_0} \left(x + \frac{a_0}{2} \right)$ et intégrons de $-a_0/2$ à $a_0/2$. Cela donne l'équation suivante :

$$F^0 + B^0 = \sum_n M^n [F^n + B^n] \tag{I.23}$$

Qui est ramenée sous forme matricielle :

$$[F^0 + B^0] = [M^1 \quad M^2 \quad \dots \quad M^N] \begin{bmatrix} F^1 + B^1 \\ \dots \\ \vdots \\ \dots \\ F^N + B^N \end{bmatrix} \tag{I.24}$$

Notons $M = [M^1 \quad M^2 \quad \dots \quad M^N]$ et multiplions les deux côtés de l'équation (I.22) par $\sin \frac{k\pi}{a_n} (x + x_n)$. En intégrant de x_n à $x_n + a_n$, nous obtenons l'équation suivante :

$$(M^n)^T [F^0 - B^0] = F^n - B^n \tag{I.25}$$

ou sous forme matricielle :

$$\begin{matrix} (M^1)^T \\ \dots \\ (M^2)^T \\ \dots \\ \vdots \\ \dots \\ (M^N)^T \end{matrix} \cdot [F^0 - B^0] = \begin{bmatrix} F^1 - B^1 \\ \dots \\ \vdots \\ \dots \\ F^N - B^N \end{bmatrix} \quad (I. 26)$$

M^T est la transposée de M . Dans les équations ci-dessus, la matrice M est liée à la matrice impédance Z_k^n , la matrice admittance Y_m^0 et l'intégrale de couplage $(J^n)_{mk}$ par :

$$M^n = \text{Diag} \sqrt{Y_m^0} \cdot J^n \cdot \text{diag} \sqrt{Z_k^n} \quad (I. 27)$$

Pour chaque discontinuité, l'intégrale de couplage est :

$$(J^n)_{mk} = \frac{2}{\sqrt{a_0 a_n}} \int_{x_n}^{x_n + a_n} \sin \frac{m\pi}{a_0} \left(x + \frac{a_0}{2} \right) \sin \frac{k\pi}{a_n} (x - x_n) dx \quad (I. 28)$$

A partir de cette matrice M , on a les paramètres S , qui relie les amplitudes des ondes incidente et réfléchie selon l'expression :

$$\begin{bmatrix} B^0 \\ F^I \\ \vdots \\ F^N \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} F^0 \\ B^I \\ \vdots \\ B^N \end{bmatrix} \quad (I. 29)$$

La matrice S peut être obtenue par :

$$S_{11} = [MM^T + I]^{-1} [MM^T - I] \quad (I. 30)$$

$$S_{12} = 2[MM^T + I]^{-1} M = S_{21}^T \quad (I. 31)$$

$$S_{21} = M^T [I - S_{11}] \quad (I. 32)$$

$$S_{22} = I - M^T S_{12} \quad (I. 33)$$

où I est la matrice identité

I.6.3. Équivalence entre les trous circulaires et carrés

Dans [39], Buchta et Heinrich ont étudié l'équivalence entre les trous cylindriques et rectangulaires dans la modélisation électromagnétique du guide d'onde rectangulaire. L'étude est faite pour $d/p < 0,5$ et pour des fréquences allant jusqu'à 140 GHz. Selon cet article, parmi les quatre différentes approches proposées, les cas 3 et 4 sont les meilleurs choix pour que les dimensions des trous rectangulaires soient remplacées par les trous cylindriques. Si l est la longueur latérale du trou carré et d le diamètre du trou cylindrique, les quatre approches sont:

1. L'approche la plus simple consiste à utiliser la même longueur de côté du carré et le diamètre du cylindre :

$$l = d \quad (\text{I. 34})$$

2. Une autre approche consiste à évaluer la surface en coupe transversale des trous rectangulaires et cylindriques :

$$l_{coupe} = d \frac{\sqrt{\pi}}{2} \quad (\text{I. 35})$$

3.
$$l = \frac{(l_{intérieure} + l_{extérieure})}{2} = \frac{d(\frac{1}{\sqrt{2}} + 1)}{2} \quad (\text{I. 36})$$

4.
$$l = \sqrt{(l_{intérieure} \cdot l_{extérieure})} = \sqrt{\frac{1}{\sqrt{2}}} \cdot d \quad (\text{I. 37})$$

$l_{intérieure}$ et $l_{extérieure}$ sont représentés sur la Figure I.22.

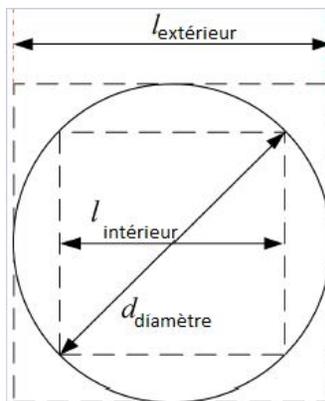


Figure I.22. Équivalence entre les trous circulaires et carrés

Parmi ces quatre méthodes, la troisième approche donne les meilleurs résultats même pour les configurations GIS avancées (pour la plage pratique du rapport d/p dans les applications GIS, qui est $0,5 < d/p < 0,8$ selon [11]).

Références bibliographiques I

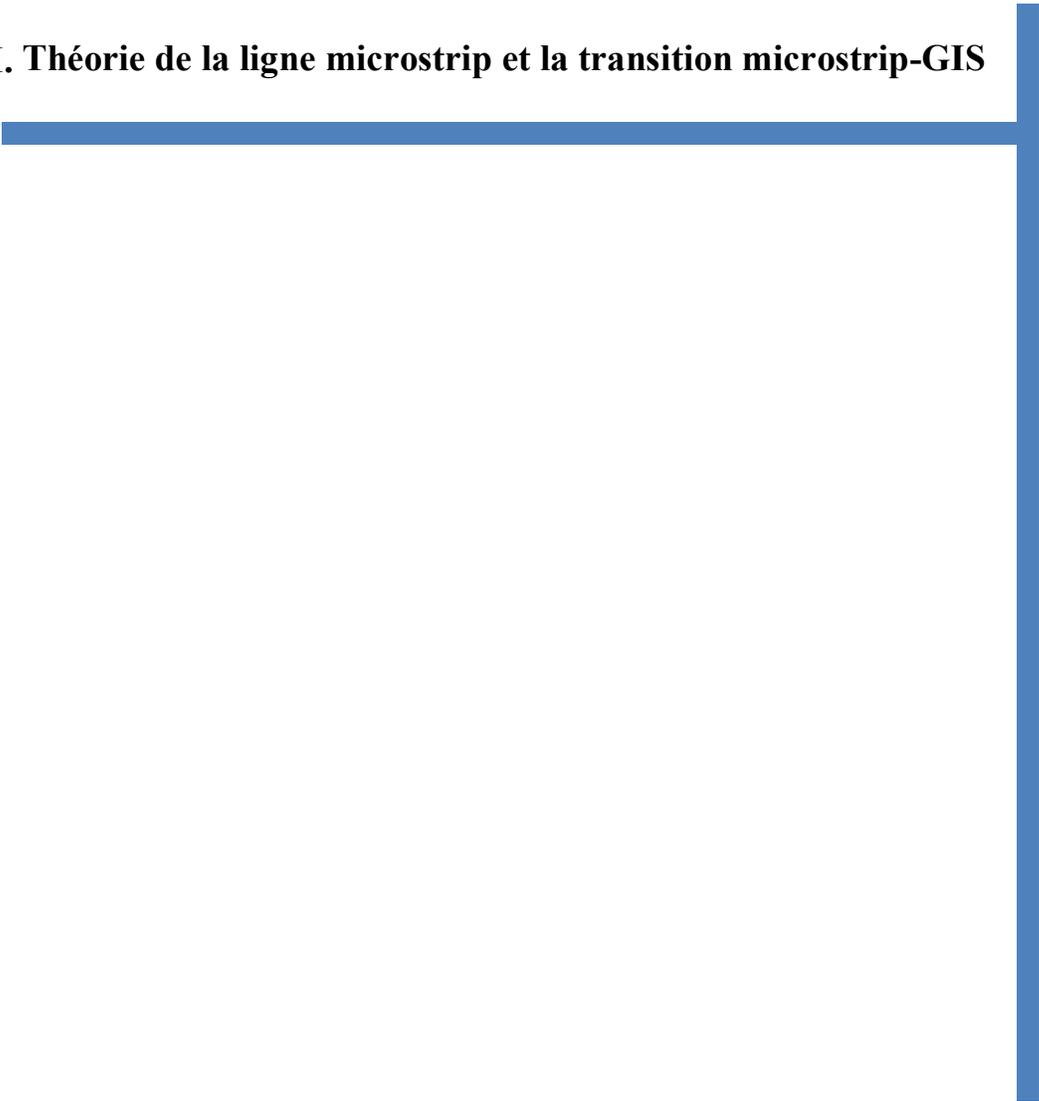
- [1] A. J. Pilote, K. A. Leahy, B. A. Flanik, K. A. Zaki, "Waveguide filters Having a Layered Dielectric Structure," U.A. Patent, No.5 382931, Jan 17 1995.
- [2] Cassivi, Y, Deslandes, D, Wu, K.: 'Substrate integrated rectangular waveguide directional couplers', 2002 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC'02): 19-22 NOV. 2002, Kyoto, Japan.3.P.1409-1412.
- [3] Deslandes, D., Wu, K, 'Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters', IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2003, 51, (2), pp. 593–596.
- [4] Cassivi, Y., WU, K. 'Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity', IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., 2003, 13, pp. 48-50.
- [5] Cassivi, Y., Perregrini, L., Arcioni, P., Bressan, M., Wu, K., Conciauro, G.: 'Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide', IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., 2002, 12, (9), pp. 333–335.
- [6] Xu, F., Wu, K.: 'Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide', IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2005, 53, (1), pp. 66–73.
- [7] Che, W., Deng, K., Wang, D., Chow, Y.L.: 'Analytical equivalence between substrate-integrated waveguide and rectangular waveguide', IET Microw. Antennas Propag., 2008, 2, (1), pp. 35–41.
- [8] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," 3rd Ed. John Wiley & Sons, 2011.
- [9] H. Uchimura, T. Takenoshita, M. Fujii, "Development of the Laminated Waveguide," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 46, no. 12, December 1998.
- [10] Bozzi, M., Perregrini, L., Wu, K.: 'Modeling of conductor, dielectric and radiation losses in substrate integrated waveguide by the boundary integral-resonant mode expansion method', IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2008, 56, (12), pp. 3153–3161.
- [11] Bozzi, M., Pasian, M., Perregrini, L., Wu, K.: 'On the losses in substrate integrated waveguides and cavities', Int. J. Microw. Wirel. Technol., 2009, 1, (5), pp. 395–401.
- [12] Horn, A.F, Reynolds, J.W., Rautio, J.C.: 'Conductor profile effects on the propagation constant of microstrip transmission lines'. IEEE Int. Microwave Symp. (IMS 2010) Digest, Anaheim, CA, 2010, pp. 868–871.

- [13] Bozzi, M., Perregrini, L., Wu, K.: ‘Modeling of losses in substrate integrated waveguide by boundary integral-resonant mode expansion method’. IEEE Int. Microwave Symp. (IMS 2008) Digest, Atlanta, GA, 2008, pp. 515–518.
- [14] Hirokawa, J., Ando, M.: ‘Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates’, IEEE Trans. Antennas Propag., 1998, 46, (5), pp. 625–630.
- [15] Choi, S.T., Yang, K.S., Tokuda, K., Kim, Y.H.: ‘A V-band planar narrow bandpass filter using a new type integrated waveguide transition’, IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., 2004, 14, (12), pp. 545–547.
- [16] Tang, H.J., Hong, W., Hao, Z.C., Chen, J.X., Wu, K.: ‘Optimal design of compact millimetre-wave SIW circular cavity filters’, Electron. Lett., 2005, 41, (19), pp. 1068–1069.
- [17] Chen, X.-P., Wu, K.: ‘Substrate integrated waveguide cross-coupled filter with negative coupling structure’, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2008, 56, (1), pp. 142–149.
- [18] Hao, Z.C., Hong, W., Chen, X.P., Chen, J.X., Wu, K., Cui, T.J.: ‘Multilayered substrate integrated waveguide (MSIW) elliptic filter’, IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett, 2005, 15, (2), pp. 95–97.
- [19] Z. C. Hao, W. Hong, X. P. Chen, J. X. Chen, K. Wu, “A Single-Layer Folded Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filter,” Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC. Asia-Pacific Conference Proceedings, vol. 1, pp. 3-4, 4-7, Dec. 2005.
- [20] O. Glubokov, D. Budimir, “Substrate Integrated Folded-Waveguide Cross-Coupled Filter with Negative Coupling Structure,” Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE, 1-5, June 2009.
- [21] Ch. Liu, K. Huang ” A Compact Substrate Integrated Waveguide Band-pass Filter” PIERS Proceedings, Cambridge, USA, July 5{8, 2010.
- [22] HAO, Z. C., HONG, W., CHEN, J. X., ZHOU, H. X., WU, K, “Single-layer substrate integrated waveguide directional couplers. *IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation*, 2006, vol. 153, no. 5, pp. 426–431.
- [23] DJERAFI, T., WU, K. Super-compact Substrate Integrated Waveguide cruciform directional coupler. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2007, vol. 17, no. 11, pp. 757–759.

- [24] F. Yang, et al., "Substrate integrated waveguide phase shifter," in 2011 International Conference on Electronics, Communications and Control (ICECC), 2011, pp. 3966-3968.
- [25] Kh SellalP, L. Talbi, T. Denidni "A New Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter" Proceedings of the 36th European Microwave Conference. September 2006.
- [26] Nathan A. Smith. Ramesh Abhari "Microstrip-fed circular substrate integrated waveguide (SIW) cavity resonator and antenna" Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), IEEE. 11-17 July 2010.
- [27] TANG, H. J., HONG, W., CHEN, J.-X., LUO, G. Q., WU, K. "Development of millimeter-wave planar diplexers based on complementary characters of dual-mode substrate integrated waveguide filters with circular and elliptic cavities. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2007, vol. 55, no. 4, pp. 776–782.
- [28] Ji-Xin Chen, Wei Hong, Zhang-Cheng Hao, Hao Li, Ke Wu "Development of a Low Cost Microwave Mixer Using a Broad-band Substrate Integrated Waveguide (SIW) Coupler" *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE. Feb. 2006.
- [29] J. Chen, W. Hong, H. Tang, X. Yin, Ke Wu " A Compact Millimeter-Wave Mixer Module " *Microwave Conference Proceedings*, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference. 4-7 Dec. 2005
- [30] Abdolhamidi, M. Shahabadi, M. "X-Band Substrate Integrated Waveguide Amplifier" *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE. Dec. 2008.
- [31] YAN, L., HONG, W., HUA, G., CHEN, J., WU, K., CUI, T. J. Simulation and experiment on SIW slot array antennas. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2004, vol. 14, no. 9, pp. 446-448.
- [32] DESLANDES, D., WU, K. Substrate integrated waveguide leaky wave antenna: Concept and design considerations. In *Asia-Pacific Microwave Conf. Proc. (APMC'05)*. Suzhou (China), 2005.
- [33] Deslandes, D., Wu, K.: 'Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2006, 54, (6), pp. 2516–2526.
- [34] Xu, F., Zhang, Y., Hong, W., Wu, K., Cui, T.J.: 'Finite-difference frequency-domain algorithm for modeling guided-wave properties of substrate integrated waveguide', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2003, MTT-51, (11), pp. 2221–2227

- [35] E. Arneri and G. Amendola. “Method of moments analysis of slotted substrate integrated waveguide arrays”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 59(4):1148–1154, April 2011
- [36] L. Yan, W. Hong, K. Wu and T.J. Cui, “Investigations on the propagation characteristics of the substrate integrated waveguide based on the method of lines”. *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, 152, pp, 35-42, Feb. 2005.
- [37] J. Uher, J. Bornemann, and U. Rosenberg. *Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD*. Artech House Inc., Norwood, MA, USA, 1993.
- [38] Zamzam Kordiboroujeni, Jens Bornemann and Thomas Sieverding, “Mode-Matching Design of Substrate-Integrated Waveguide Couplers”. *Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, 21-24 May 2012.
- [39] M. Buchta and W. Heinrich. “On the equivalence between cylindrical and rectangular vias in electromagnetic modeling”. In *37th European Microwave Conference (EuMC) Proceedings*, pages 142–145, Munich, Germany, October 2007.

II. Théorie de la ligne microstrip et la transition microstrip-GIS

A decorative blue L-shaped line is positioned on the right side of the page. It consists of a vertical line segment on the right and a horizontal line segment extending to the left from the top of the vertical segment, meeting the section header.

II.1. Introduction

Au cours des premières années de développement des applications micro-ondes, le guide d'onde rectangulaire devient la structure dominante, et plusieurs composants de haute qualité pourraient être conçus en utilisant ce guide. Parmi les principales limites posées dans ce type de guides d'ondes est sa bande passante étroite. On a tenté de trouver des composants qui pourraient fournir une plus grande bande passante et une miniaturisation possible.

La ligne coaxiale était très appropriée, car elle possède un mode dominant avec une fréquence de coupure nulle, et deux caractéristiques très importantes : largeur de bande très large, et la possibilité de miniaturisation. L'absence d'une composante longitudinale du champ rendait plus difficile la création des composants à l'aide de la ligne coaxiale, bien que plusieurs nouvelles propositions aient été présentées. Aussi, ces composants seraient plus chers à la fabrication.

Pour surmonter ces difficultés de fabrication, le conducteur central de la ligne coaxiale a été aplati en un ruban et le conducteur extérieur a été changé par un boîtier rectangulaire, on a utilisé des connecteurs pour ligne coaxiale.

Robert M. Barrett a entamé en 1950 une étape beaucoup plus audacieuse. Il enleva complètement les parois latérales et étendit les murs du haut et du bas vers les côtés. Le résultat a été appelé la ligne de transmission en ruban, ou Stripline. Comme le câble coaxial, le Stripline est non-dispersif, et n'a pas une fréquence de coupure. Différents procédés ont été utilisés pour supporter le ruban central, mais dans tous les cas, la région entre les deux plaques extérieures a été remplie d'un seul milieu, soit du matériau diélectrique, ou de l'air.

Une modification qui a émergé presque à la même époque impliquait la suppression de la plaque supérieure laissant seulement le ruban et la plaque inférieure avec une couche diélectrique entre les deux. Cette structure a été nommée Microstrip. Les premiers développements de la ligne Microstrip ont été réalisés après la publication en 1952 de l'article de D.D. Grieg et H.F. Engelmann [1], présentée comme une ligne sur circuit imprimé.

II.2. La ligne microstrip

Le microstrip est une ligne de transmission à deux conducteurs qui peut être considérée comme ayant évolué conceptuellement à partir de la théorie de la double ligne comme le montre la figure II.1. La transformation de (a) à (b) est essentiellement une modification de la forme des conducteurs, alors que celle de (b) à (c) consiste à placer une feuille conductrice au niveau du plan de symétrie. La configuration finale (d) est obtenue en insérant une plaque diélectrique mince entre les deux conducteurs. En conséquence de la dernière étape, le milieu diélectrique de la ligne de transmission devient inhomogène.

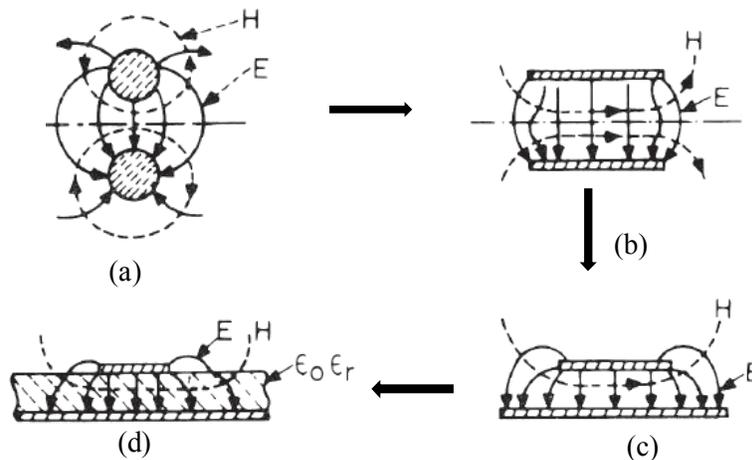


Figure II.1. Evolution conceptuelle d'un microstrip à partir d'une ligne à deux fils.

Les lignes microstrips sont très différentes des autres lignes de transmission. Par exemple, en comparant une ligne microstrip avec une stripline, on constate que la structure microstrip est ouverte dans la partie supérieure. Cette configuration ouverte rend le microstrip très pratique pour l'utilisation dans les MICs. Ainsi on peut ajouter des petites modifications au circuit après la fabrication. Cependant, avec ces avantages la structure ouverte d'un microstrip provoque quelques complications dans l'analyse et la conception. Ceci à cause de la présence de l'interface diélectrique-air qui modifie le mode de propagation dans un microstrip vers un mode hybride non TEM (comparé à un mode TEM pur dans une ligne stripline).

Il existe plusieurs configurations du microstrip qui ont également été proposés pour l'utilisation dans les MICs. Certaines de ces structures sont données à la figure II.2, et leur analyse est disponible dans les références [2-5].

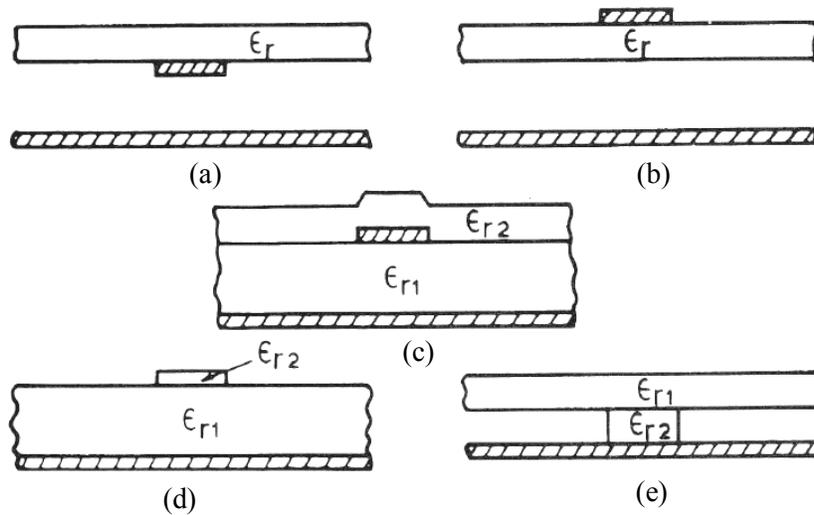


Figure II.2. Différentes lignes de transmission provenant d'un micro-ruban :

- (a) : Microstrip inversé; (b) : Microstrip suspendu
- (c) : Microstrip avec superstrat ; (d) : Guide d'ondes diélectrique avec ruban
- (e) : Guide d'ondes diélectrique avec ruban inversée

Il est important de remarquer à ce stade de l'exposé que dans toute la suite de la présentation des caractéristiques techniques de la ligne microstrip, nous nous sommes contentés du modèle classique, dit quasi-statique. Quoique ce modèle est largement supplanté sur le plan théorique par les modèles évoluées venues après le développement des techniques numériques, il reste à ce jour très performant pour les applications pratiques, telle que notre thématique où la théorie de la ligne microstrip n'est pas le centre du sujet

II.2.1. Constante diélectrique effective

La topologie du microstrip est montrée dans la figure II.3. Dans le développement du microstrip, le concept de constante diélectrique effective ϵ_{eff} a été introduit. La majeure partie du champ électrique est contrainte dans le substrat, mais une fraction de l'énergie totale existe dans l'air au-dessus de la structure. La constante diélectrique effective ϵ_{eff} varie en fonction de la longueur d'onde d'espace libre λ_0 . La dispersion devient plus prononcée avec la décroissance du rapport entre la largeur de ruban et l'épaisseur du substrat w/h . La dispersion est moins prononcée lorsque la largeur du ruban devient relativement large, et donc la ligne microstrip commence physiquement à s'approcher d'un condensateur parallèle plat idéal. Dans ce cas nous obtenons $\epsilon_r \approx$

ϵ_{eff} . La constante diélectrique effective correspond à la constante diélectrique du milieu homogène qui serait obtenu en remplissant l'air par le diélectrique de la ligne microstrip.

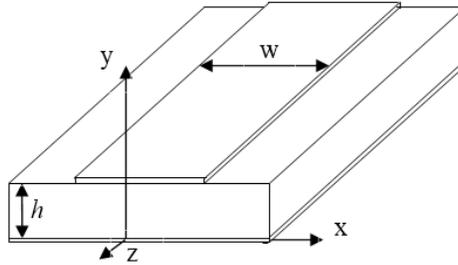


Figure II.3. Configuration microstrip

La constante diélectrique effective ϵ_{eff} dépend de l'épaisseur du substrat h et de la largeur de la piste métallisée w . Elle peut être approximée par l'équation suivante :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} - \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot \frac{h}{w}}} \quad (\text{II.1})$$

La longueur de l'onde guidée dans le microstrip est donnée par :

$$\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (\text{II.2})$$

où λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre. La constante de propagation β d'une ligne microstrip est liée à sa constante diélectrique effective ϵ_{eff}

$$\beta = \beta_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (\text{II.3})$$

où

$$\beta_0 = \frac{2\pi f}{c} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (\text{II.4})$$

II.2.2. Impédance caractéristique

Une formule simple de l'impédance caractéristique pour une ligne microstrip est :

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln \left(\frac{w}{h} + 1.44 \right) \right]} & \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Si maintenant nous voulons obtenir le rapport w/h pour réaliser une ligne d'impédance caractéristique Z_0 , l'équation suivante peut être utilisée :

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8.e^A}{e^{2A}-2} & \frac{w}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2.\epsilon_r} \cdot \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \frac{w}{h} > 2 \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

où

$$A = \frac{Z_0}{60} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \cdot \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (\text{II.7})$$

$$B = \frac{377\pi}{2.Z_0.\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.8})$$

L'impédance caractéristique de la ligne microstrip varie légèrement avec la fréquence, même avec un matériau de substrat non dispersif. L'impédance caractéristique des modes non-TEM n'est pas définie de façon unique, et selon la définition précise utilisée, l'impédance du microstrip augmente, diminue, puis augmente avec l'augmentation de la fréquence.

Le modèle quasi-statique de l'impédance caractéristique est limité aux basses fréquences.

II.3. Pertes dans le Microstrip

L'atténuation dans une ligne microstrip est causée par deux composantes de perte : perte dans le conducteur et perte diélectrique. Si on utilise un substrat magnétique les pertes magnétiques seront également présentes. Dans cette section nous envisageons les substrats non magnétiques.

II.3.1. Pertes dans le conducteur

Un traitement complet des pertes dans le conducteur d'une structure microstrip est donné par Pucel et al. [6] et par Schneider [7]. Ces deux analyses sont basées sur la «règle d'inductance incrémentale» de Wheeler [8]. Dans cette méthode, la résistance série de surface R est exprimée en termes de la partie de l'inductance totale qui est attribuable à l'effet de surface, c'est-à-dire, l'inductance L_i produite par le champ magnétique à l'intérieur des conducteurs. Il est bien connu que pour un conducteur l'impédance de surface, $Z_s = R + jX$, avec une partie réelle R (résistance surfacique par unité de longueur) égale à la partie imaginaire X :

$$R = X = \omega L_i \quad (\text{II.9})$$

Selon Wheeler, L_i peut être obtenue à partir de l'inductance externe L par unité de longueur.

$$L_i = \sum_m \frac{\mu_m}{\mu_0} \frac{\partial L}{\partial n_m} \frac{\delta_m}{2} \quad (\text{II.10})$$

$$R = \sum_m \frac{R_{sm}}{\mu_0} \frac{\partial L}{\partial n_m} \quad (\text{II.11})$$

Où $\partial L / \partial n_m$ désigne la dérivée de L par rapport à la récession incrémentielle de la paroi m , n_m est la direction normale à cette paroi, et $R_{sm} = \omega \mu_m d_m / 2$ est la résistance surfacique de la paroi m .

La constante d'atténuation due aux pertes ohmiques dans le conducteur est définie comme :

$$\alpha_c \simeq \frac{P_c}{2P(z)} = \frac{\text{Perte de puissance dans les conducteurs}}{2(\text{Puissance transmise})} \quad (\text{nepers}/m) \quad (\text{II.12})$$

En termes de R et Z_{0m} (impédance caractéristique), on peut écrire :

$$\alpha_c = \frac{|I|^2 R}{2|I|^2 Z_{0m}} = \frac{1}{2\mu_0 Z_{0m}} \sum_m R_{sm} \frac{\partial L}{\partial n_m} \quad (\text{II.13})$$

L'inductance L de la structure microstrip peut être exprimée en termes de l'impédance caractéristique du microstrip avec le substrat remplacé par l'air Z_{0m}^a

$$L = Z_{0m}^a / c \quad (\text{II.14})$$

où c , est la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace libre.

II.3.2. Pertes diélectriques

Pour une ligne de transmission uniforme remplie, la perte diélectrique α_{du} est indépendante de la géométrie de la ligne et peut être écrite comme :

$$\alpha_{du} = \frac{GZ_0}{2} = \frac{\omega}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon'}} \epsilon'' = \frac{\omega}{2} \sqrt{\mu \epsilon} \tan \delta \quad (\text{II.15})$$

où G est la conductance shunt par unité de longueur de la ligne, ϵ' est la partie réelle, et ϵ'' est la partie imaginaire de la permittivité diélectrique.

Cependant, lorsque le diélectrique n'est pas uniforme sur la section transversale de la ligne, l'expression ci-dessus on ne peut pas s'appliquer. Le calcul de la perte pour le cas diélectrique mixte a été examiné par Welch et Pratt [9] et par Schneider [10]. Dans ces deux analyses, une tangente de perte effective $\tan \delta$ est introduite.

Lorsque l'on suppose que le diélectrique supérieur (air) est sans perte, on obtient l'expression suivante pour α_d , constante d'atténuation en tenant compte des diélectriques mixtes [9]

$$\alpha_d = \frac{\omega}{2} \sqrt{\mu \epsilon_{eff}} \tan \delta = \frac{\omega}{2} \sqrt{\mu \epsilon_{eff}} \frac{\sigma_e}{\omega \epsilon_{eff}} \quad (\text{II.16})$$

Si σ est la conductivité du diélectrique et σ_0 la conductivité de l'air, on peut écrire

$$\sigma_e = q\sigma + (1 - q)\sigma_0 \simeq q\sigma \quad \sigma_0 \ll \sigma \quad (\text{II.17})$$

et
$$\varepsilon_0 \varepsilon_{eff} = q\varepsilon + (1 - q)\varepsilon_0 \quad \varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r \quad (\text{II.18})$$

la formule (II.16) devient
$$\alpha_d = q \left\{ \frac{\varepsilon}{q\varepsilon + (1-q)\varepsilon_0} \right\}^{\frac{1}{2}} \alpha_{du} = \left(\frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_{eff}} \right)^{\frac{1}{2}} q \alpha_{du} \quad (\text{II.19})$$

où α_{du} la constante d'atténuation pour une ligne uniforme remplie avec le diélectrique ε_r , et q est la fraction de remplissage diélectrique, donnée par :

$$q = \frac{\partial \varepsilon_{eff}}{\partial \varepsilon_r} = \frac{\varepsilon_{eff} - 1}{\varepsilon_r - 1} \quad (\text{II.20})$$

α_d peut être écrite comme
$$\alpha_d = 2.7.3 \frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{\varepsilon_{eff} - 1}{\varepsilon_r - 1} \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \quad \text{dB/m} \quad (\text{II.21})$$

II.4. Discontinuités dans la ligne microstrip

Les circuits microstrip contiennent toujours des discontinuités de ligne de transmission. Les types les plus courants des discontinuités microstrip sont l'extrémité ouverte, le gap, le saut d'impédance, l'angle droit, la jonction T, et le croisement. Ils sont montrés dans la figure II.4 avec des éléments de circuit dans lesquels ces discontinuités se produisent.

Discontinuité	Conception	Application
Extrémité ouverte		stubs
		Filtre de ligne couplé
Gap		Couplage à des résonateurs
Sauts d'impédanc		Transformateurs d'impédance
Coudes à angle droit		Conception du circuit
Jonction en form T		Stubs
		Stubs à faible impédance
Croisement		Coupleur

Figure II.4. Différents types de discontinuités micrstrip et leurs applications.

II.4.1. Extrémité ouverte dans le microstrip

Une extrémité ouverte se produit fréquemment dans certain circuits tels que les résonateurs, les stubs d'adaptation, les filtres couplés en parallèle, et les antennes microstrip. Le circuit équivalent d'une extrémité ouverte est représenté par une capacité excédentaire C_{oc} qui peut être transformée en une longueur équivalente de ligne de transmission, Δl_{oc} , comme le montre la figure II.5. La capacité équivalente représentée dans la Figure II.5.b est ce qui est habituellement calculé, alors que la représentation équivalente en longueur de ligne (Figure II.5 c) est plus pratique pour la conception de circuits. La capacité excédentaire C_{oc} et la longueur équivalente sont données par [11] :

$$\frac{C_{oc}}{W} = \exp \left\{ 2.3026 \sum_{i=1}^5 C_i(\epsilon_r) \left[\log \frac{W}{h} \right]^{i-1} \right\} \quad pF/m \quad (II.22)$$

$$\frac{\Delta l_{oc}}{h} = \frac{C_{oc}}{W} \frac{cZ_{0m}W/h}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (II.23)$$

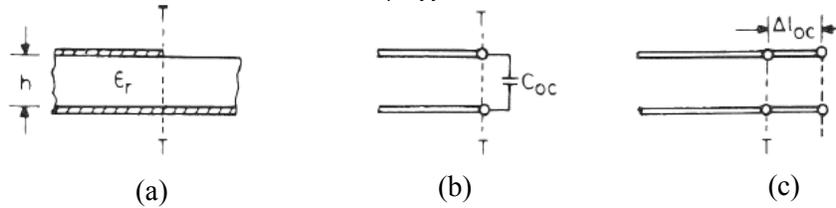


Figure II.5. (a) extrémité ouverte de Microstrip, (b) représentation équivalente par une capacité, et (c) la représentation équivalente par longueur de ligne.

II.4.2. Gaps dans le Microstrip

L'utilisation d'un gap dans un microstrip est utile dans plusieurs conceptions, par exemple, le découplage du courant continu d'alimentation, les filtres à extrémité couplée, et les éléments de couplage des résonateurs. Un gap microstrip et ses circuits équivalents sont présentés à la figure II.6. Il existe trois modèles publiés pour la capacité du gap [4, 11, 12]. La longueur de ligne équivalente Δl_g de la figure II.6 peut être calculée comme suit :

$$\frac{\Delta l_g}{h} = \frac{C_p}{W} \frac{cZ_{0m}W/h}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (II.24)$$

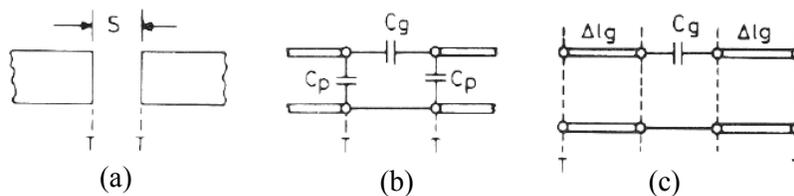


Figure II.6. (a) Gap microstrip, (b, c) circuits équivalents.

II.4.3. Saut d'impédance

Le saut d'impédance, parfois appelé saut de largeur, est une jonction de deux lignes microstrip qui ont des impédances différentes. Ce type de discontinuité est utilisé pour la conception des transformateurs d'impédance, des coupleurs, des filtres, et des transitions correspondantes. Les configurations d'une discontinuité de saut de largeur dans le microstrip et son circuit équivalent, sont représentés sur la figure II.7. Les formules pour la capacité excédentaire C_s ont été donnés par Farrar et Adams [2], Benedek et Silvester [4], et Gupta et Gopinath [13].

Les paramètres L_1 et L_2 dans la figure II.7 sont donnés par :

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L_S \quad (\text{II.25})$$

$$L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} L_S \quad (\text{II.26})$$

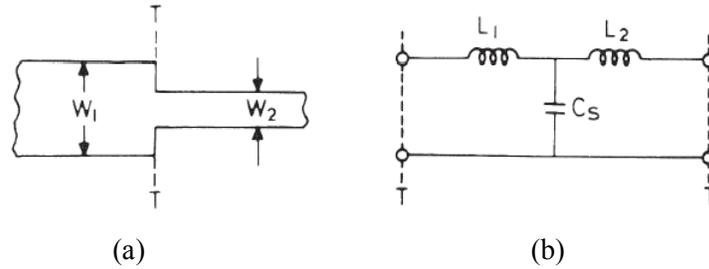


Figure II.7. (a) discontinuité d'étape microstrip et (b) son circuit équivalent.

Une expression analytique pour C_s a été obtenue par formule d'interpolation des résultats numériques. L'expression est donnée comme [14]:

$$\frac{C_s}{\sqrt{w_1 w_2}} (\text{pF/m}) = (10.1 \log \epsilon_r + 2.33) \frac{w_1}{w_1} - 12.6 \log \epsilon_r - 3.17 \quad (\epsilon_r \leq 10; 1.5 \leq w_1/w_2 \leq 3.5) \quad (\text{II.27})$$

II.5 Les transitions

La transition hyperfréquence est une interface utilisée pour transférer la puissance des ondes microondes d'une ligne de transmission à autre composant avec un minimum de pertes de retour.

Les caractéristiques souhaitées pour une transition microruban sont :

1. Faibles pertes d'insertion et de réflexion sur la bande passante de fonctionnement.
2. Facilité de connexion et de déconnexion à un microstrip.
3. Simplicité de conception et de fabrication en chaine.
4. Adaptable à différentes épaisseurs du substrat.

La conception de ces transitions se compose de deux parties :

La conception mécanique pour maintenir la distribution des champs électriques et magnétiques la plus proche possible entre les deux milieux, ceci a pour effet de réduire la réactance de la discontinuité,

La conception électrique pour adapter l'impédance et compenser la réactance, afin de minimiser les pertes d'interface dans la bande de fréquence de fonctionnement. Généralement, les champs sont ajustés selon la forme de structure, l'adaptation d'impédance et la compensation de réactance sont réalisées par des transformateurs $\lambda/4$ ou des sections non-uniformes (taper).

Les différentes transitions microstrip utilisées dans la pratique sont le coaxial à microstrip, guide d'onde à microstrip, microstrip à guide d'onde coplanaire, et microstrip-slotline.

II.5.1 Transition Microstrip – ligne coaxiale

La transition coaxial à microruban est la plus simple et est en général à large bande car les deux lignes supportent le mode TEM. Cette transition est généralement réalisée en utilisant la structure du connecteur coaxial, et a été bien traitée dans la littérature [15, 16, 17]. La figure II.8, montre la transition coaxial à microstrip dans le plan du ruban (a) et vue à angle droit (b).

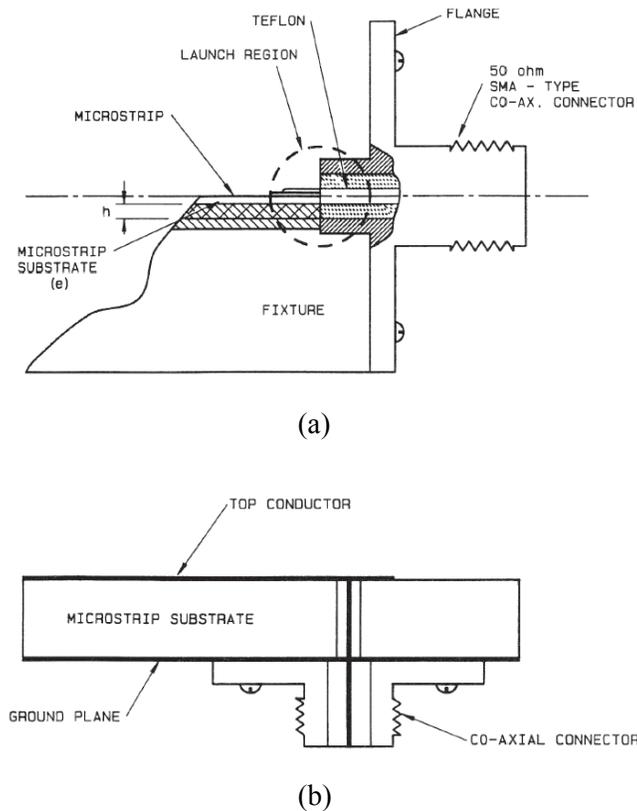


Figure II.8. Transitions typiques de microstrip à coaxial : (a) dans le plan et (b) angle droit.

II.5.2 Transition Microstrip - guide d'ondes

L'utilisation du microstrip dans les ondes centimétriques jusqu'à 110 GHz donne lieu à une contrainte sévère pour les transitions avec les guides d'ondes. Presque tous les équipements de laboratoire sont équipés de connecteurs RF pour guide d'ondes rectangulaire. Comme la bande passante d'un guide d'ondes aux ondes centimétriques est environ 50% de la fréquence maximale, la bande passante d'une transition microstrip - guide d'onde est limitée celle du guide d'ondes. Plusieurs techniques ont été utilisées pour concevoir une transition entre le microstrip et le guide d'ondes [18-20]; Cependant, la méthode couramment utilisée est d'insérer un guide rainuré en tant que segment intermédiaire, permettant une bande passante plus large, une meilleure adaptation des champs, et une gamme d'impédances plus large. La transition d'un guide d'onde rectangulaire à un microstrip est illustrée à la figure II.9.

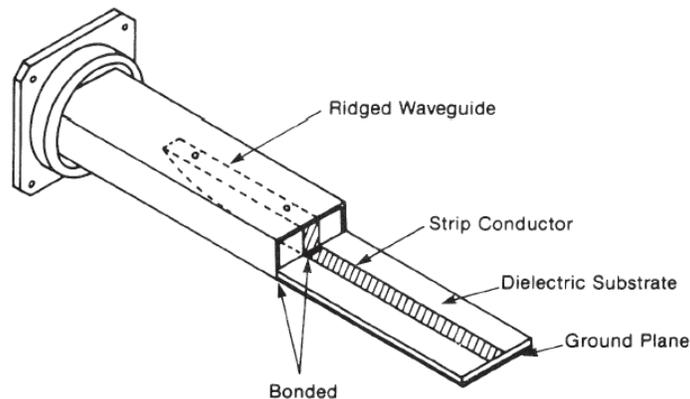


Figure II.9. Transitions microstrip à guide d'onde rectangulaire.

II.5.3 Transition GIS-Microstrip

Pour l'intégration des composants actifs, non linéaires et le montage en surface dans la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (GIS), plusieurs transitions de GIS vers d'autres lignes de transmission planaires ont été proposées. Des performances spécifiques ont été montrées dans la littérature pour les connexions au microstrip, au guide d'ondes coplanaire, à la ligne coplanaire, et à la ligne à fentes.

Des transitions à faible réflexion vers le microstrip sont nécessaires pour intégrer et combiner les circuits GIS avec des composants actifs conventionnels tels que les amplificateurs [21]. Dans de telles applications, il est essentiel de réaliser des transitions à faible réflexion de telle façon que la conception du composant soit indépendante de la transition.

II.5.3.1 Bref historique sur la transition

La première interconnexion entre le microstrip et le guide d'onde intégré qui a été proposée est le microstrip taper [22], et il est encore le type le plus largement utilisé dans les transitions entre le microstrip et GIS dans les circuits à une seule couche. Dans [23], la formule de calcul de ce type de transition est présentée et il est indiqué qu'il est généralement possible d'obtenir des pertes de retours supérieures à 20 dB sur la bande passante du guide d'onde complet (40%) [23]. Une transition microstrip-vers-GIS avec une bande passante environ de 24% et une perte de retour environ de 15 dB pour une transition dos-à-dos en bande Ku est présentée dans [24]. Une autre transition microstrip-à-GIS avec une fréquence de 60 GHz dans la technologie céramique cuite à basse température (Low Temperature Co-fired Ceramics (LTCC en anglais) est présentée dans [25]. Cette transition présente des pertes de retour environ de 15 dB dans la bande 58-64 GHz et une bande passante environ de 10%. Dans [26], une transition microstrip-vers-GIS sur un substrat multicouche est proposée. Dans cette transition, la bande passante est 14,5% (23,2-27,1 GHz) avec des pertes de retour de plus de 15 dB. En 2007, une autre transition microstrip - GIS sur le substrat LTCC est présentée [27]. Les pertes de retour pour une seule transition sont environ de 15 dB avec une bande passante de 30%. Une transition microstrip-à-GIS basée sur un taper exponentiel au lieu d'un taper linéaire est présentée dans [28]. Dans cette transition les pertes de retour sont environ de 20 dB sur une bande passante de 15% à 18 GHz. Une autre transition entre GIS et ligne microstrip différentielle en substrat multicouche est présentée dans [29]. Sur une bande passante de 10 GHz à 35 GHz (28%), les pertes de retour sont de 10 dB. Dans [30], différents types de taper microstrip sont étudiés dans les transitions microstrip-à-GIS et une nouvelle approche de conception basée sur la simulation électromagnétique (EM) est présentée. Bien que ces transitions produisent des pertes de retour supérieures à 30 dB, les bandes passantes de ces structures sont très étroites (5,5% à 11 GHz). Le GIS parallèle demi-mode (parallel half-mode SIW-HMSIW) est utilisée comme transition entre la ligne microstrip et la structure GIS [31]. Cette transition est basée sur la suppression du mode dominant TE₂₀ d'ordre supérieur et donc une largeur de bande améliorée par rapport au taper microstrip conventionnel. Il est indiqué que la transition proposée donne des pertes de retour supérieures à 25 dB dans la gamme $1.25f_c - 1.9f_c$ avec $f_c = 8.6$ GHz [31]. Une autre transition microstrip-à-GIS à bande étroite est présentée dans [32]. Selon [32] et pour les substrats relativement épais, lorsque l'impédance caractéristique du GIS est supérieure à celle du microstrip, la transition présente une meilleure performance par rapport au taper microstrip

régulier. Dans cette transition les pertes de retour sont environ de 20 dB entre 15 et 40 GHz, d'autres exemples de transition sont présentés dans [32]. Dans [33] une autre transition de microstrip-à-GIS est proposée. Cette transition est formée en plaçant deux vias symétriquement dans les deux côtés du microstrip taper, ces vias ayant le même diamètre que les vias de GIS. Cette transition donne des pertes de retour supérieures à 30dB. La performance de cette transition est présentée dans les bandes de fréquences comprises entre 8,2 et 90 GHz.

II.5.3.2 Technique de conception d'un taper microstrip

La forme la plus évidente de transition entre la ligne microstrip et les circuits planaires est le taper. La topologie de la structure de transition entre la ligne microstrip et le guide d'ondes intégré au substrat est représentée sur la figure II.10. Dans cette figure, w est la largeur du GIS, d est le diamètre des trous, p est la distance entre deux trous successive, w_m est la largeur de la ligne microstrip, w_{eff} est la largeur de guide d'onde équivalent, w_t est la largeur du taper, l_t est la longueur du taper, h est le hauteur du substrat.

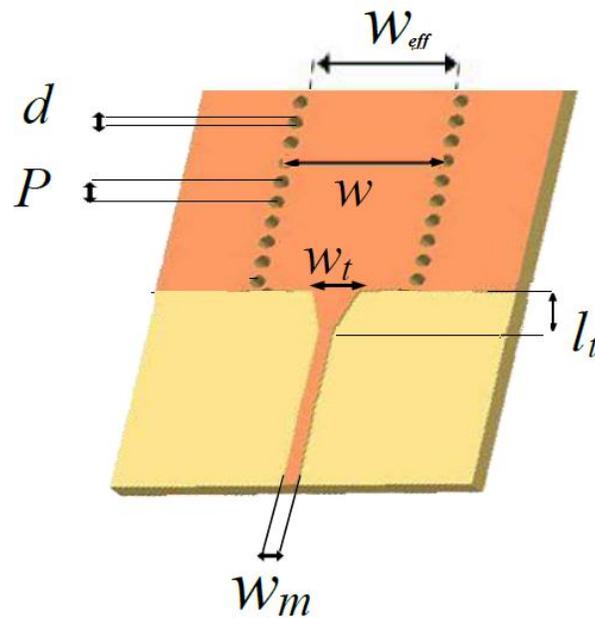


Figure II.10. Transitions microstrip taper à guide d'onde intégrée.

Dans cette transition il y a trois paramètres caractéristiques : La longueur l_t , w_t et w_m la largeur initiale de microstrip. Pour la conception d'une structure GIS, la fréquence de coupure f_c du mode dominant TE_{10} , la permittivité du substrat et le rapport d/p (qui devrait être dans la gamme pratique de rapports d/p , à savoir $0.5 < d/p < 0.8$ [34]) sont spécifiées. L'épaisseur du substrat est choisie selon la disponibilité des fabricants. Les fréquences de coupure pour les bandes de fréquences de

fonctionnement du guide d'onde standard sont présentées dans [35]. Une fois que la largeur effective w_{eff} est calculée à partir de (II.28), la largeur w_m est obtenue immédiatement à partir les trois relations : (II.1), (II.2) ou (II.3)

$$w_{eff} = \frac{c}{2f_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (II.28)$$

où c est la vitesse de la lumière.

Afin d'intégrer une structure GIS et de l'exciter avec un port microstrip, la première étape consiste à choisir w_m pour que l'impédance caractéristique de la ligne de microbande Z_0^{ms} devienne 50Ω à la fréquence centrale de la bande de fréquences, formules (II.5, II.6, II.7, II.8).

En outre, il convient de noter que Z_0^{ms} dépend de h .

L'impédance caractéristique de la structure GIS Z_0^{GIS} est différente de 50Ω , par conséquent différentes topologies de taper entre le microstrip et la structure GIS sont possibles.

Cette valeur h peut être trouvée par simple optimisation en utilisant des logiciels commerciaux CST, HFSS ...

Dans le cas de même épaisseur h entre la ligne microstrip et le GIS tel que $Z_0^{ms} = Z_0^{GIS} = 50 \Omega$, le taper n'est pas nécessaire, et h est noté h_{nt} no-taper.

Toutefois, si h est inférieur ou supérieure à h_{nt} , Z_0^{GIS} est inférieur ou supérieur à 50Ω , et nous aurons des transitions avec taper vers l'extérieure ($w_m < w_t$) ou taper vers l'intérieur ($w_t < w_m$), respectivement.

La largeur de taper w_t est calculée en égalant les deux côtés droits des équations (II.29) et (II.30) [23].

$$\frac{1}{w_{eff}} = \begin{cases} \frac{60}{\eta h} \ln(8 \frac{h}{w_t} + 0.25 \frac{w_t}{h}) \\ 120\pi \end{cases} \quad (II.29)$$

$$\frac{1}{w_{eff}} = \frac{4.38}{w} e^{-0.627 \frac{\epsilon_r}{\frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+12 \frac{h}{w_t}}}}} \quad (II.30)$$

où
$$\eta = (\frac{\mu_0}{\epsilon_0})^{1/2} \quad (II.31)$$

Dans les ondes centimétriques et pour un substrat avec permittivité comprise entre 2 et 10, les largeurs w_l et w_m sont habituellement choisies $1/4$ de la longueur d'onde et suffisent pour obtenir des pertes de retour acceptables. Dans tous les cas, les longueurs de taper l_l doivent être choisies comme un multiple de $1/4$ de la longueur d'onde afin de minimiser les pertes de retour.

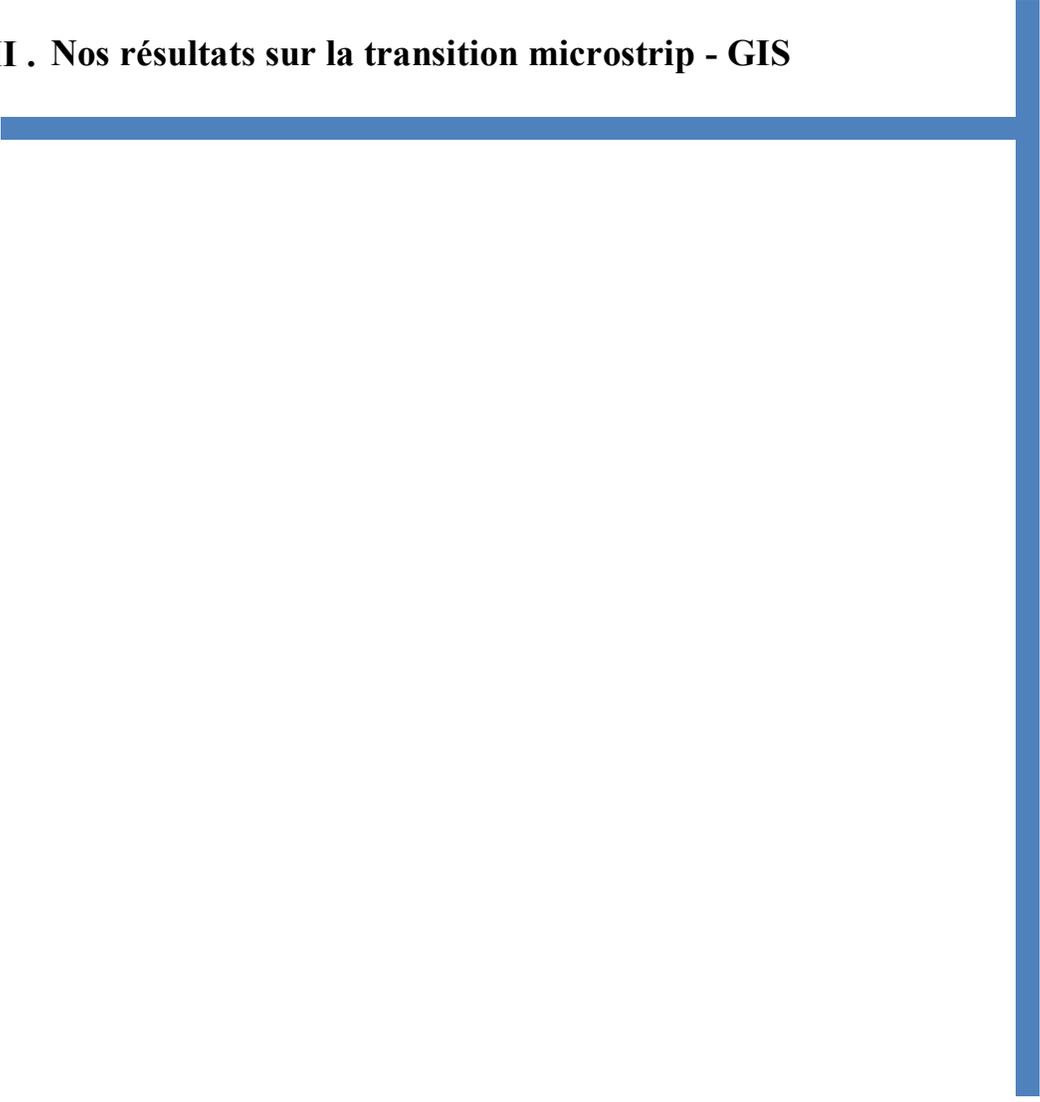
Références bibliographiques II

- [1] D. D. Grieg and H. F. Engelmann, "Microstrip-A New Transmission Technique for the Klilomegacycle Range," Proceedings of the IRE, vol. 40, no. 12, pp. 1644-1650, Dec. 1952.
- [2] Silvester, P., and P. Benedek, "Equivalent Capacitance of Microstrip Open Circuits," IEEE Trans., Vol. MTT-20, 1972, pp. 511-516
- [3] Silvester, P., and P. Benedek, "Microstrip Discontinuity Capacitances for Right-angle' Bends, T-junctions and Crossings," IEEE Trans., Vol. MTT-21, 1973, pp. 341-346; see correction IEEE Trans., Vol. MTT-23, 1975, p. 456.
- [4] Benedek, P., and P. Silvester, "Equivalent Capacitance for Microstrip Gaps and Steps," IEEE Trans., Vol. MTT-20, 1972, pp. 729-733.
- [5] Horton, R., "The Electrical Characterization of a right-angled Bend in Microstrip Line," IEEE Trans., Vol. MTT-21, 1973, pp. 427-429.
- [6] Hammerstad, E., "Computer-Aided Design of Microstrip Couplers with Accurate Discontinuity Models," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, 1981, pp. 54-56.
- [7] Kirschning, M., R. H. Jansen, and N. H. L. Koster, "Accurate Model for Open End Effect of Microstrip Lines," Electron Lett., Vol. 17, February 1981, pp. 123-125.
- [8] Jansen, R. H., and N. H. L. Koster, "Accurate Results on the End Effect of Single and Coupled Microstrip Lines for Use in Microwave Circuit Design," Arch. Elektr. Ubertr., Vol. 34, 1980, pp. 453-459.
- [9] Jansen, R. H., "Hybrid Mode Analysis of End Effects of Planar Microwave and Millimeter Wave Transmission Lines," Proc. Inst. Electr. Eng., Vol. 128, Part H, 1981, pp. 77-86.
- [10] James, J. R., and A. Henderson, "High Frequency Behavior of Microstrip Open-End Terminations," IEE Journal on Microwaves, Optics and Acoustics, Vol. 3, 1979, pp. 205-218.
- [11] Farrar, A., and A. T. Adams, "Matrix Methods for Microstrip three-dimensional Problems," IEEE Trans., Vol. MTT-20, 1972, pp. 497-504.
- [12] Maeda, M., "An Analysis of Gap in Microstrip Transmission Lines," IEEE Trans., Vol. MTT-20, 1972, pp. 390-396.
- [13] Gupta, C., and A. Gopinath, "Equivalent Circuit Capacitance of Microstrip Step Change in Width," IEEE Trans., Vol. MTT-25, 1977, pp. 819-822.
- [14] Kompa, G., "Dispersion measurements of the first two higher-order modes in open microstrip." AEU 29, 1975, pp. 182-184.
- [15] S. A. Wartenberg; Qing Huo Liu, "A coaxial-to-microstrip transition for multilayer substrates." IEEE Trans. Microw. Theory Tech, 2004, 52, (2), pp. 584-588.
- [16] M. L. Majewski; R. W. Rose; J. R. Scott , "Modeling and Characterization of Microstrip-to-Coaxial Transitions." IEEE Trans. Microw. Theory Tech, 1981, 29, (8), pp. 799-805.

- [17] England, E. H., "A Coaxial to Microstrip Transition," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, 1976, 24, (1), pp. 47–48.
- [18] Schneider, M. V., B. Glance, and W. F. Bodtmann, "Microwave and Millimeter Wave Integrated Circuits for Radio Systems," *Bell Syst. Tech. J.*, Vol. 48, July–Aug. 1969, pp. 1703–1726.
- [19] Van Heuven, J. H. C., "A New Integrated Waveguide-Microstrip Transition," *IEEE Trans.*, Vol. MTT 26, March 1976, pp. 144–147.
- [20] Bharj, S. S., and S. Mak, "Waveguide-to-Microstrip Transition Uses Evanescent Mode," *Microwave & RF*, Vol. 23, January 1984, pp. 99–100, 134.
- [21] M. Abdolhamidi and M. Shahabadi, "X-Band substrate integrated waveguide amplifier," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 12, pp. 815–817, Dec. 2008.
- [22] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 11, no. 2, pp. 68–70, Feb. 2001.
- [23] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS) Dig.*, Anaheim, CA, USA, May 2010, pp. 704–707.
- [24] H. Nam, T.-S. Yun, K.-B. Kim, K.-C. Yoon, and J.-C. Lee, "Ku-band transition between microstrip and substrate integrated waveguide (SIW)," in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf. (APMC)*, Suzhou, China, Dec. 2005, pp. 1-4.
- [25] T.-H. Yang, C.-F. Chen, T.-Y. Huang, C.-L. Wang, and R.-B. Wu, "A 60 GHz LTCC transition between microstrip line and substrate integrate waveguide," in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf. (APMC)*, Suzhou, China, Dec. 2005, pp. 1–4.
- [26] Y. Ding and K. Wu, "Substrate integrated waveguide-to-microstrip transition in multilayer substrate," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 12, pp. 2839–2844, Dec. 2007.
- [27] C.-K. Yau, T.-Y. Huang, T.-M. Shen, H.-Y. Chien, and R.-B. Wu, "Design of 30 GHz transition between microstrip line and substrate integrated waveguide," in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf. (APMC)*, Bangkok, Thailand, Dec. 2007.
- [28] Z. Sotoodeh, B. Biglarbegan, F. H. Kashani, and H. Ameri, "A novel bandpass waveguide filter structure on SIW technology," *Progress Electromagn. Res. Lett.*, vol. 2, pp. 141–148, 2008.
- [29] F. Bauer and W. Menzel, "A wideband transition from substrate integrated waveguide to differential microstrip lines in multilayer substrates," in *Proc. 40th Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, Paris, France, Sep. 2010, pp. 811–813.
- [30] E. Miralles, H. Esteban, C. Bachiller, A. Belenguer, and V. E. Boria, "Improvement for the design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions," in *Proc. Int. Conf. Electromagn. Adv. Applicat. (ICEAA)*, Torino, Italy, Sep. 2011, pp. 652–655.

- [31] D.-K. Cho and H.-Y. Lee, "A new broadband microstrip-to-SIW transition using parallel HMSIW," *J. Electromagn. Eng. Sci.*, vol. 12, no. 2, pp. 171–175, Jun. 2012.
- [32] E. D. Caballero, A. B. Martinez, H. E. Gonzalez, O. M. Belda, and V. B. Esbert, "A novel transition from microstrip to a substrate integrated waveguide with higher characteristic impedance," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS) Dig.*, Seattle, WA, USA, Jun. 2013, pp. 1–4.
- [33] Z. Kordiboroujeni and J. Bornemann, "Designing the width of substrate integrated waveguide structures," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, VOL. 23, NO. 10, 518–520, 2013.
- [34] D. Deslandes and K. Wu, "Accurate modeling, wave mechanisms, design considerations of a substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2516–2526, Jun. 2006.
- [35] A. F. Harvey, "Standard waveguides and couplings for microwave equipment," *Proc. IEE—Part B: Radio Electron. Eng.*, vol. 102, no. 4, pp. 493–499, Jul. 1955.

III . Nos résultats sur la transition microstrip - GIS

A decorative blue L-shaped line is positioned on the right side of the page. It consists of a vertical line extending from the top to the bottom, and a horizontal line extending from the left edge of the page to the vertical line, forming an L-shape that frames the right side of the content area.

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter une nouvelle transition entre la ligne microstrip et le guide d'ondes intégré au substrat, utilisable dans la bande Ku (12.4-18 GHz). Cette transition est composée par deux rangées des trous d'air non métallisés percés dans les deux côtés de la ligne microstrip avec une extrémité taper. Avec la transition présentée on a obtenu des pertes de retour supérieures à 41 dB dans la bande de fréquence Ku. Afin de valider les résultats de simulation du concept proposé, un prototype de transition dos-à-dos est conçu, fabriqué et testé. Les résultats mesurés démontrent des pertes de retour minimales de 29,05 dB avec des pertes d'insertion maximales de 0,685 dB sur toute la bande Ku.

III.2. Transition GIS-Microstrip

Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre précédent, la ligne microstrip est l'une des lignes de transmission les plus utilisées dans la conception des systèmes hyperfréquences. La meilleure forme de transition entre la ligne microstrip et les circuits plan est la forme taper. Le transfert d'énergie entre la ligne microstrip et les guide d'onde rectangulaire est excellent, car le profil de leur champ électrique est semblable, comme l'illustre dans la figure III.1

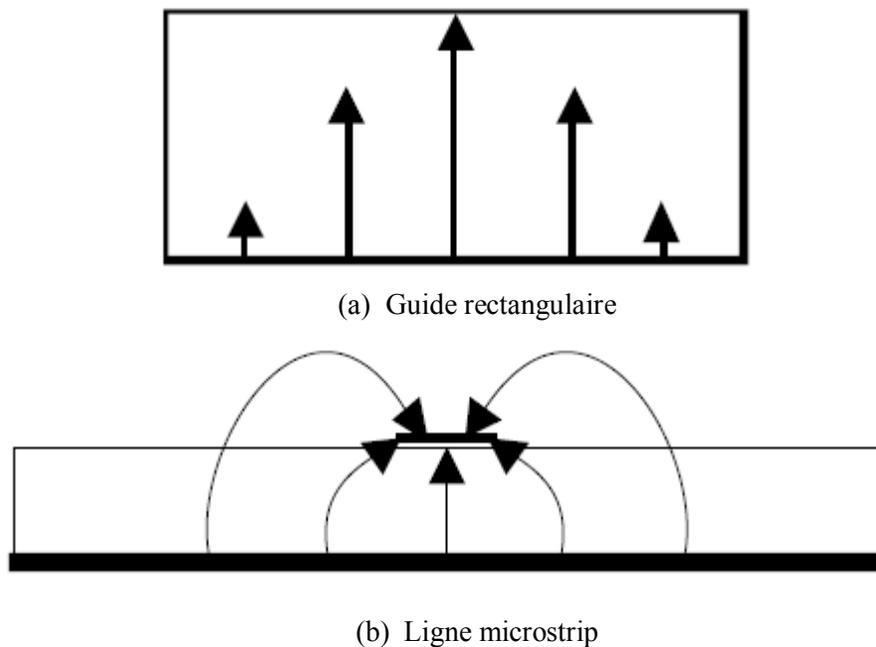


Figure III.1. Comparaison du champ électrique transversal entre un guide rectangulaire et une ligne microstrip.

Nous proposons une transition originale composée de deux rangées des trous d'air non métallisés percés des deux côtés de la ligne microstrip. La forme taper à la fin du microstrip est utilisée pour transformer le mode quasi-TEM de la ligne microstrip en mode TE₁₀ dans le guide d'ondes intégré au substrat.

L'impédance du mode TE₁₀ dans le GIS est inférieure à l'impédance du mode TEM dans la ligne microstrip. Par conséquent, il faut élargir la ligne microstrip pour obtenir une bonne adaptation. La définition de l'impédance de la ligne microstrip 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 (*ZPV*), puissance-courant (*ZPI*) ou courant-tension (*ZVI*) [1].

La topologie de la transition microstrip que nous avons proposée est illustrée à la figure III.2.

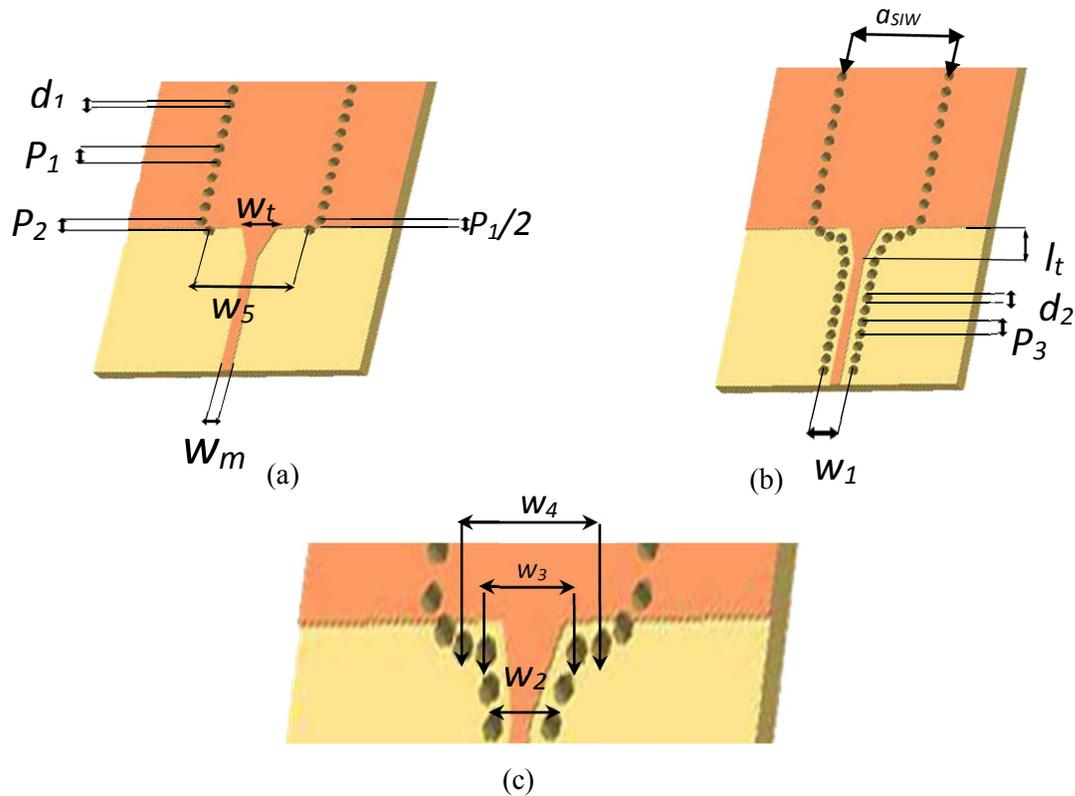


Figure III.2. Topologie de la transition microstrip GIS proposée.

- (a) Paramètres de structure de la transition taper sans trous d'air.
- (b) (c) Paramètres de structure de la transition taper avec trous d'air.

Dans cette figure, la configuration se termine par un guide d'ondes régulier. La figure III.2. (a) présente la transition conventionnel sans trous d'air [2]. La nouvelle transition proposée avec des trous d'air non métallisés est présentée à la Fig. III.2. (b) et (c).

Dans cette figure, a_{SIW} est la largeur GIS, W_{equi} est la largeur équivalente, d_l est le diamètre des trous de GIS, p_l est la distance entre le centre de deux trous successifs, W_t est la largeur de la forme taper, w_m est la largeur de la ligne microstrip, et l_t est la longueur de la forme taper.

Parce que les champs dans la ligne microstrip sont concentrés près de la ligne, une seule ligne des trous d'air sur les deux côtés de la ligne microstrip est nécessaire pour confiner les champs. Comparée aux autres transitions microstrip, l'avantage de cette nouvelle structure réside dans le fait qu'il existe une meilleure adaptation de champ entre le GIS et le micosrtip en raison de leur confinement autour de la ligne microstrip.

Pour valider cette configuration, nous la comparons avec la transition taper proposée dans [2]. La structure est constituée d'un guide GIS avec dix trous métallisés et treize trous d'air non métallisés sur les deux côtés de la ligne microstrip. La largeur de GIS est obtenue directement à partir de [3], et la largeur effective peut être calculée comme suit :

$$W_{equi} = \frac{c}{2f_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (III.1)$$

où c est la vitesse de la lumière, f_c est la fréquence de coupure et ϵ_r est la permittivité relative du substrat.

III.3. Résultats et discussion

Dans cette étude, deux structures ont été étudiées. Dans la première, le substrat est en RT/duroid 6002 avec une permittivité électrique $\epsilon_r = 2,94$ et une tangente de perte de 0,0012. Dans la deuxième structure, le diélectrique est choisi comme Rogers RO3003 avec $\epsilon_r = 3$ et une tangente de perte de 0,0013. La hauteur du substrat est $h = 0,508$ mm pour les deux transitions (le taper conventionnel et la transition avec trous d'air non métallisée proposée).

III.3.1. Première structure

Dans la première structure, après l'optimisation, les paramètres finaux de la transition proposée sont présentés dans le tableau 1. Théoriquement, la transition entre la ligne microstrip et le GIS est meilleure lorsque les pertes de retour sont faibles dans toute la gamme de fréquence ; Ce qui est obtenu en ayant une bonne adaptation entre la ligne microstrip et le GIS dans les champs et dans l'impédance.

Tableau 1 : Paramètres et dimensions de la première structure.

f_c (GHz)	a_{SIW} (mm)	l_t (mm)	d_1 (mm)	d_2 (mm)
9.488	9.9502	3.1	0.975	0.97
P_1 (mm)	P_2 (mm)	P_3 (mm)	w_m (mm)	w_t (mm)
1.5	0.9494	1.125	1.2754	2.7533
w_1 (mm)	w_2 (mm)	w_3 (mm)	w_4 (mm)	w_5 (mm)
2.75	3.5	4.25	6.5	8.4486

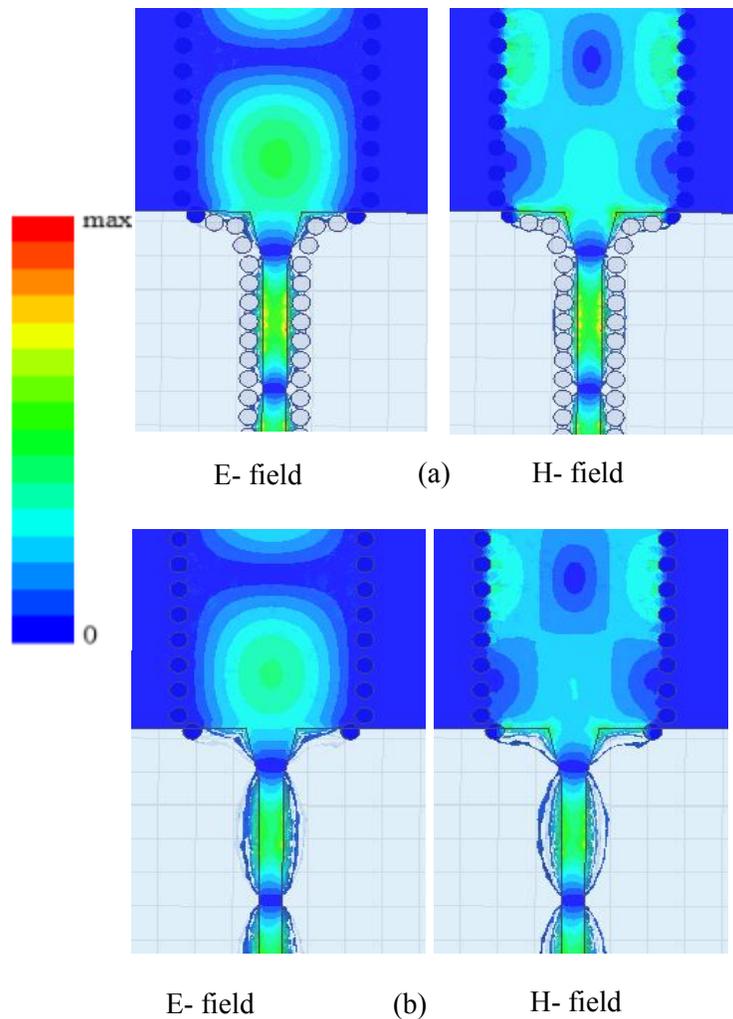


Figure. III.3. distribution des champs E et H dans les transitions:

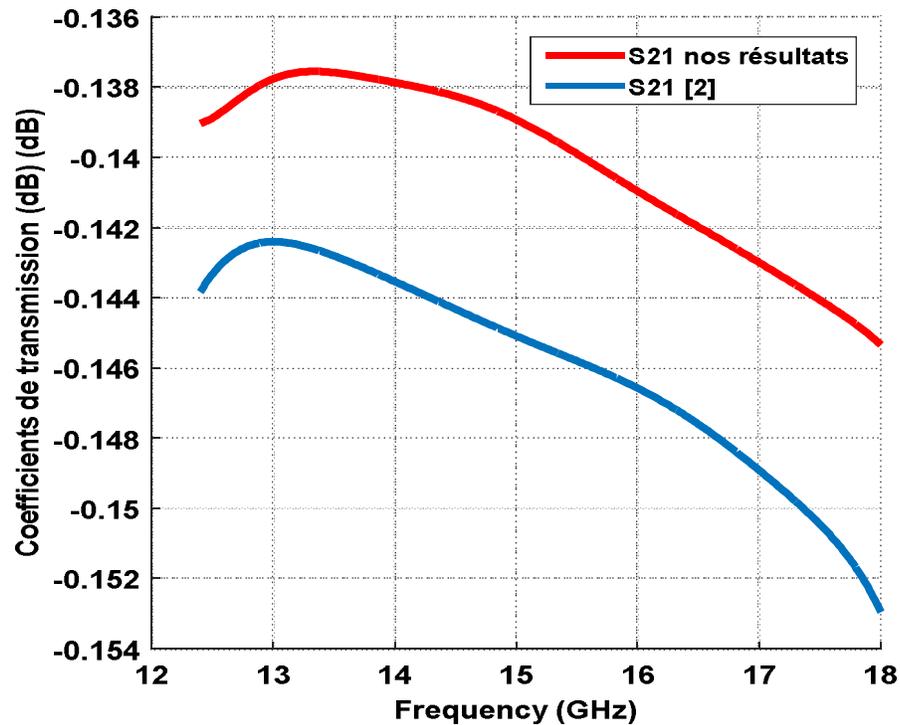
(a) transition trous-air proposée.

(b) transition taper conventionnel. [4]

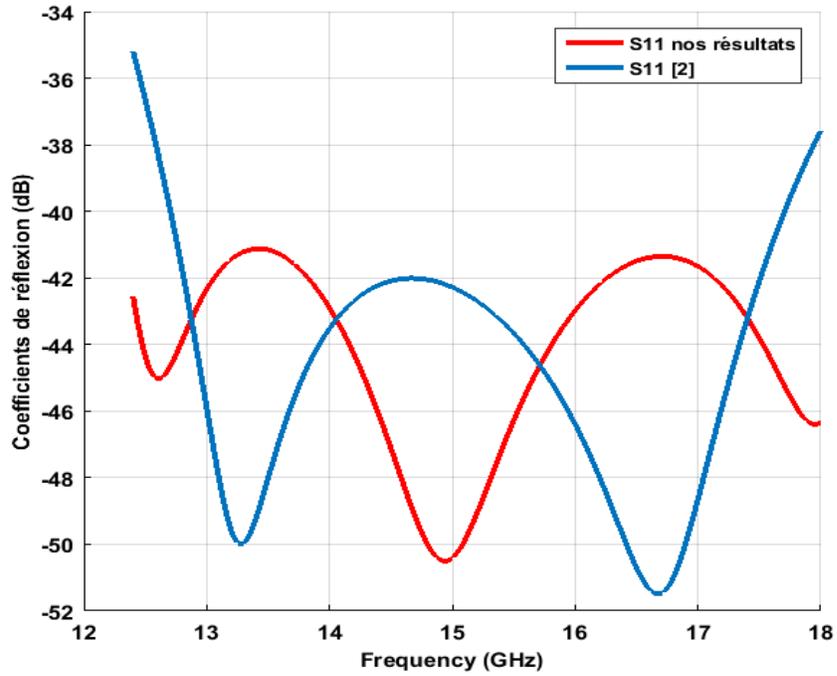
Pour assurer une bonne adaptation entre les deux composants, nous devons maintenir la plus grande valeur des champs dans les deux côtés du microstrip.

La Figure III.3 montre la distribution des champs E et H dans la transition microstrip – GIS pour les deux cas, la transition proposée avec des trous d’air, Fig. III. 3(a), par rapport à la transition taper conventionnelle [2] Fig. III. 3(b), où l'onde incidente a été choisie avec la même phase pour les deux transitions. De cette comparaison, on remarque que les champs sont mieux confinés lorsque on l'ajoute des trous d'air sur les deux côtés de la ligne microstrip qui conduisent à une bonne transition avec le GIS.

La figure III.4 montre la comparaison entre les paramètres S simulés de la transition proposée et la transition proposée dans [2] dans la bande Ku. Dans la Fig. III.4 (a) après l'optimisation des paramètres de la transition, on constate que les pertes d’insertion sont inférieures à 0,16 dB pour la transition taper [2], et inférieures à 0,15 pour la transition proposée dans toute la bande Ku (12,4 - 18 GHz). Dans la Fig. III.4 (b), les résultats montrent que les pertes de retour sont supérieures à 35 dB pour la transition taper [2] et supérieures à 41 dB pour la transition trous-air proposée.



(a)



(b)

Figure. III.4. Paramètres S de la transition de microstrip - GIS.

(a) Coefficients de transmission; (b) Coefficients de réflexion [4]

III.3.2. Seconde structure

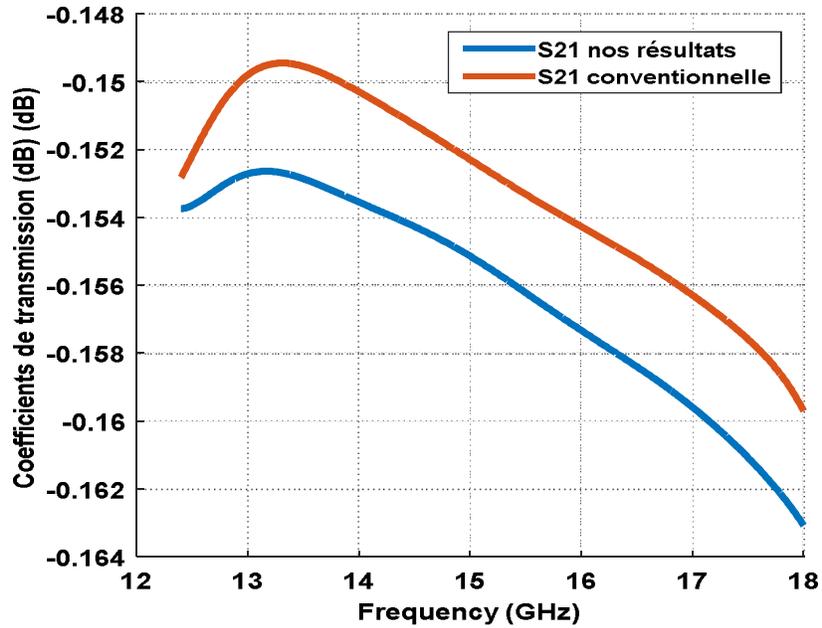
Dans cette structure, certains paramètres ont été modifiés et présentés dans le tableau 2. Les deux trous des deux côtés du microstrip séparés par la distance W_4 ont été enlevés (figure 2c) et le substrat est choisi comme Rogers RO3003 avec $\epsilon_r = 3$.

Tableau 2 : Paramètres et dimensions de la seconde structure.

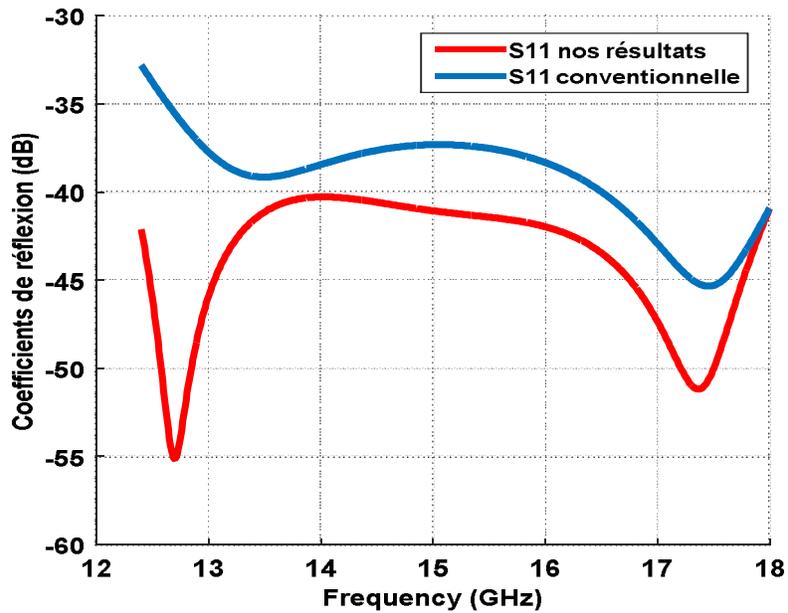
f_c (GHz)	a_{siw} (mm)	l_t (mm)	d_1 (mm)	d_2 (mm)	P_1 (mm)	P_2 (mm)
9.488	7.95	3.1	0.975	0.94	1.5	0.9494
P_3 (mm)	w_m (mm)	w_i (mm)	w_1 (mm)	w_2 (mm)	w_3 (mm)	w_5 (mm)
1.125	1.2754	2.7533	2.75	3.5	4.25	6.4484

Lorsque la permittivité change, quelque autres paramètres dans la structures changent aussi, par exemple a_{siw} et W_{equi} , voir équations (I.9). Ce changement affecte la distribution du courant de

surface ainsi que l'effet des pertes métalliques. La figure III.5 montre la comparaison entre les paramètres S simulés de la transition proposée et la transition taper conventionnelle dans la bande de fréquences Ku.



(a)



(b)

Figure III.5. Paramètres S de la transition de microstrip - GIS.

(a) Coefficients de transmission; (b) Coefficients de réflexion [4]

D'après la Fig. III.5 (a), on constate que les pertes d'insertion sont inférieures à 0,17 dB pour la transition taper conventionnelle, et inférieures à 0.16 pour la transition proposée. Dans la Fig. III.5 (b), les pertes de retour sont supérieures à 33 dB pour la transition taper conventionnelle, et supérieures à 40 dB pour la transition trous-air proposée.

Dans cette structure, une disposition dos à dos est simulée pour la transition taper conventionnelle et la transition taper avec des trous d'air. La figure III.6, présente la comparaison entre les paramètres S simulés pour les deux transitions.

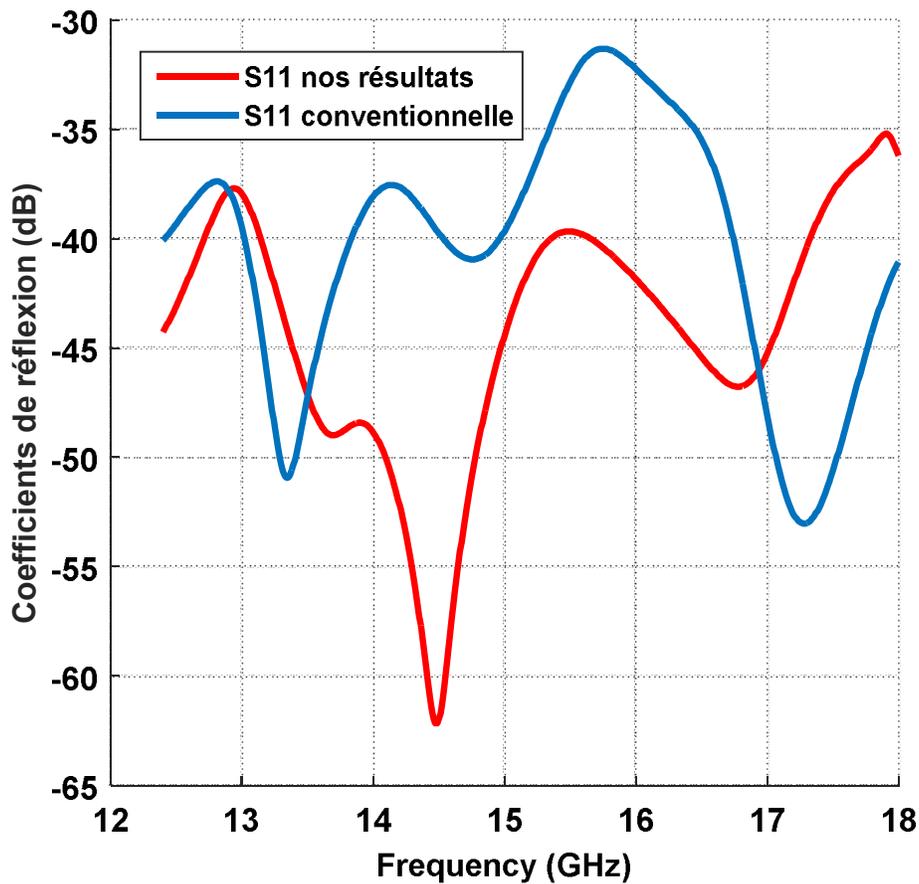


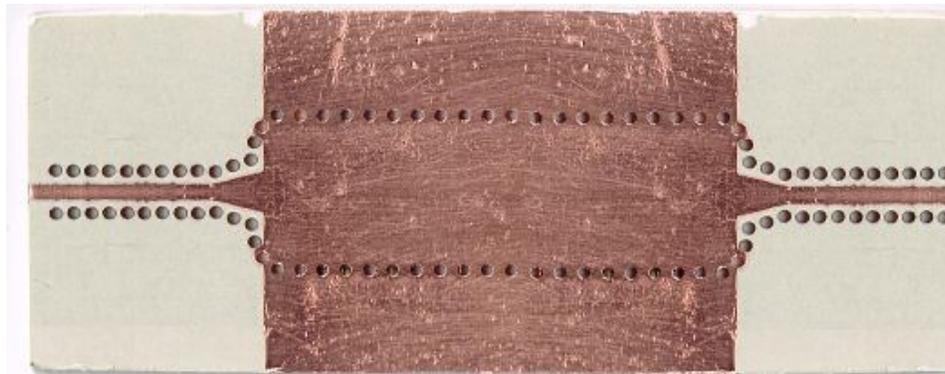
Figure. III.6. Coefficients de réflexion de transition dos à dos pour le second exemple.

On constate que les pertes de retour sont supérieures à 31 dB pour la transition taper conventionnelle et supérieure à 35 dB pour la transition trous-air proposée dans toute la bande Ku (12,4-18 GHz) [4].

III.4. Résultats expérimentaux

Afin de valider les résultats de la simulation, on a fabriqué un prototype expérimental de la transition dos à dos proposée (figure III.7), le substrat est choisi en fonction de ce qui est disponible pour le travail expérimental et couramment utilisé dans ces types de guides d'onde. Le substrat est RT / duroid 6002 et les paramètres utilisés sont tels que présentés dans le tableau 1.

En raison des restrictions de taille de forage, le diamètre de simulation d_1 et d_2 (voir tableau. 1) a été changée à 0,95 mm.



(a)



(b)

Figure. III.7. Le prototype de transition proposé

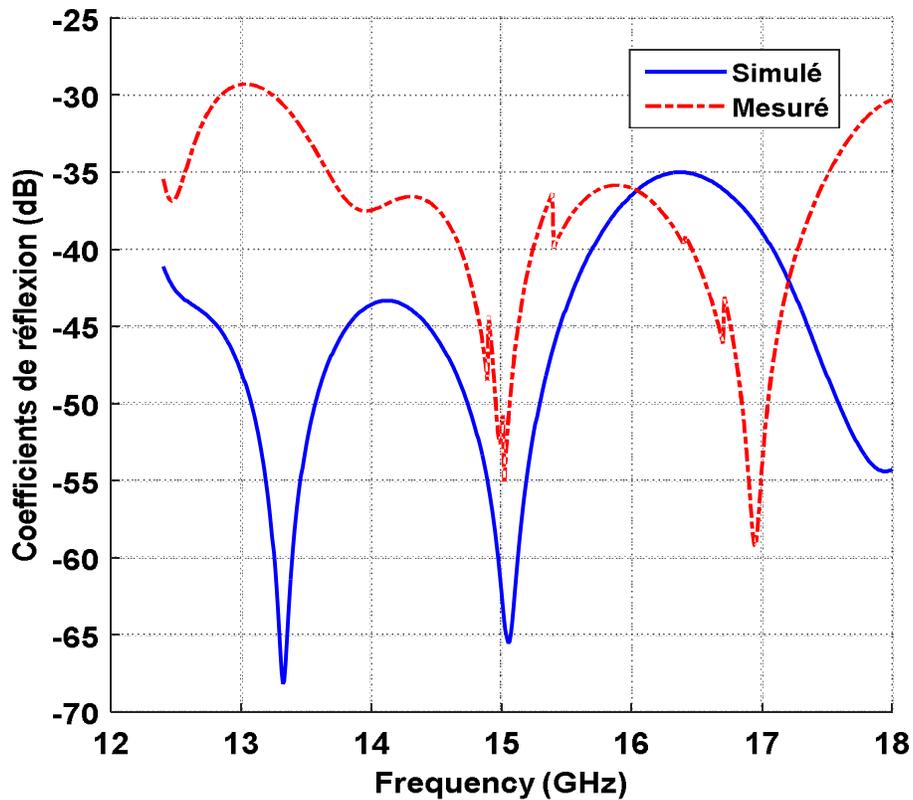
(a) Face avant ; (b) Face arrière [4].

La Figure III.8, présente la comparaison entre les résultats simulés et mesurés de notre nouvelle transition avec des trous d'air non métallisés, et nous pouvons voir que les résultats de la simulation sont en bon accord avec les résultats des mesures. Dans la Fig. III. 8(a) la transition proposée montre que les pertes de retour sont supérieures à 35 dB pour les résultats de la simulation et supérieures à 29 dB pour les résultats mesurés, dans toute la gamme des fréquences dans la bande

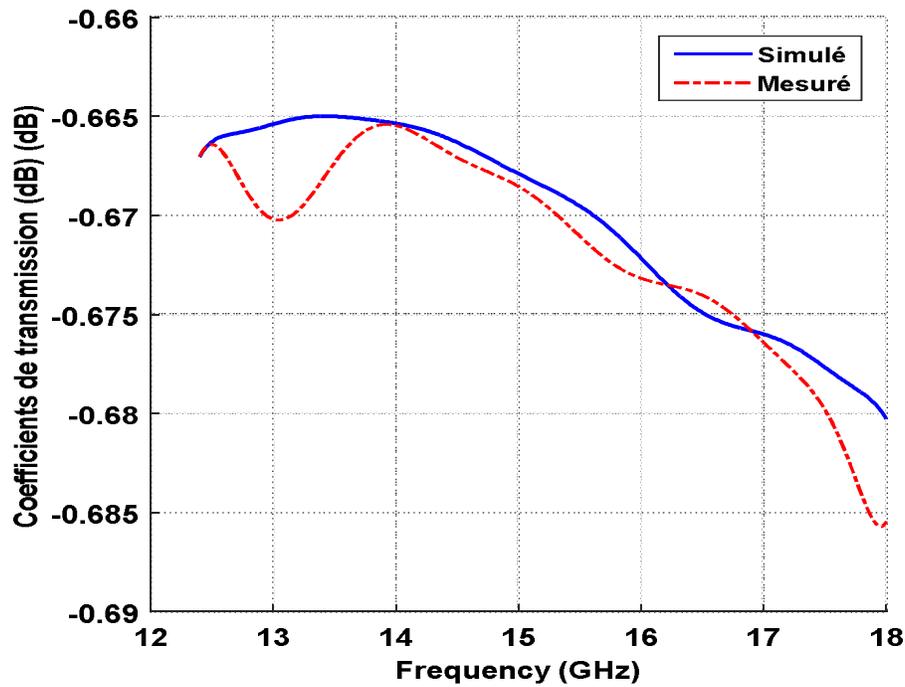
Ku (12,4-18 GHz). Pour les pertes d'insertion, la Fig III.8 (b) montre que les coefficients de transmission simulés sont inférieurs à 0,68 dB et à environ 0,685 pour les résultats mesurés.

Il est important de noter que les plaques conductrices au delà des trous externes (GIS) sont symétriques dans la simulation, tandis que dans le prototype fabriqué elles sont asymétriques. C'est la raison principale de la différence entre les résultats de la simulation et les résultats mesurés. Ceci est aussi vrai pour la position des trous d'air autour de la ligne microstrip.

Les pertes de retour mesurées dans toute de la bande Ku pour la transition que nous proposons sont les pertes les plus faibles pour les transitions microstrip-GIS rapportées dans la littérature.



(a)



(b)

Figure. III.8. Paramètre S de la transition proposée.

(a) coefficients de réflexion ; (b) Coefficients de transmission [4]

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, une transition originale entre le microstrip et le guide d'onde intégré au substrat opérant dans la bande Ku est proposée et conçue. Le principe de fonctionnement et la procédure de conception ont été clarifiés. Une transition dos à dos a été conçue, fabriquée et mesurée pour valider le modèle proposé. Les résultats des simulations montrent que la valeur des pertes de retour est d'environ 41 dB pour les fréquences de la bande Ku.

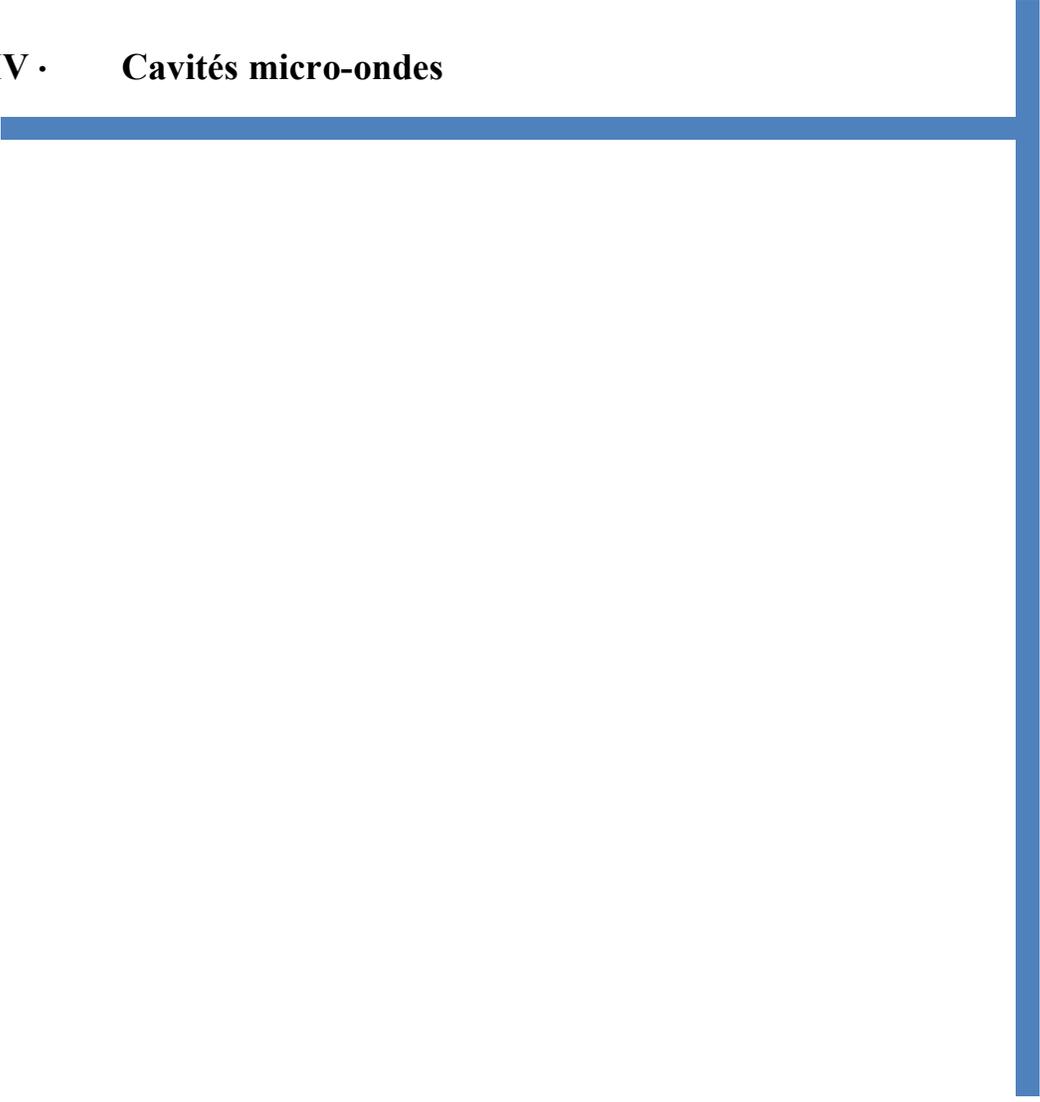
Pour le prototype expérimental de la conception dos à dos, les résultats mesurés sont en bon accord avec les résultats de simulation, et montrent que les pertes de retour sont meilleures que 35 dB pour les résultats simulés et supérieures à 29 dB pour les résultats mesurés.

Il est fort possible qu'après les résultats présentés, cette transition inspirera des améliorations similaires pour les transitions entre GIS et d'autres technologies planaires telles que la ligne à fente (slotline), le stripline, et le guide coplanaire, CPW.

Références bibliographiques III

- [1] Z. Z. Hao, W. Hong, J. Chen, X. Chen, and K. Wu, "Planar diplexer for microwave integrated circuits," IEEE Proc. on Microwave Antennas and Propagat., vol. 152, no. 6, pp. 455–459, Dec. 2005.
- [2] Z. Kordiboroujeni and J. Bornemann, "New wideband transition from microstrip line to substrate integrated waveguide," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL. 62, NO.12, 2983-2989, 2014.
- [3] Cassivi, Y., Perregrini, L., Arcioni, P., Bressan, M., Wu, K., Conciauro, G.: 'Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide', IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., 2002, 12, (9), pp. 333–335.
- [4] Grine F, Benhabiles M.T., Riabi M.L., " Ku-band Transition with not Metalized Air-Vias between Microstrip Line and Substrate Integrated Waveguide," in Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, vol.16, no.1, pp.50-58, March, 2017..

IV · Cavités micro-ondes



Cavités micro-ondes

IV.1. Introduction

Une cavité résonnante est un dispositif très utilisé en micro-ondes. La cavité résonnante se présente sous forme d'un volume rempli d'air ou par diélectrique dans la plupart des cas. Le volume est limité par une surface conductrice ou par un espace ayant des propriétés électriques ou magnétiques différentes. Les cavités résonnantes fermées par des murs métalliques sont les plus largement utilisés. Dans ce chapitre nous allons présenter la théorie des cavités micro-ondes et des fréquences de résonance. Nous expliquons également comment obtenir le facteur de qualité Q d'une cavité. Finalement nous présentons la conception d'une cavité à base de technologie GIS

IV.2. Théorie fondamentale des cavités résonnantes

Il est possible d'obtenir des effets inductifs et capacitifs dans les basses fréquences en utilisant des lignes de transmission [1]. Le même résultat peut être obtenu dans les fréquences micro-ondes en introduisant des éléments de guides d'ondes entourés par des parois métalliques. Ces boîtes métalliques, presque hermétiques, sont des cavités électromagnétiques. A l'intérieur des cavités, l'énergie électromagnétique existe à certaines fréquences particulières, appelées fréquences de résonance [2]. La forme géométrique de la cavité peut varier, mais ce qui importe dans la plupart des cas c'est la longueur, qui doit être égale à la longueur d'onde ou à un multiple de celle-ci. Comme le rectangle parallélépipédique et la forme cylindrique sont faciles à modéliser, ce sont les formes les plus utilisées pour les cavités [3].

D'une manière générale, les cavités peuvent être remplies partiellement ou totalement avec plusieurs matériaux diélectriques, selon la performance souhaitée et l'application à un cas particulier [4]. Les parois internes des cavités sont réfléchissantes et à faibles pertes, et même si les parois sont métalliques dans la plupart des cas, elles peuvent également être recouvertes d'un matériau diélectrique spécifique afin d'obtenir les propriétés et les effets souhaités.

Pour simplifier l'analyse des cavités résonnantes, on considérera une cavité idéale : les murs sont des conducteurs parfaits (zéro perte électrique et magnétique), la cavité est hermétique (pas de fuite) et le remplissage est un matériau diélectrique isolant parfait.

Les oscillations électromagnétiques à l'intérieur de la cavité seront également supposées idéales; puisque la cavité a des conditions parfaites, les pertes sont inexistantes et par conséquent des

oscillations perpétuelles seront présentes. Ces oscillations peuvent être considérées comme le résultat de la superposition d'un nombre infini d'oscillations harmoniques [5].

Dans les conditions précédentes, les équations de Maxwell sont utilisées pour trouver toutes les fréquences d'oscillations (fréquences de résonance) et pour exprimer le champ électromagnétique et l'énergie électromagnétique.

IV.2.1. Fréquence de résonance

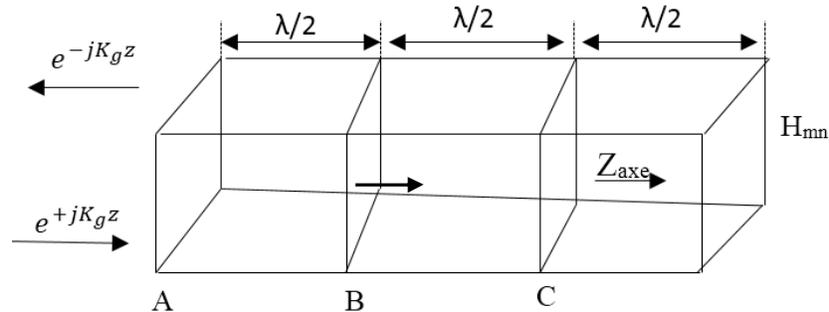


Figure IV.1. Cavités résonantes d'un guide d'ondes

On supposera une onde \bar{H} dans un guide d'onde infini. Nous découpons le guide d'ondes dans une position spécifique A avec une paroi métallique (conducteur parfait). Les champs électriques et magnétiques seront alors réfléchis sur la paroi, avec un coefficient de réflexion, $\Gamma = \pm 1$. Cela signifie que le guide d'ondes a été converti en un piège à ondes stationnaires [6].

Aux plans de référence de la figure IV.1, il y a une distance $\lambda_g/2$ entre A, B et C, à laquelle le champ électrique transversal est nul. Par conséquent, l'ajout d'une seconde paroi métallique en position B ou C laisse les oscillations inchangées car les conditions aux limites sont encore satisfaites.

Dans le cas d'une onde \bar{E} dans le guide d'ondes, les murs électriques doivent être considérés comme des points de coupure. Le champ électrique est longitudinal dans ce cas. En d'autres termes, aux points A, B ou C, le champ électrique est perpendiculaire à la paroi métallique. Par conséquent, il n'y a pas besoin d'imposer une condition aux limites sur tout le long de la cavité. Par conséquent, il est possible d'obtenir une cavité avec le mode d'oscillation E_{mno} . Les modes H_{mn} au point de coupure ont une composante transversale de champ E, ce qui signifie qu'il est essentiel de maintenir la longueur de la cavité pour préserver les conditions aux limites.

Après avoir expliqué comment construire une cavité résonante, la fréquence de résonance sera maintenant discutée. La figure IV.1 montre une onde incidente avec les modes H_{nm} ou E_{mn} . Alors que l'onde se propage dans une direction z avec un facteur de propagation égal à $e^{-jK_g z}$, le facteur de propagation de l'onde réfléchie est $e^{+jK_g z}$. Le coefficient de réflexion $\Gamma = \pm 1$: Il est +1 pour les composantes longitudinales électriques et transversales magnétiques, et -1 pour les composantes longitudinales magnétiques et transversales électriques. En utilisant la méthode de réflexion [6], l'onde résultante sera donnée par le facteur $(e^{+jK_g z} \mp e^{-jK_g z})$; $2\cos K_g z$ ou $-2j\cos K_g z$. D'une manière générale, un facteur *sin* ou *cos* nous indique l'existence d'ondes stationnaires dans un guide d'onde ou une cavité [7].

Il est connu que :

$$K_g = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (\text{IV.1})$$

$$\lambda_g = \frac{2l}{p} \quad (\text{IV.2})$$

avec

$$K_g l = p\pi, \quad \text{et} \quad p = 1, 2, 3 \dots \dots$$

Il est maintenant possible de trouver les valeurs de λ_c et λ_g , et en faisant ainsi la valeur de λ est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{1}{\lambda} = \left(\frac{1}{\lambda_c^2}\right) + \left(\frac{1}{\lambda_g^2}\right) \quad (\text{IV.3})$$

Avec :

$$f = \frac{v}{\lambda} = \frac{1}{\lambda \sqrt{\epsilon_0 \epsilon \mu_0 \mu}}, \quad \lambda \text{ dans l'espace libre} \quad (\text{IV.4})$$

En utilisant les équations (IV.1), (IV.2) et (IV.3), on peut trouver une expression qui permet de calculer la longueur d'onde des oscillations possibles dans une cavité :

$$\lambda_{mnp} = \left[\left(\frac{1}{\lambda_c^2}\right) + \left(\frac{p}{2L}\right)^2 \right]^{-1/2} \quad (\text{IV.5})$$

Lorsque λ_{mnp} est indépendant du milieu et non lié à (ϵ, μ) , la fréquence correspondante est donnée par :

$$f_{mnp} = \frac{v}{\lambda_{mnp}} = v \left[\left(\frac{1}{\lambda_c^2} \right) + \left(\frac{P}{2L} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (\text{IV.6})$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (\text{IV.7})$$

On constate que f_{mnp} est lié à la dimension de la cavité et aux propriétés de propagation du milieu. Cette dérivation peut être trouvée et expliquée en détail dans [7].

IV.2.2. Considérations d'énergie dans une cavité résonante

Les solutions aux équations de Maxwell pour une cavité résonante sont souvent appelées solutions de source libres. C'est parce que les champs sont pris en charge par la structure même si les sources qui ont établi le champ ont été réduites à zéro. L'expression de conservation d'énergie généralement utilisée pour une région de source libre entourée par une surface parfaitement conductrice ou des parois métalliques est [6] :

$$0 = j\omega_r \iiint_V (\mu|H|^2 - \epsilon|E|^2)dv \quad (\text{IV.8})$$

Comme la fréquence de résonance n'est pas nulle, l'équation (IV.8) peut être transformée en :

$$\iiint_V (\mu|H|^2)dv = \iiint_V (\epsilon|E|^2)dv \quad (\text{IV.9})$$

La moyenne temporelle de l'énergie emmagasinée dans le champ électrique est égale à moyenne temporelle de l'énergie emmagasinée dans le champ magnétique, pour chaque mode de résonance. C'est une caractéristique de tous les résonateurs à cavité. Comme on l'a dit précédemment, l'énergie oscille en va-et-vient entre les champs électrique et magnétique.

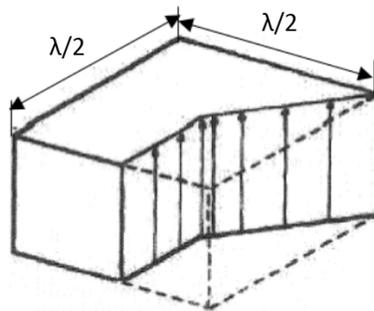


Figure IV.2. Le champ électrique dans une cavité rectangulaire

Dans le cas d'une cavité rectangulaire, (figure IV.2), les champs électrique et magnétique sont déterminés par [6] :

$$E_x = E_z = H_y = 0 \quad (\text{IV.10})$$

$$E_y = 2jE_0 \sin \frac{\pi z}{d} \sin \frac{\pi x}{a} \quad (\text{IV.11})$$

$$H_x = \frac{2E_0 \sqrt{1 - (w_c/w_r)^2}}{\eta} \cos \frac{\pi z}{d} \sin \frac{\pi x}{a} \quad (\text{IV.12})$$

$$H_z = \frac{-2E_0 w_0}{\eta w_r} \sin \frac{\pi z}{d} \cos \frac{\pi x}{a} \quad (\text{IV.13})$$

L'étape suivante consiste à calculer l'énergie totale stockée dans le champ électrique et l'énergie totale stockée dans le champ magnétique pour assurer et prouver que ces quantités sont effectivement égales.

Dans le cas du champ électrique, la durée totale moyenne mémorisée est :

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \iiint \frac{1}{2} \varepsilon |E|^2 dv &= \int_0^d \int_0^b \int_0^a \frac{\varepsilon_0}{4} 4|E_0|^2 \sin^2 \frac{\pi z}{d} \sin^2 \frac{\pi x}{a} dx dy dz \\ &= \varepsilon_0 \frac{|E_0|^2}{4} abd \end{aligned} \quad (\text{IV.14})$$

Dans le cas du champ magnétique, l'énergie totale emmagasinée est :

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \iiint \frac{1}{2} \mu |H|^2 dv &= \int_0^d \int_0^b \int_0^a \frac{\mu_0}{4} \frac{4|E_0|^2}{\eta^2} \left\{ \left[1 - \left(\frac{w_c}{w_r} \right)^2 \right] \cos^2 \frac{\pi z}{d} \sin^2 \frac{\pi x}{a} + \left(\frac{w_c}{w_r} \right)^2 \sin^2 \frac{\pi z}{d} \cos^2 \frac{\pi x}{a} \right\} dx dy dz \\ &= \frac{4\mu_0 |E_0|^2}{4\eta_0^2} \left[1 - \left(\frac{w_c}{w_r} \right)^2 + \left(\frac{w_c}{w_r} \right)^2 \right] \frac{abd}{4} \\ &= \frac{\mu_0 |E_0|^2}{4 \mu_0 / \varepsilon_0} abd \\ &= \frac{\varepsilon_0 |E_0|^2}{4} abd \end{aligned} \quad (\text{IV.15})$$

Avec les résultats de l'équation (IV.9) et (IV.14), l'équation (IV.15) a été prouvée.

IV.2.3. Définition du facteur de qualité Q

Toutes les formules théoriques que nous avons présenté jusqu'à présent sont basées sur l'hypothèse que la cavité est parfaite c.-à-d. sans pertes et qu'elle est un piège pour ondes électromagnétiques parfait.

En réalité les oscillations amorties par l'existence des pertes sur les parois, qui introduisent un défi à la solution mathématique et exigent d'exprimer le comportement des cavités réelles en termes de pertes de puissance. Cependant, on peut encore supposer que les pertes sont faibles et que les champs magnétique et électrique restent constants par rapport à la fréquence d'oscillation.

Le facteur Q de tout circuit résonnant peut être défini comme [6] :

$$Q = 2\pi \frac{\text{Énergie Maximum stockée par cycle}}{\text{Énergie dissipée par cycle}} \quad (\text{IV.16})$$

Pour obtenir l'énergie maximale, dite valeur de crête, dans une cavité rectangulaire, nous pouvons intégrer $\frac{1}{2} \epsilon_0 |E|^2$ sur le volume. En utilisant les équations (IV.10), (IV.11), (IV.12) et (IV.13), l'expression suivante est alors obtenue :

$$W(\text{stocké}) = \frac{1}{2} \epsilon_0 \frac{4|E_0|^2 a^3}{4} = \frac{\epsilon_0 |E_0|^2 a^3}{2} \quad (\text{IV.17})$$

Si la cavité rectangulaire est un cube, la puissance dissipée sur l'un des côtés est donnée par :

$$P(\text{côté}) = \int_0^a \frac{1}{2} |J_s|^2 R_s a dz = \frac{R_s a^2 |E_0|^2}{Z_0^2 (TE)} \quad (\text{IV.18})$$

J_s et R_s désignent respectivement la densité surfacique de courant et la résistance métallique de peau

En raison de la symétrie, la puissance dissipée sur les quatre côtés sera quatre fois $P(\text{côté})$. La puissance dissipée sur la face dessus sera :

$$P(\text{haut}) = \int_0^a \int_0^a \frac{1}{2} |J_s|^2 R_s dx dz = \frac{R_s a^2 |E_0|^2}{Z_0^2 (TE)} \quad (\text{IV.19})$$

Par conséquent, la puissance totale des pertes sur les parois est :

$$P(\text{total}) = \frac{6R_s a^2 |E_0|^2}{Z_0^2 (TE)} \quad (\text{IV.20})$$

et Q est égal à

$$Q = 2\pi f_r \frac{\frac{\varepsilon_0 |E_0|^2 a^3}{2}}{6R_S a^2 |E_0|^2} = \omega_r \frac{\varepsilon_0 Z_0^2 (TE) a}{12R_S} \quad (IV.21)$$

Pour une cavité cubique nous avons :

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \sqrt{2} \frac{\pi}{a}$$

$$\omega_r = \sqrt{2} \omega_c \quad (IV.22)$$

$$Z_0 (TE) = \sqrt{2} \eta$$

L'expression finale de Q est :

$$Q = \frac{\sqrt{2} \pi \eta}{6R_S} \quad (V.23)$$

η représente l'impédance d'onde

Plusieurs méthodes différentes pour obtenir le facteur Q d'une cavité sont expliquées dans [7], et elles sont exposées comme suit :

Une méthode pour expliquer l'existence de pertes pourrait être développée en introduisant une fréquence complexe :

$$\Omega = \omega + j\alpha \quad (IV.24)$$

Où ω est une partie réelle de la pulsation et α est la partie imaginaire liée directement aux pertes.

Le champ électrique en termes de fréquence complexe est :

$$\varepsilon e^{j\Omega t} = \varepsilon e^{-\alpha t} e^{j\omega t} \quad (IV.25)$$

Où α est le coefficient d'atténuation (Np/s). Il est important de noter que dans l'équation (IV.17) l'atténuation α est exprimée en fonction du temps.

Lorsque l'énergie électromagnétique stockée dans la cavité a un mode dominant, c'est une fonction aussi exponentielle en temps :

$$\bar{E}(t) = \bar{E}(0)e^{-2\alpha t} \quad (\text{IV.26})$$

Où \bar{E} est l'énergie moyenne stockée dans la cavité.

Si nous prenons la différentielle discrète de (IV.26) sur une courte durée T , nous obtenons l'expression suivante :

$$\alpha = \frac{\bar{E}(t) - \bar{E}(t+T)}{2\bar{E}.T} = \frac{W_P}{2\bar{E}} \quad (\text{IV.27})$$

où W_P est la diminution d'énergie par unité de temps (pertes).

Dans un problème comme celui-ci, dans lequel l'amplitude change exponentiellement avec le temps, on a besoin d'introduire le concept de Q :

$$\alpha = \omega/2Q \quad (\text{IV.28})$$

L'équation suivante montre la relation entre le coefficient d'atténuation α et le facteur Q :

$$Q = \frac{\omega}{2\alpha} = \omega \frac{\bar{E}}{W_P} \quad (\text{IV.29})$$

En d'autres termes, Q est le rapport entre l'énergie moyenne à l'intérieur de la cavité et la diminution de l'énergie par unité de temps.

Par analogie, le facteur Q est le même concept utilisé dans les circuits résonnants RLC. C'est un nombre sans dimension, en pratique de l'ordre de 10^3 ou 10^4 .

L'énergie stockée dans une cavité subit une atténuation de $e^{-(\omega/Q)t}$, qui est de l'ordre de $1/e$ de la valeur initiale après un temps égal à $t_0 = Q/\omega$.

Toute perte d'énergie augmente le coefficient d'atténuation α , ce qui diminue le facteur de qualité Q . Les pertes sont classées en trois groupes comme suit :

W_{parois} : pertes liées aux parois de la cavité.

W_d : pertes diélectriques.

W_{ext} : pertes externes, générées lors du couplage de la cavité avec des dispositifs externes. S'il s'agit de structures adaptées, ce terme peut être négligeable.

La perte totale est exprimée comme suit :

$$W_{Total} = W_{parois} + W_d + W_{ext} \quad (IV.30)$$

En utilisant les équations (IV.28) et (IV.29), on obtient une expression générale pour Q :

$$\frac{1}{Q_{Total}} = \frac{1}{Q_{parois}} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{ext}} \quad (IV.31)$$

IV.3. Résonateur GIS

La cavité résonnante est un composant très utilisé dans la technologie GIS qui peut être utilisée dans la conception des filtres et d'oscillateur. Le premier exemple de cavité résonateur a base technologie GIS a été proposé dans [8]. Dans ce modèle la cavité est réalisée avec plusieurs rangées de trous métallisée et le microstrip est réalisée sur un autre substrat diélectrique séparé au substrat de cavité, les deux composants (microstrip, cavité) ont été couplés à travers une ouverture dans le plans métallique commun aux deux substrats diélectriques. L'excitation de cavité multicouches a été remplacée plus tard par une approche faible coût ou la cavité résonnante et le circuit planaire (microstrip, stripline.....) sont réalisés sur un même substrat.

IV.3.1. Conception d'une cavité GIS

La figure IV. 3 montres différentes typologies d'excitation pour les résonateurs à cavité GIS. Le couplage entre la cavité et les lignes de transmission planaires peut être réalisé avec des sondes de courant ou avec une sonde de tension [9]. Lorsque la cavité joue le rôle d'un filtre passe-bande le couplage sera fait avec des sondes de courant, cependant si la cavité agit comme un filtre coup-bande le couplage sera fait avec une sonde de tension. La sonde de courant est construite en déplaçant (ou en enlevant) des trous métallisés sur un côté de la cavité pour faire place à un insert en ligne microstrip (figure IV.3). La sonde de tension est construite en déplaçant (ou en retirant) des trous métallisés sur deux côtés de la cavité pour faire place à un insert en ligne microstrip comme illustré à la figure IV.4.

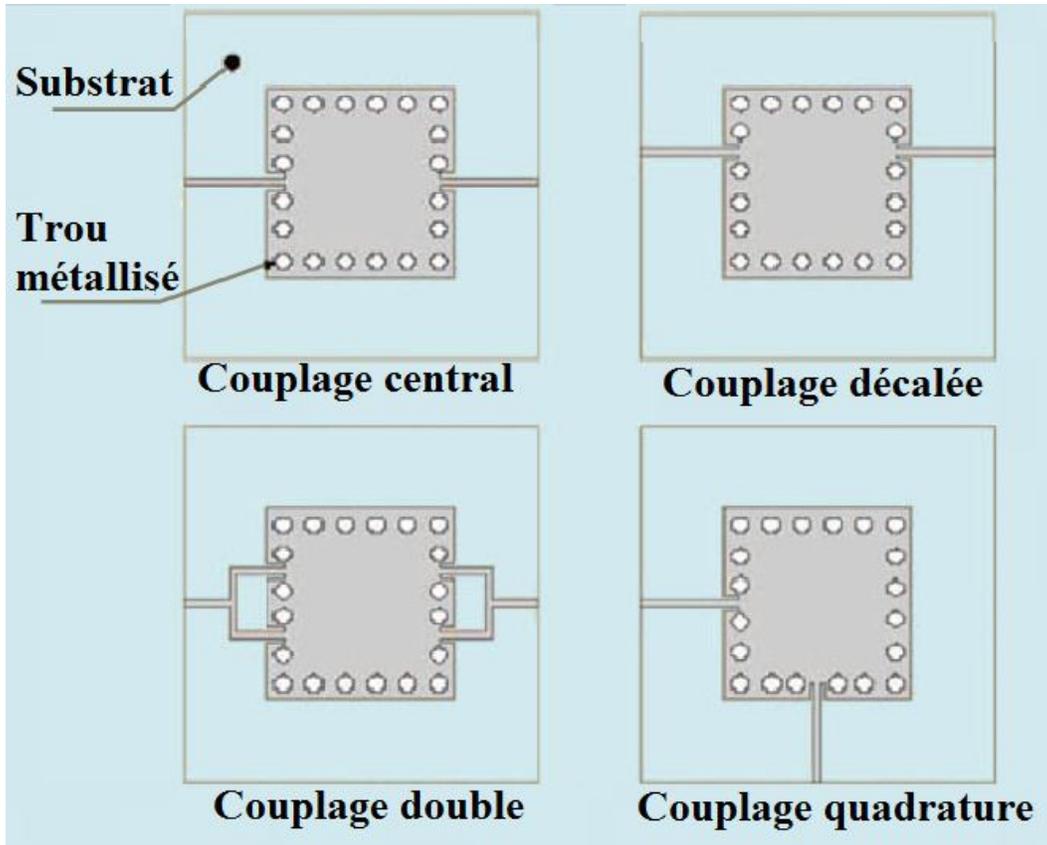


Figure IV.3. Différentes typologies d'excitation de cavités résonateurs à base de technologie GIS avec des lignes microstrip comme entrées et sorties avec sonde de courant [9].

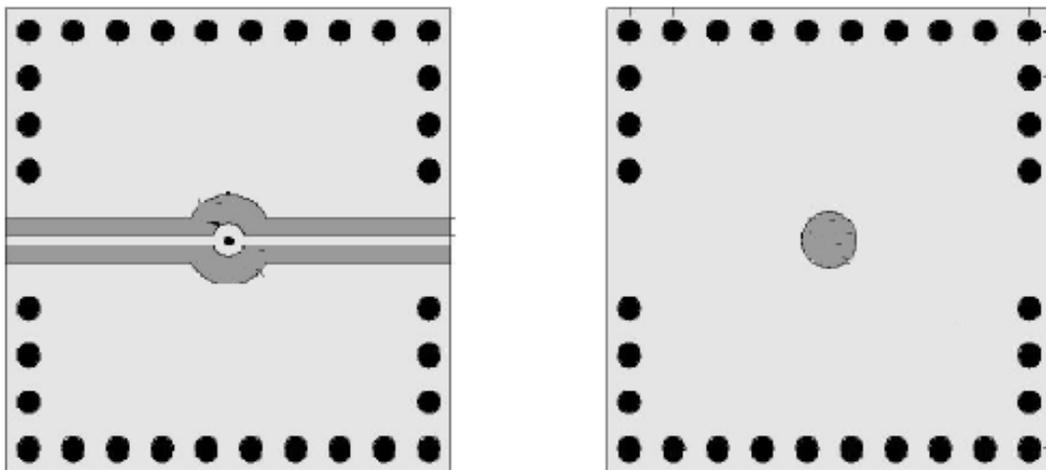


Figure IV.4. Topologie d'une cavité GIS avec un couplage de sonde de tension [9].

IV.3.1.1. Fréquence de résonance

Pour le GIS, le premier mode résonant est le mode TE₁₀₁. La fréquence de résonance est évaluée à l'aide du modèle de guide d'onde rectangulaire pour les cavités GIS discuté dans [10].

$$f_{mnp} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m}{L_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{w_{eff}}\right)^2} \quad (IV.32)$$

Comme présenté dans [11], où :

$$\omega_{eff} = \omega - \frac{d^2}{0.95P} \quad (IV.33)$$

$$L_{eff} = L - \frac{d^2}{0.95P} \quad (IV.33)$$

L et w sont les dimensions de la cavité, b est l'espace entre les trous, et d le diamètre des trous métallisés. Etant donné que l'épaisseur du substrat diélectrique est très mince, seules les résonances sans variation verticale du champ électrique sont prises en compte.

L'équation (IV.32) est valable pour $b \leq \lambda_0/2$ et $b < 4d$, et permet une grande précision dans la conception de la cavité GIS.

IV.3.1.2. Facteurs de qualité chargé et externe

Le facteur de qualité chargé (Q_l) d'une cavité est défini comme :

$$Q_l = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}} \quad (IV.34)$$

Où f_0 est la fréquence de résonance et Δf_{3dB} est la bande passante de -3dB.

Le facteur de qualité externe (Q_e) est défini comme une fonction de S_{21} à la fréquence de résonance f_0 et le facteur de qualité chargé (Q_l) [12]

$$S_{21}(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{Q_l}{Q_e} \right) \quad \text{soit} \quad Q_e = \frac{Q_l}{10^{-S_{21}(dB)/20}} \quad (IV.35)$$

Le facteur de qualité non chargé de la cavité peut être approximé par la relation suivante

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_l} - \frac{1}{Q_e} \quad (IV.36)$$

Pour un résonateur donné, différentes excitations peuvent générer différents modes qui peuvent également avoir des valeurs Q_u différentes. Les modes différents donnent des distributions de

champ et de courant différents sur la structure, conduisant à un mécanisme de perte différent en relation avec la surface conductrice et le volume diélectrique. Par exemple, une cavité de mode TE₁₀₁, peut également supporter la résonance d'une cavité avec mode TE₁₀₂, qui a des profils de champ et des distributions de courant différents. Par conséquent, les valeurs de Q_u pour ces deux modes dans la même cavité devraient être différentes.

La figure IV.5. Présente la relation entre les pertes d'insertion relatives, la taille et le coût des différents résonateurs dans les applications micro-onde. A partir de la figure IV .5, le Q_u d'une ligne microstrip ou d'un résonateur stripline [13]-[15] est fondamentalement limité par les pertes, les rendant inadéquates pour de nombreuses applications, même si la technologie de filtre microstrip ou stripline offre une solution peu coûteuse avec une géométrie intégrée. Lorsque le système demande une sélectivité élevée, on préfère une technologie de résonateur diélectrique ou de guide d'onde métallique. Bien que ce type de technologie offre un facteur de qualité non chargé très élevé dans une gamme des fréquences très large, leur taille et leur poids les rendent prohibitifs dans de nombreuses applications pratiques. La récente technologie GIS, permet de combler l'écart technologique entre le microstrip ou le stripline (planaire) et le résonateur diélectrique ou le guide d'onde métallique (non plan), puisqu'il combine les meilleures parties des deux et offre des facteurs de qualité proches de celles des structures non planes avec les avantages dimensionnels et coûteux des circuits imprimés planaires.

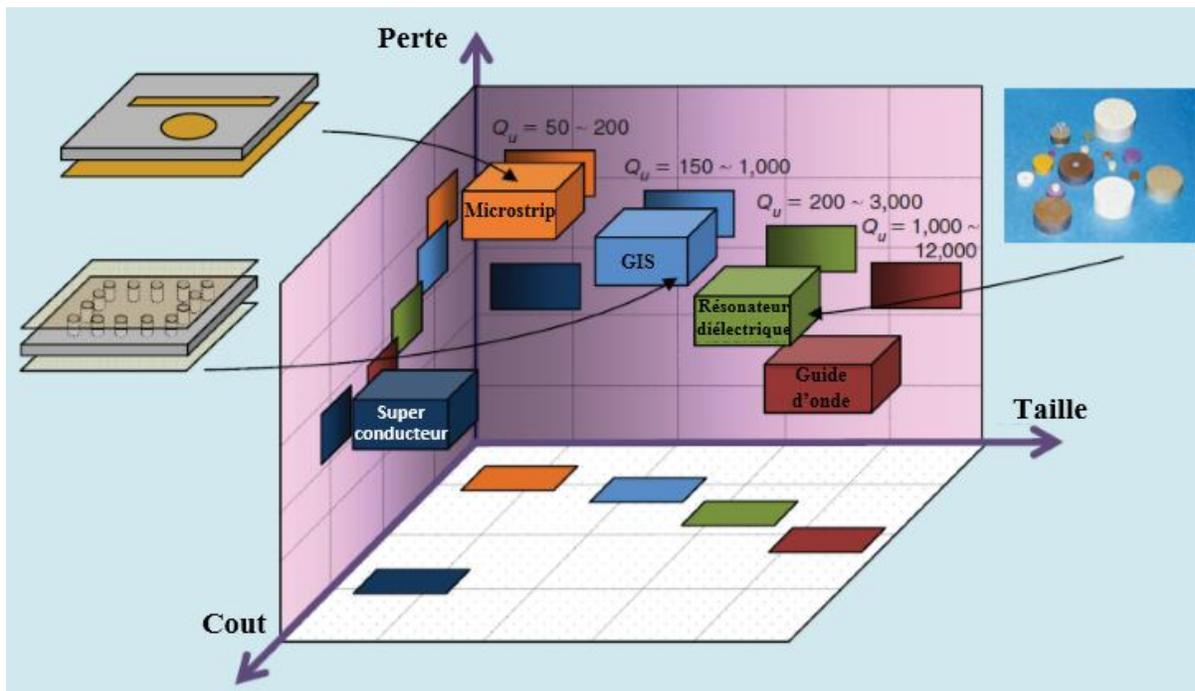


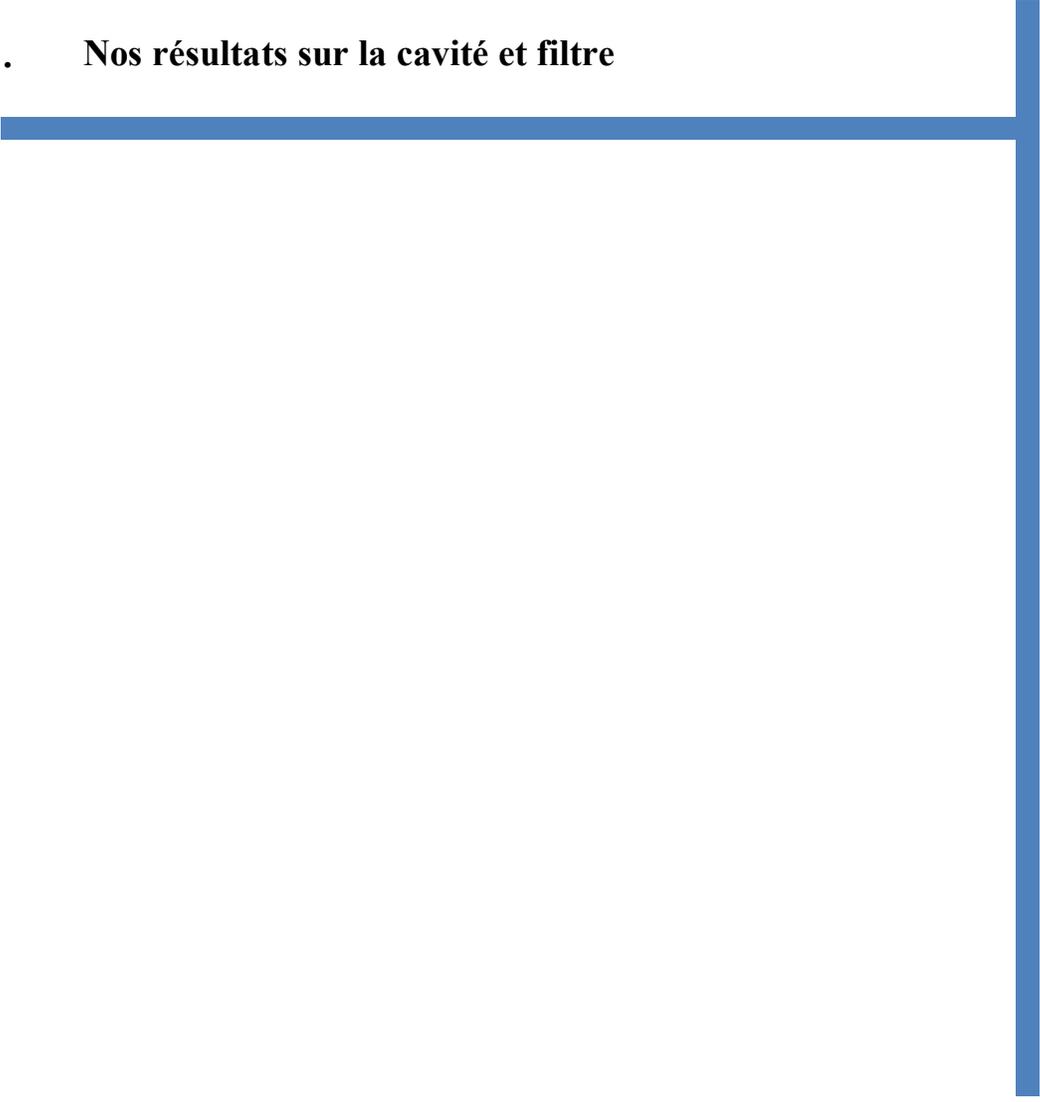
Figure IV.5. La perte d'insertion relative, la taille et le coût des différents résonateurs RF.

Références bibliographiques IV

- [1] Sergiy Gladchenko; Moe Khalil; C. J. Lobb; F. C. Wellstood; Kevin D. Osborn, “Superposition of Inductive and Capacitive Coupling in Superconducting LC Resonators,” IEEE Transactions on Applied Superconductivity ;Vol. 21, 2011, pp. 875–878.
- [2] E. Mallett, “The determination of resonant frequencies and decay factors,” Journal of the Institution of Electrical Engineers, Vol. 62, 1924, pp. 517–527;
- [3] Slater, J.e. 1950. Microwave Electronic pp. 405.
- [4] Hu Yang; Junqi Lu; Chenglong Lin; Chongshuo Song; Ge Gao., “Design of Wideband Cavity-Backed Slot Antenna with Multilayer Dielectric Cover,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters., Vol. 15, 2016, pp. 861–864.
- [5] Alexander V. Kudrin; Olga A. Kudrina; Evgeny Yu. Petrov, “Electromagnetic oscillations in a coaxial cavity resonator filled with a nonlinear nondispersive medium,” 1st URSI Atlantic Radio Science Conference (URSI AT-RASC), Espagne, 16-24 may, 2015, pp. 1.
- [6] D. Pozar 1998, Microwave Engineering
- [7] Boudouris, G. 1971 Cavites Electromagnetiques.
- [8] Michael J. Hill, Richard W. Ziolkowski, and John Papapolymerou., “A high-Q reconfigurable planar EBG cavity resonator,” IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.11, 2001, pp. 255–257
- [9] Y. Cassivi, L. Perregrini, K. Wu, and G. Conciauro, “Low-cost and High-Q millimeter-wave resonator using substrate integrated waveguide technique,” in Proc. European Microwave Conf., Milan, Italy, Sept. 23–26, 2002, pp. 1–4.
- [10] D. Deslandes and K. Wu, “Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 55, no. 6, pp. 2516–2526, Jun. 2006.
- [11] Y. Cassivi and K. Wu. "Low-cost Microwave Oscillator using substrate integrated waveguide cavity", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.13, 2003, pp. 48–50.

- [12] J. Papapolymerou, J. Cheng, J. East, and L. Katehi, "A micromachined high-Q X-band resonator," *IEEE Microw. Guided Wave Lett*, vol. 7, no. 6, pp. 168–170, Jun. 1997.
- [13] R. R. Mansour, "High-Q tunable dielectric resonator filters," *IEEE Microwave Mag.*, vol. 10, no. 6, pp. 84–98, Oct. 2009.
- [14] S. J. Fiedziuszko and S. Holme, "Dielectric resonators raise your High-Q," *IEEE Microwave Mag.*, vol. 2, no. 3, pp. 50–60, Oct. 2001.
- [15] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Norwood, MA: Artech House, 1980.

V. Nos résultats sur la cavité et filtre

A decorative blue L-shaped line is positioned on the right side of the page. It consists of a vertical line extending from the top to the bottom, and a horizontal line extending from the left edge of the page to the vertical line, forming an inverted 'L' shape.

V.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter l'étude des cavités et filtres à base de technologies guide d'onde intégré au substrat (GIS) par la Méthode de Raccordement des Modes (MMT) et extraction des paramètres S. Nous allons aussi présenter une nouvelle cavité planaire [6]. Cette cavité est caractérisée par une périodicité entre deux substrats diélectriques à l'intérieur de la cavité. Des trous d'air sont ajoutés pour diminuer la permittivité effective de façon synthétique. La périodicité est capable d'augmenter l'énergie stockée à l'intérieur de la cavité et améliorer le facteur de qualité. Le rapport optimal entre les deux permittivités est étudié. Afin de valider les résultats de simulation du concept proposé un prototype de cavité est conçu, fabriqué et testé. Les résultats mesurés montrent que le résonateur proposé possède un facteur Q non chargé de 815 (53% plus élevé qu'une cavité GIS équivalente standard). Pour démontrer le potentiel de la cavité proposée, un filtre d'ordre 3 est conçu et fabriqué à travers la cavité proposée, et comparé avec des filtres ayant des ordres différents. Le filtre utilisant la nouvelle cavité montre de meilleures performances en termes de pertes et de bande passante.

V.2. Analyse des cavités et filtres GIS par la MMT

Les cavités et les filtres sont parmi les premiers composants passifs conçus sur la base de la technologie GIS. Dans cette section, une cavité et un filtre ont été conçus et analysés avec la méthode MMT présentée au chapitre II. Les résultats sont vérifiés par le logiciel électromagnétique HFSS.

La topologie de la cavité GIS que nous avons étudié est illustrée à la figure V.1. Les trous des structures GIS sont supposés de forme carré en MMT. Cependant HFSS permet d'utiliser des trous circulaires, alors l'équivalence entre les trous circulaires et carrés est selon l'équation II.36.

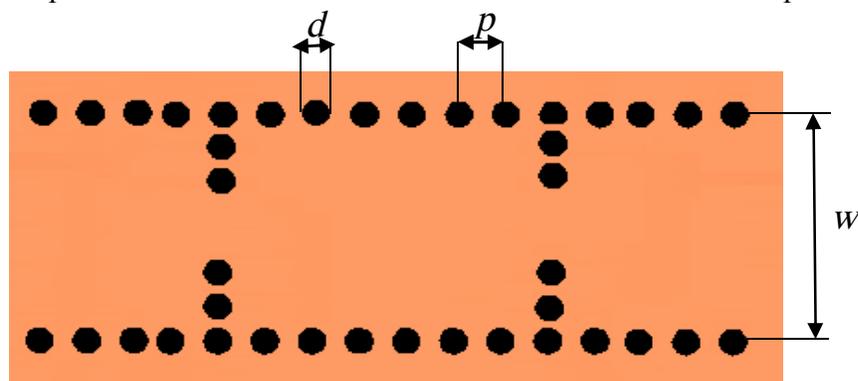


Figure V.1. Cavité GIS.

La fréquence de résonance est évaluée à l'aide d'un modèle de guide d'ondes rectangulaire pour les cavités GIS.

Dans la Figure V.1, un substrat en Rogers 6002 avec une permittivité de 2,94 et une épaisseur de 0,708 mm est utilisé, $w=10.067$ mm, les trous d'air avec diamètre $d=1.2$ mm, et inter-distance $p=0.75$ mm.

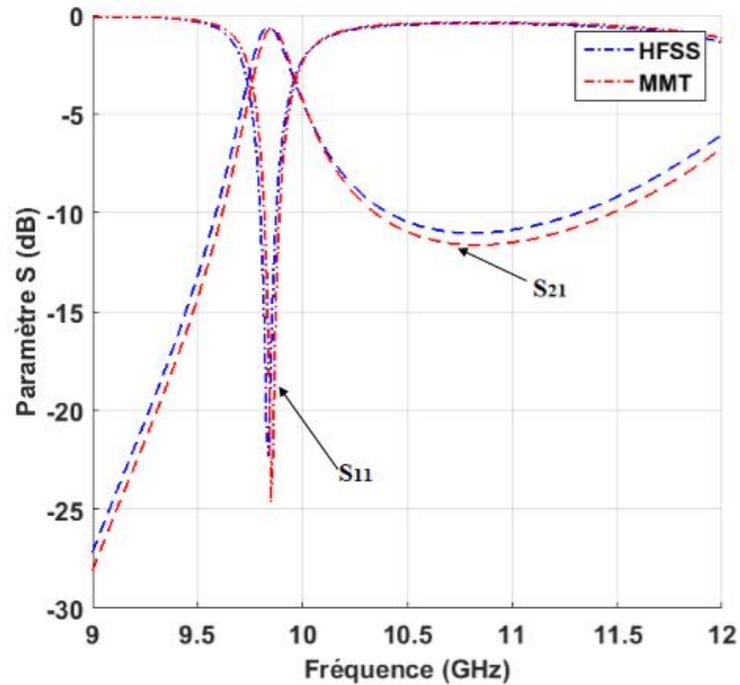


Figure V.2. Comparaison des performances de la géométrie des trous carrés (MMT) avec des trous circulaires (HFSS) pour l'exemple de la cavité résonante en technologie GIS.

La Figure V.2, présente la comparaison entre les résultats de simulation selon la méthode MMT et HFSS. On remarque que dans la figure V.2 que la simulation HFSS de la cavité avec des trous circulaires est en excellent accord avec la conception MMT en utilisant des trous carrés selon l'équation I.36.

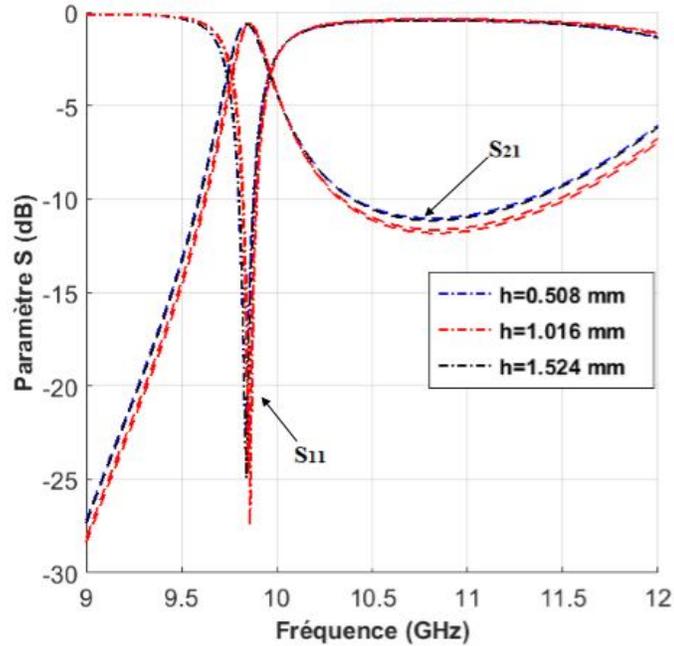


Figure V.3. Paramètres S en fonction de variation de l'épaisseur de substrat d'une cavité GIS.

Pour avoir une idée sur l'effet de l'épaisseur de substrat sur la fréquence de résonance et sur le facteur de qualité de la cavité, on a fait la simulation de la même cavité avec des épaisseurs différentes (20, 40 et 60 mil). La Figure V.3, présente les résultats de simulation.

- ✓ Pour la cavité avec l'épaisseur de 20 mil on la fréquence de résonance 9.84 GHz et $Q_u=480$.
- ✓ Pour la cavité avec l'épaisseur de 40 mil on la fréquence de résonance 9.86 GHz et $Q_u=500$.
- ✓ Pour la cavité avec l'épaisseur de 60 mil on la fréquence de résonance 9.85 GHz et $Q_u=530$.

Un filtre avec trois cavités est simulé en utilisant le même substrat de cavité résonante. Les dimensions optimisées du filtre sont représentés sur la Fig. V.4, est $y_1=8.354$ mm, $y_2=5.23$ mm sont les distances entre deux fentes métallisées face à face pour la première et la seconde cavité respectivement qui définissent l'iris, l_1 , l_2 , l_3 sont les longueurs des trois cavités résonantes, $l_1=l_3=17.1325$ mm, $l_2=19.2846$ mm.

La Figure V.5, présente les paramètres S pour le filtre avec trois cavités, selon cette figure on remarque que la conception MMT de la cavité avec des trous carrés est en excellent accord avec la simulation HFSS par des trous circulaires.

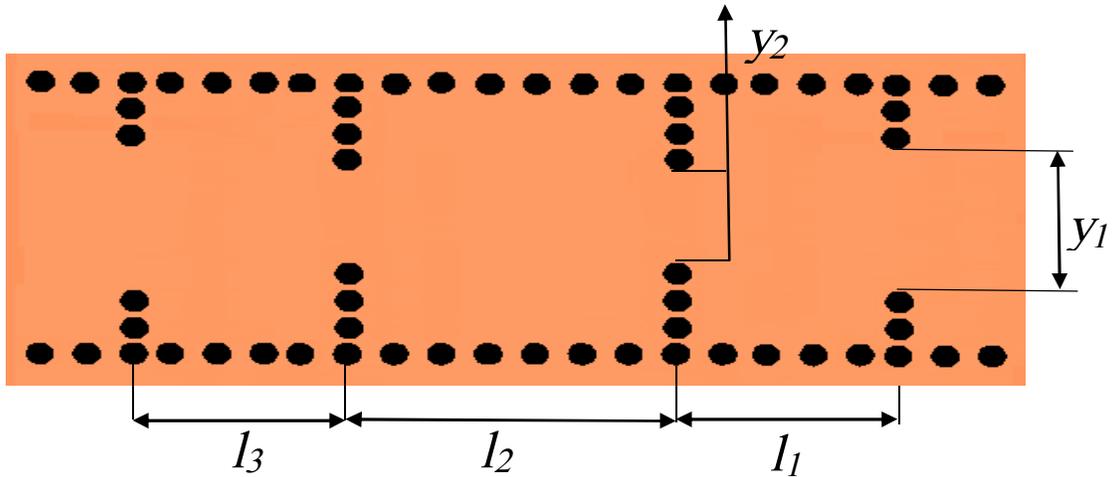


Figure V.4 Filtre à trois cavité GIS.

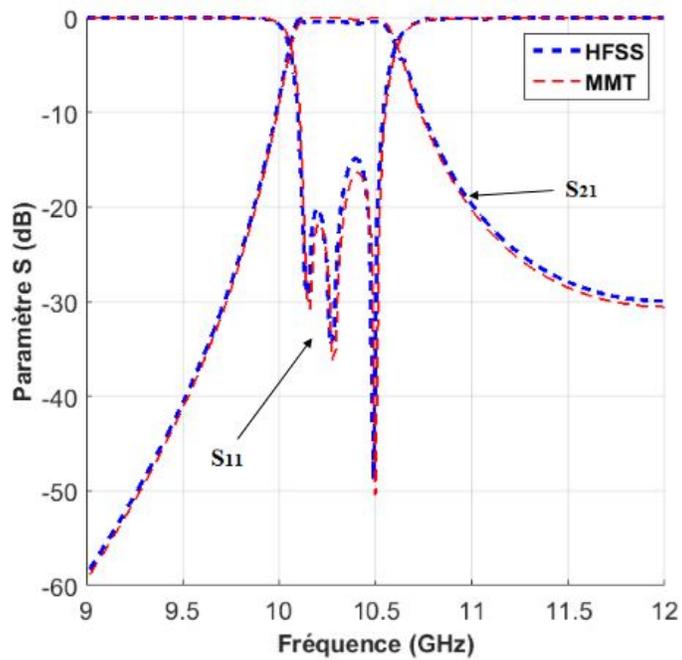


Figure V.5. Comparaison des performances de la géométrie des trous carrés (MMT) avec des trous circulaires (HFSS) à l'exemple d'un filtre à trois cavités résonantes en technologie GIS.

V.3. Cavité GIS proposée

Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre précédent, les résonateurs de haut facteur de qualité Q sont essentiels pour les filtres haute performance, les duplexeurs et les circuits et systèmes de communication sans fil.

Le facteur Q non chargé d'une cavité GIS peut être déterminé par ses pertes, qui dépendent principalement de la dissipation diélectrique du substrat, de la conductivité métallique finie, et de la fuite du rayonnement du substrat par les gaps entre les trous. En fait, cela est également étroitement lié à la taille, la forme et le mode de la cavité GIS.

La topologie de la cavité GIS que nous avons proposée est illustrée à la figure V.6, [6]. Cette figure montre la périodicité entre le matériau de la ligne principale avec la permittivité ϵ_{r1} et la cellule périodique avec permittivité ϵ_{r2} , Fig. V.6. (a). l_1 est la largeur de la cellule et l_2 est l'espace entre deux cellules unitaires adjacentes. La permittivité ϵ_{r2} est atteinte en perçant des trous d'air dans le substrat avec permittivité ϵ_{r1} , Fig. V.6. (b). Cette figure montre également une cellule unitaire de la structure périodique de la Fig. V.6. (c). Des trous d'air avec diamètre d_i et inter-distance p_i sont utilisés pour synthétiser les cellules périodiques. Pour synthétiser la cavité rectangulaire dans un substrat diélectrique deux rangées séparées de fentes métalliques sont utilisées.

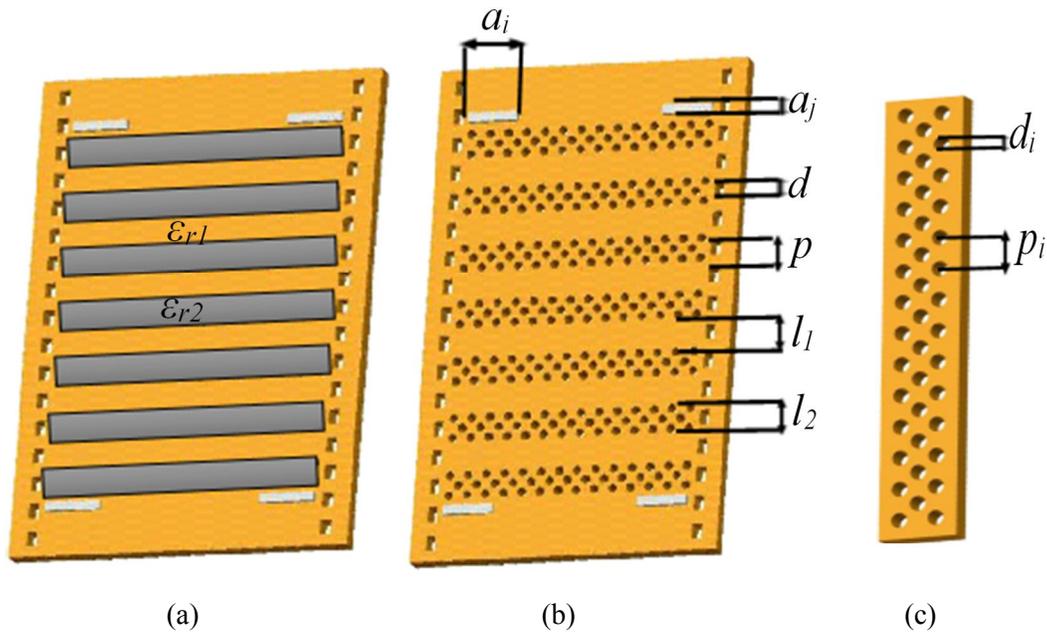


Figure V.6. Cavité GIS proposée (diélectrique artificiel synthétisé) :

(a) cavité périodique équivalente, (b) vue en perspective avec cavité périodique, (c) cellule unitaire. [6]

Le facteur Q non chargé d'une cavité GIS peut être obtenu à partir de la fréquence de résonance f_0 , de la largeur de bande à demi-puissance Δf et de la perte d'insertion IL à la fréquence de résonance [1] par :

$$Q_u = \frac{f_0}{\Delta f} \left(1 - 10^{-IL/20}\right)^{0.5} \quad (\text{V.1})$$

En plus des pertes diélectriques et dans les conducteurs, les pertes de fuites peuvent apparaître. Cependant, ces dernières sont presque négligeables avec un choix approprié de la taille et de l'espace entre les trous métallisés. Les pertes de conducteur comprennent les trous métalliques et les plaques des surfaces métalliques inférieures et supérieures. Etant donné que l'épaisseur du substrat est beaucoup plus petite que la largeur ou la longueur équivalente des résonateurs à cavité GIS, les pertes causées par les trous métalliques sont négligeable par rapport aux pertes totales dans la plupart des cas.

Les formules des constantes d'atténuation de la ligne de transmission GIS peuvent être utilisées pour modéliser la structure périodique proposée en termes de pertes et d'autres paramètres connexes. La fréquence de résonance est évaluée à l'aide d'un modèle de guide d'ondes rectangulaire pour les cavités GIS.

Des trous d'air sont utilisés pour diminuer la permittivité du substrat de ϵ_{r1} à ϵ_{r2} en fonction du diamètre d_i et de la périodicité p_i du trou d'air, voir figure V.6 (c). Le diamètre des trous d'air dans chaque partie est déterminé en fonction de la variation souhaitée pour la constante diélectrique effective du substrat perforé par des trous d'air cylindriques. Pour la structure périodique, la permittivité effective pour une unité contenant un trou d'air percé est calculée en se référant à [2]. La constante diélectrique effective de tout le bloc peut être calculée par $(\epsilon_{r1} - \Delta)$. Ceci est obtenu par l'introduction de trous d'air pour remplacer les sections de permittivité relative inférieure ϵ_{r2} où une diminution de la perte diélectrique est prédite en raison de l'enlèvement du matériau. La valeur Δ est définie par le rapport de la différence entre la permittivité substrat et la permittivité des trous d'air sur le nombre de cellules unitaires.

La Figure V .7 présente les résultats d'une étude systématique de la permittivité effective ϵ_{r2} dans un GIS chargé périodiquement dans lequel des rangées de trous d'air sont ajoutées dans un guide d'onde ayant $\epsilon_{r1} = 2,94$, afin de synthétiser une permittivité effective plus faible. Dans cette

figure, on voit que la constante diélectrique effective est une fonction du rayon du trou d'air. La constante diélectrique effective est plus faible lorsque on augmente le rayon du trou d'air.

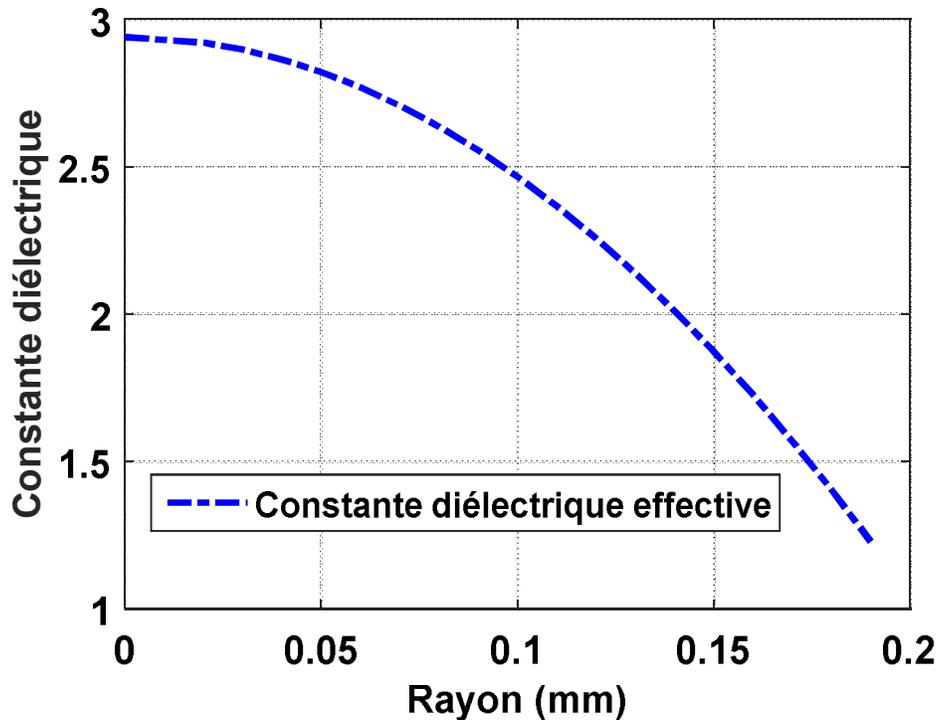


Figure V .7. Constante diélectrique effective du substrat en fonction de diamètre du trou d'air cylindrique [6].

La perte diélectrique d'un guide d'onde peut être calculée comme une moyenne pondérée par la surface percée et la surface non-percée dans une cellule périodique [6] :

$$\tan\delta = \frac{(\epsilon_{r2} - 1)}{(\epsilon_{r1} - 1)} \tan\delta_0 \quad (\text{V.2})$$

Cette hypothèse est valable dans le cas du retrait total du matériau $\epsilon_{r2}=1$, et sans trou $\epsilon_{r2} = \epsilon_{r1}$ qui correspondent respectivement à $\tan\delta = 0$ et $\tan\delta = \tan\delta_0$.

Pour définir les paramètres optimaux, on analyse des plaques diélectriques périodiques avec des différentes longueurs ($\lambda_g/4$, $\lambda_g/8$, $\lambda_g/16$). Pour chaque cas, on étudie l'effet de variation de la permittivité effective des plaques sur le facteur Q. Les résultats sont représentés sur la Figure V.8.

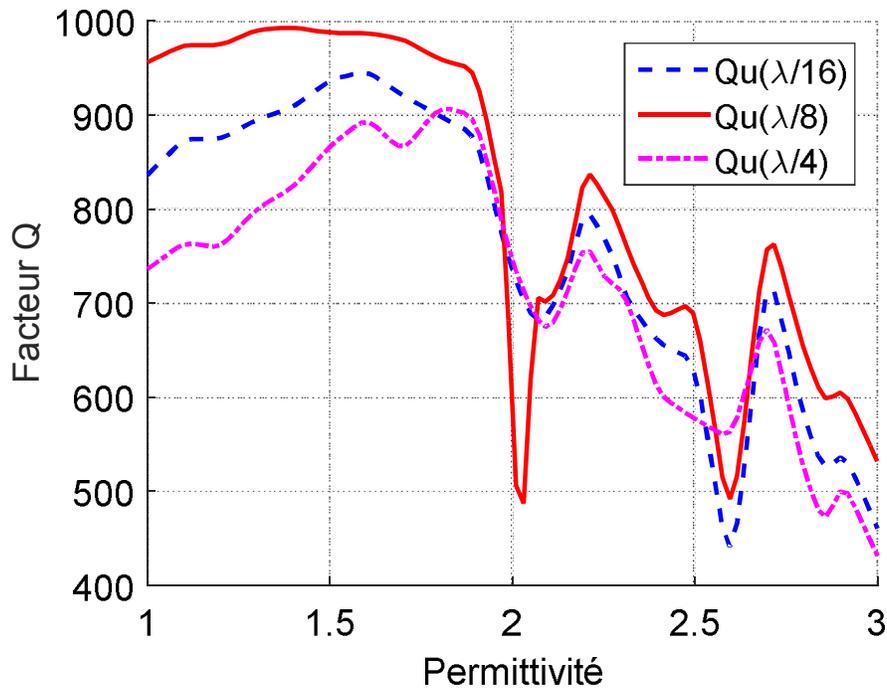


Figure. V.8. Variation du facteur Q_u de la cavité résonante par rapport à la permittivité [6].

L'étude est pour la structure en l'absence des pertes de rayonnement et les pertes métalliques, afin de montrer que l'amélioration de Q n'est pas liée à ces deux mécanismes des pertes. La structure avec des blocs périodiques parfaits avec la permittivité ϵ_{r2} montrée dans la Figure V.6(a) est analysée dans cette étude. Un substrat en Rogers 6002 avec une permittivité de 2,94 et une épaisseur de 0,508 mm est utilisé comme substrat principal. Toutes les structures sont optimisées à 10 GHz et les caractéristiques du matériau sont bien définies par le fabricant à cette fréquence. Le même facteur $Q_l (\Delta f / f)$ est gardé.

La Figure V.8 montre que le facteur Q_U augmente lorsque ϵ_{r2} diminue. Deux pics se situent autour de 2,2 ($0,75\epsilon_{r1}$) et 2,7 ($0,9\epsilon_{r1}$). L'utilisation de la largeur des plaques $\lambda_g/8$ montre un facteur Q plus élevé par rapport aux cas de $\lambda_g/16$ et $\lambda_g/4$. D'autre part, l'introduction de trous d'air dans un matériau de permittivité diélectrique relative inférieure, diminue les pertes diélectriques. La réduction de la perte diélectrique explique un facteur Q significativement amélioré dans la région $\epsilon_{r2} < 1,8$ [6].

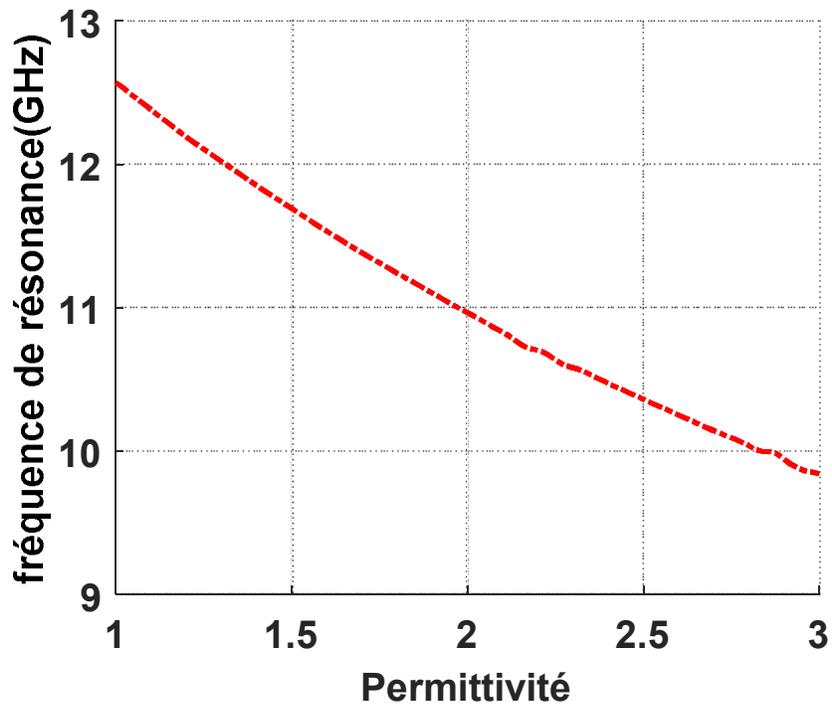


Figure V. 9. Variation des fréquences de résonance par rapport à la permittivité [6].

La Figure V.9 montre la variation de la fréquence de résonance par rapport à la permittivité équivalente pour la même longueur de cavité. Cette figure montre que la fréquence de résonance diminue lorsque la permittivité équivalente augmente. Cette variation est linéaire en $\sqrt{\epsilon_{r2}}$.

Le facteur Q pour un circuit est défini comme l'énergie stockée dans le résonateur liée à la perte de puissance par période d'oscillation.

La Figure V.10 montre la comparaison entre les caractéristiques de dispersion du guide d'onde GIS et celles du guide d'onde GIS périodique avec $\epsilon_{r2} = 2,2$ pour le mode fondamental. Afin de rendre la comparaison significative, les paramètres des deux guides d'onde sont les mêmes. Comme représenté sur la Figure V.10, la vitesse de phase normalisée du guide d'onde chargé périodiquement est supérieure à celle du guide d'ondes GIS, et la fréquence de coupure est inférieure d'environ 7%. L'amélioration du facteur Q n'est pas seulement liée à la réduction des pertes et à l'augmentation de la constante de phase β , mais elle est plus liée à la création d'un phénomène de stockage d'énergie électrique et magnétique spatialement séparé observé le long de la ligne de transmission à onde lente [6].

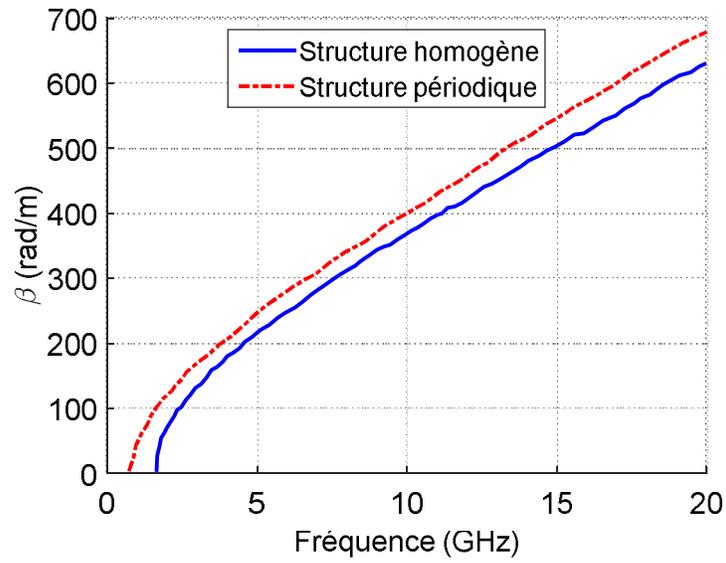


Figure V. 10. Caractéristique de dispersion du GIS et du PGIS [6].

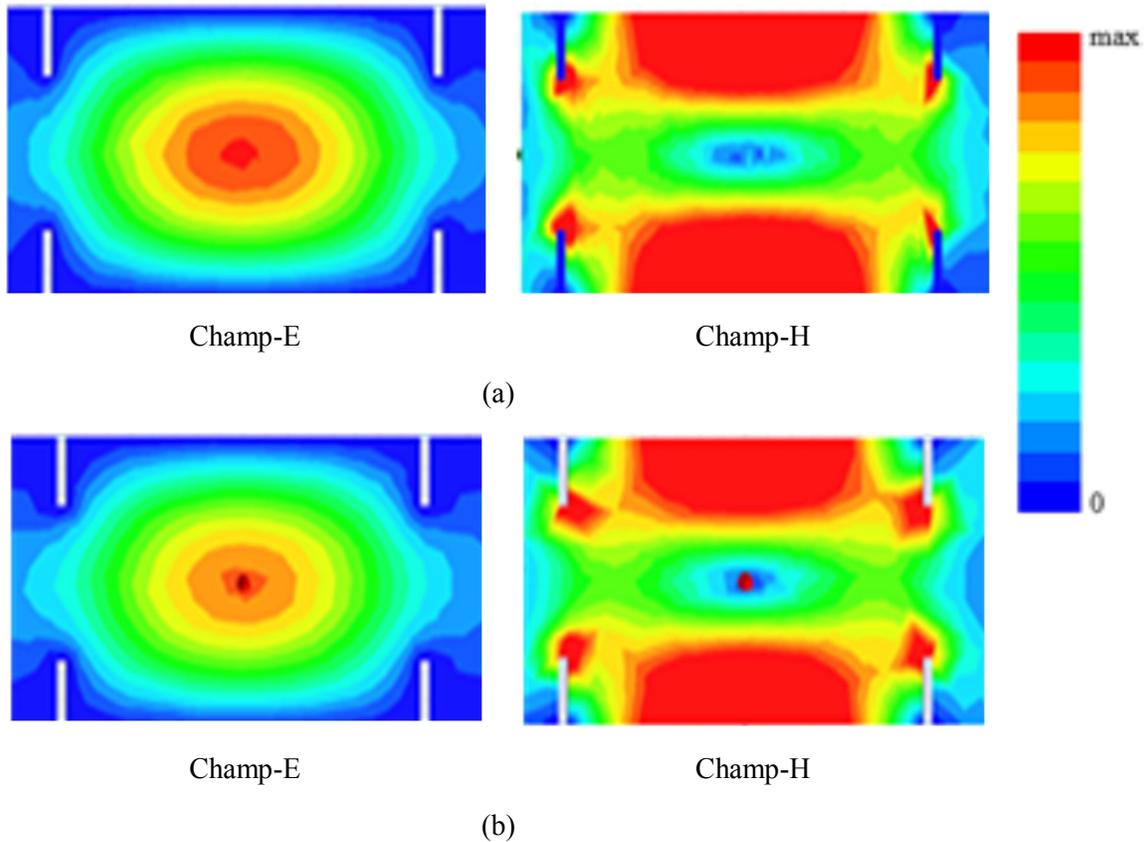


Figure. V.11 distribution des champs E et H dans la cavité résonante : (a) Avec diélectrique périodique, (b) Sans diélectrique périodique [6].

Les distributions des champs E et H à la fréquence de résonance 10 GHz pour la cavité périodique et standard sont comparées à la Figure V.11 qui montre plus d'énergie stockée au centre de la cavité périodique. L'énergie stockée est augmentée, et la distribution est moins sinusoïdale. Le modèle de résonateur est composé de deux inductances et de deux capacités périodiques. L'iris place une réactance inductive shunt à travers le guide d'ondes qui est proportionnelle à la taille de l'ouverture et au rapport des permittivités.

Le facteur Q non chargé est également déterminé par le conducteur et les pertes diélectriques. Pour estimer ce facteur, les effets des différents mécanismes de perte sont estimés. La plaque de la Fig.V.6.(a) est remplacée par un PDGIS comme illustré à la figure V.6.(c). L'effet de rayonnement par les trous d'air dans le GIS périodique a été étudié. La Figure V.12 présente les résultats de cette étude et conclut que les pertes de rayonnement ne sont pas importantes pour des diamètres des trous d'air de 0,05 mm, ce qui correspond au deuxième pic du facteur Q à $\epsilon_{r2}=2,7$. La perte de rayonnement provoque une réduction du facteur Q d'environ 15% avec un diamètre de trou d'air de 0,35 mm, ce qui correspond à $\epsilon_{r2} = 1.5$.

La Figure V. 12 représente également la perte métallique d'une ligne de transmission où le matériau du circuit est supposé être du cuivre avec une valeur de conductivité de $2,4 \times 10^7$ S/m à 10 GHz. Il est montré sur la Figure V.12, que la perte supplémentaire totale de la cavité est d'environ 0,13dB à $\epsilon_{r2} = 2,2$ ce qui équivaut à 3% de la diminution du facteur Q et 0,05dB à $\epsilon_{r2}=2,7$ correspondant à 1% de la diminution. La baisse du facteur Q dans le cas d'une permittivité équivalente de 1,8 est d'environ 10% et diminue de façon spectaculaire après.

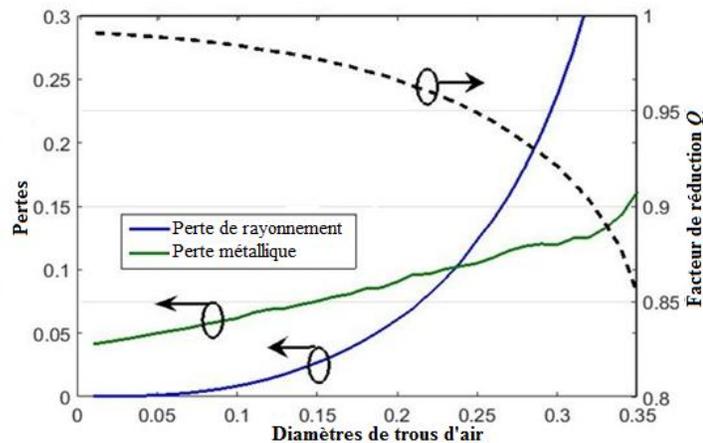


Figure. V. 12 Réduction du facteur Q , perte de rayonnement et perte métallique en fonction du diamètre de trous d'air [6].

Un facteur Q non chargé de 815 est réalisable avec la méthode proposée. L'effet de cette amélioration sur la performance du filtre doit être étudié.

V.4. Filtre GIS proposé

La Figure V.13 représente la section transversale horizontale du filtre proposé, qui utilise trois cavités résonantes. Dans cette figure, des rangées séparées de fentes métalliques sont utilisées pour synthétiser les trois cavités rectangulaires. y_1 , y_2 sont les distances entre deux fentes métalliques face à face pour la première et la seconde cavité respectivement qui définissent l'iris. l_3 , l_4 , l_5 sont les longueurs des trois cavités résonantes.

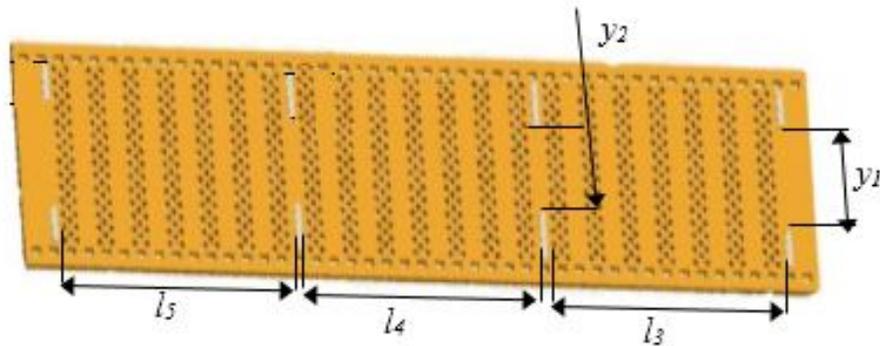


Figure V. 13. Filtre GIS proposée : diélectrique artificiel synthétisé [6].

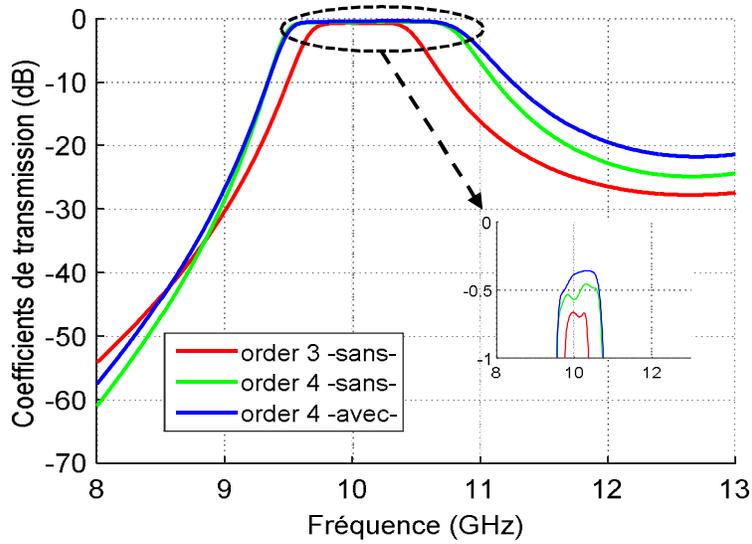
La perte d'insertion IL dans le filtre passe-bande dépend de trois facteurs principaux : le facteur de qualité non chargé des résonateurs Q_u , la bande passante fractionnaire $\Delta f/f_0$ et l'ordre du filtre N . En fonction de ces facteurs, nous pouvons évaluer la perte d'insertion minimale à l'intérieur de la bande passante à la fréquence f_0 comme suit [3] :

$$IL(f_0) \approx 4.343 \frac{N}{Q_u \frac{\Delta f}{f_0}} \quad (V.3)$$

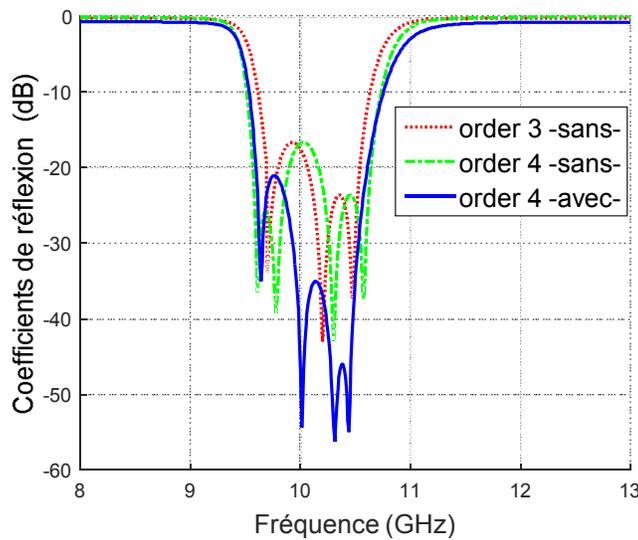
Afin d'améliorer la sélectivité du filtre, il faut augmenter le nombre N de résonateurs impliqués, mais selon la relation (V.3), cela conduit à une augmentation de la perte d'insertion en même temps. Donc il faut augmenter le facteur de qualité non chargé pour réduire la perte d'insertion. Comme cela a été démontré dans la section précédente, les pertes d'insertion IL peuvent être minimisées en introduisant des plaques diélectriques artificielles périodiques dans la cavité, et nous les avons utilisées dans la conception du filtre.

Les dimensions optimisées du filtre d'ordre 3 avec diélectrique périodique montré sur la Figure V.13 sont : $y_1=7.344$ mm, $y_2=5.05$ mm, $l_3=l_5=18.1216$ mm, $l_4=19.1984$ mm.

Pour démontrer l'efficacité de cette conception, les pertes d'insertion des filtres d'ordres 3 et 4 sans périodicité, sont comparées avec le filtre d'ordre 4 avec périodicité sur la Figure V.14. Cette figure montre également la comparaison entre les pertes de retour.



(a)



(b)

Figure V. 14. Paramètres S des trois filtres : (a) coefficients de transmission, (b) coefficients de réflexion [6].

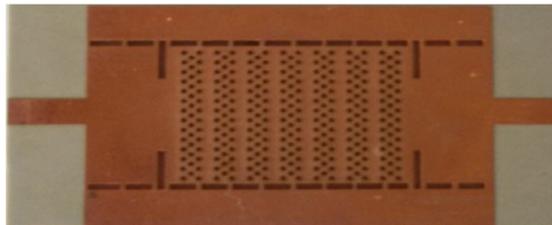
Pour le filtre GIS à trois cavités sans périodicité diélectrique, la fréquence centrale est de 10,05 GHz, la bande passante $BW = 900$ MHz (8,95%), la perte d'insertion minimale est inférieure à 0,66 dB.

Pour le filtre GIS à quatre cavités sans périodicité diélectrique, la fréquence centrale est de 10,03 GHz, la bande passante $BW = 1,443$ GHz (14,8%), la perte d'insertion minimale est inférieure à 0,45 dB.

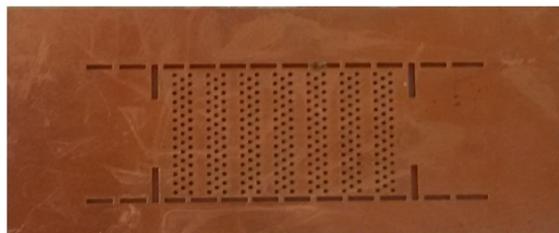
Pour le filtre GIS à quatre cavités avec périodicité diélectrique, la fréquence centrale est de 10,02 GHz, la bande passante $BW = 1,553$ GHz (15,5%), la perte d'insertion minimale est inférieure à 0,35 dB. Le facteur Q élevé permet une plus grande bande passante avec une perte d'insertion plus faible.

V.5. Résultats expérimentaux

Afin de valider les résultats de la simulation, on a fabriqué un prototype expérimental de la transition dos à dos proposée (Figure V.15). Les dimensions optimisées de la cavité fabriquée sont : $l_1=1.25$ mm, $l_2=1.25$ mm, $w=10.067$ mm, $h=0.708$ mm, $a_i = 2.391$ mm, $a_j=0.354$ mm, $d=0.707$ mm, $p=0.352$ mm, $d_i=0.3934$ mm, $p_i=0.352$ mm.



(a)



(b)

Figure V. 15. Photographie de la cavité GIS proposée. (a) vue avant; (b) vue arrière [6].

La Figure V.16, présente la comparaison entre les résultats simulés et mesurés de notre nouveau résonateur, et nous pouvons voir que les résultats de la simulation sont en bon accord avec les résultats des mesures. La fréquence de résonance de la cavité GIS est décalée à 9,97 GHz par rapport à la valeur simulée de 10 GHz et la perte d'insertion mesurée est supérieure à la contrepartie simulée.

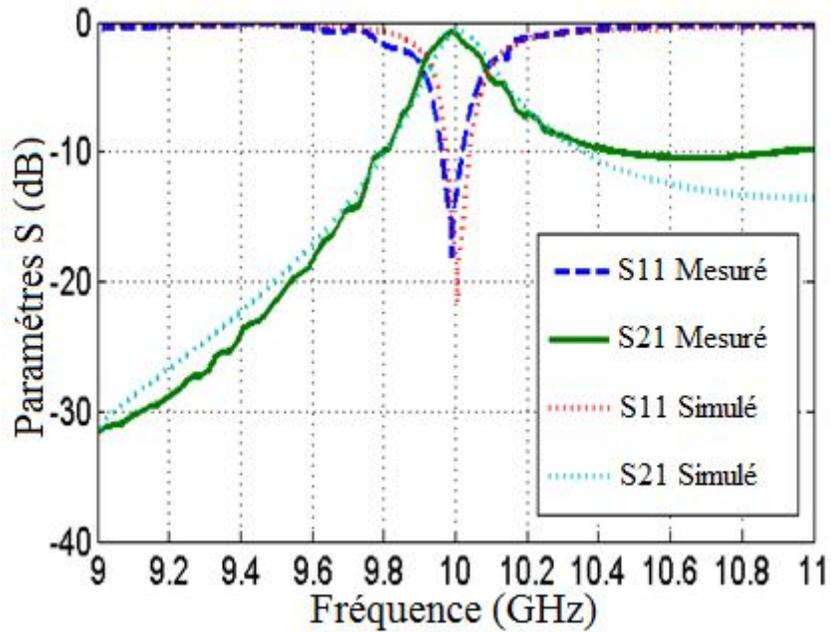


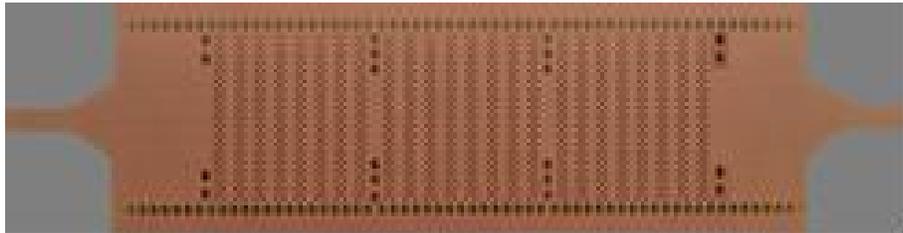
Figure V. 16. Paramètre S de la cavité proposée [6].

Tableau 1 : Comparaison de différentes cavités résonantes GIS

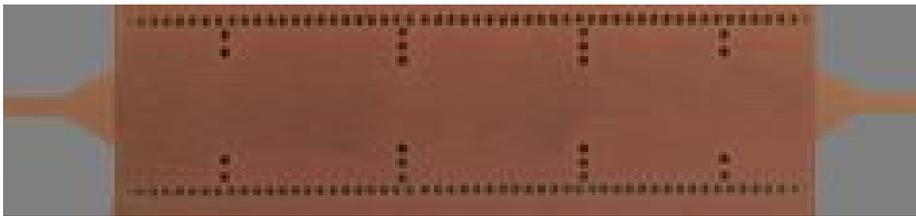
	Freq (GHz)	Substrat ($\epsilon_r/tg\delta/ h$ (mm))	Q_u	Longueur (mm)	Largeur (mm)
Avec Périodicité [6]	10	2.94/0.0023/0.508	815	25.7356	10.0678
Sans Périodicité [6]	10	2.94/0.0023/0.508	500	24.298	10.13
[4]	10	2.33/0.0012 /0.508	540	-	-
[5]	10.8	3.55/0.0023/1.524	373.3	-	-

Les résultats mesurés montrent un facteur Q_l chargé de 60 et un facteur Q_u non chargé de 815 avec le résonateur GIS avec diélectrique périodique. On peut observer dans le Tableau 1 que le facteur Q_u du résonateur GIS proposé est grandement amélioré par rapport à la cavité ayant le même facteur Q_l chargé 60 mais sans périodicité diélectrique, avec une augmentation de la taille

d'environ 5%. Par rapport au même type de cavités GIS rapportées dans la littérature sur la même gamme de fréquence, le facteur Q du résonateur GIS proposé est grandement amélioré. Cependant, le facteur Q est encore plus élevé dans le résonateur rectangulaire standard dans lequel la hauteur est plus grande.



(a)



(b)

Figure V. 17. Photographie du filtre GIS à 3 cavités proposé. (a) vue avant; (b) vue arrière [6].

Le filtre proposé avec trois cavités est conçu en utilisant le même substrat de cavité résonante. Les dimensions optimisées du filtre fabriqué représenté sur la Fig. V.17, ont été présentés dans la section de simulation. Les réponses simulées et mesurées du filtre proposé sont représentées sur la Fig. V.18. On observe un bon accord entre les valeurs simulées et les mesures expérimentales. Dans la figure V.18, la fréquence centrale pour les résultats simulés est de 10,05 GHz, avec une différence d'environ 0,02 pour les résultats mesurés (10,03 GHz). La bande passante $BW = 1,2$ GHz pour la simulation et 1,16 GHz pour les résultats mesurés et la perte d'insertion minimale est inférieure à 0,46 dB et 0,48 dB pour les résultats simulés et mesurés respectivement [6].

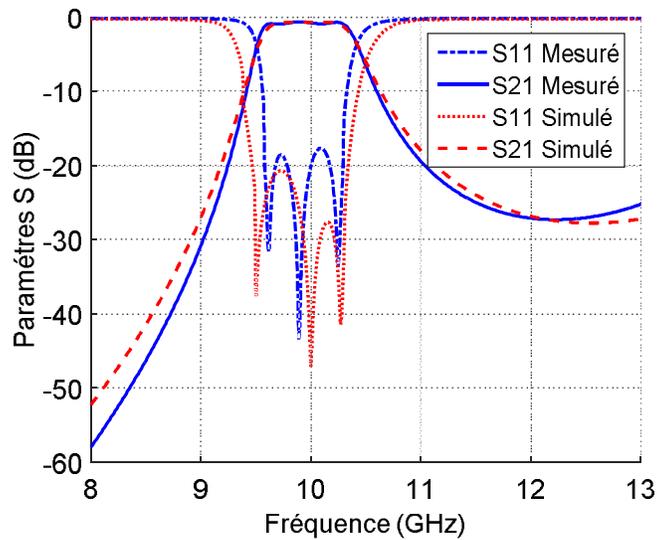


Figure V. 18. S-paramètre du filtre proposé avec trois pôles [6].

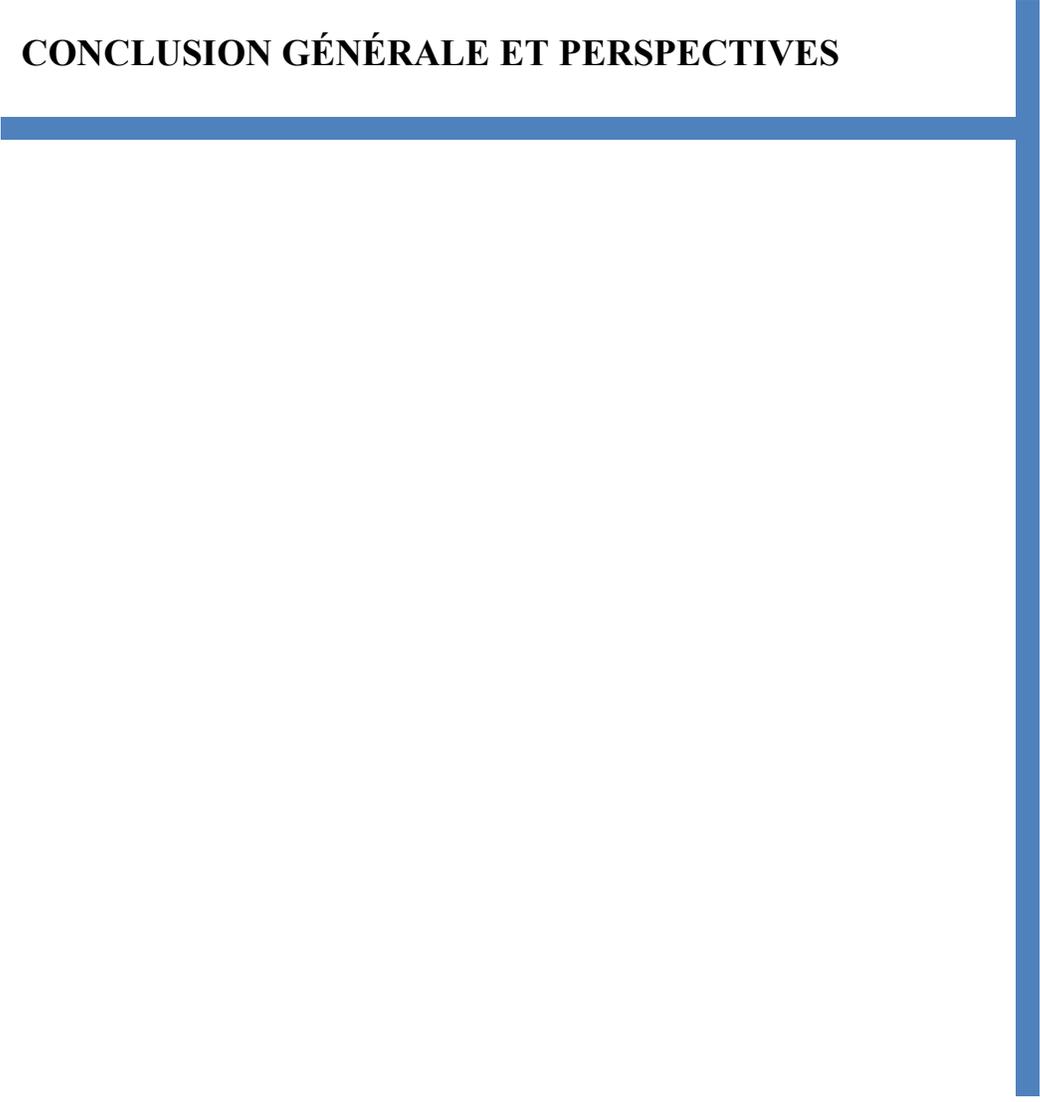
V.6. Conclusion

Dans ce chapitre, un résonateur synthétisé à base d'une structure hybride de guide d'ondes intégré au substrat et de guide d'ondes intégré au substrat avec des plaques diélectriques périodiques est proposé et développé, ensuite utilisé dans la conception de filtre. Le principe de fonctionnement et la procédure de conception ont été discutés. Le résonateur et le filtre ont été conçus, fabriqués et mesurés pour vérifier le schéma proposé. La périodicité est capable d'augmenter l'énergie stockée, et il a été montré que le facteur Q_u peut être augmenté. Le rapport optimal entre le guide d'onde intégré et le guide d'onde avec périodicité (substrats artificiellement synthétisés) est 0,9 avec une périodicité optimale de $\lambda/8$. Ces critères augmentent le facteur Q_u à environ 53% avec seulement 5% du coût en taille. Des matériaux ayant une plus grande épaisseur et une perte plus faible peuvent également être utilisés pour augmenter le facteur Q . Le filtre est conçu pour estimer l'amélioration de la performance en utilisant les cavités proposées. Le résultat montre une excellente performance en termes de bande passante et de perte. La technique proposée est prometteuse et présente un candidat compétitif pour le développement de circuits et de systèmes RF/micro-ondes.

Références bibliographiques V

- [1] J. Papapolymerou, J. Cheng, J. East, and L. Katehi, "A micromachined high-Q X-band resonator," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 7, no. 6, pp. 168–170, Jun. 1997.
- [2] R. Isidro, A. Coves Soler, M. A. Sanchez-Soriano, G. Torregrosa-Penalva, E. Bronchalo, and M. Bozzi, "Systematic Study of the Effective Permittivity in a Periodically Drilled SIW Waveguide," *34th Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS 2013)*, Stockholm, Sweden, August 12-15, 2013, p. 1870-1874
- [3] V. Turgaliev, D. Kholodnyak, J. Muller, and M. A. Hein, "Small-Size Low-Loss Bandpass Filters on Substrate Integrated Waveguide Capacitively Loaded Cavities Embedded in Low Temperature Co-Fired Ceramics," *Journal of Ceramic Science & Technology*, vol. 06, pp.305-314, 2015.
- [4] Y. Cassivi, L. Perregrini, K. Wu and G. Conciauro. "Low-Cost and High-Q Millimeter-Wave Resonator Using Substrate Integrated Waveguide Technique," *European Microwave Conf. 2002*. Milan, Sept. 2002, vol. 2, pp.1-4.
- [5] H. El Matbouly, N. Boubekour, F. Domingue, "A Novel Chipless Identification Tag Based on a Substrate Integrated Cavity Resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon Lett*, vol. 23, no. 1, pp. 52-54, January 2013.
- [6] Grine F, Djerafi T., Benhabiles M.T., Ke Wu., Riabi M.L., " High-Q Substrate Integrated Waveguide (SIW) Resonator Filter with Dielectric Loading," in *IEEE Access, Journal*, vol.5, no.6, pp.12526-12532, July 12, 2017..

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES



CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

La technologie GIS est prouvée être une bonne plateforme dans la conception, la réalisation et l'intégration des composants RF et micro-ondes. Cette technologie peut réduire les problèmes liés aux transitions entre les structures planes et non planes telles que les pertes et le coût de fabrication, ainsi que les considérations thermiques. Afin de fournir des moyens pour l'excitation et la mesure des dispositifs GIS, ainsi que l'intégration de ces composants avec d'autres topologies planes, des transitions entre les circuits planaires et GIS sont nécessaires. Plus important encore, les transitions à faible réflexion vers le microstrip sont nécessaires pour intégrer et combiner des circuits GIS avec des composants actifs.

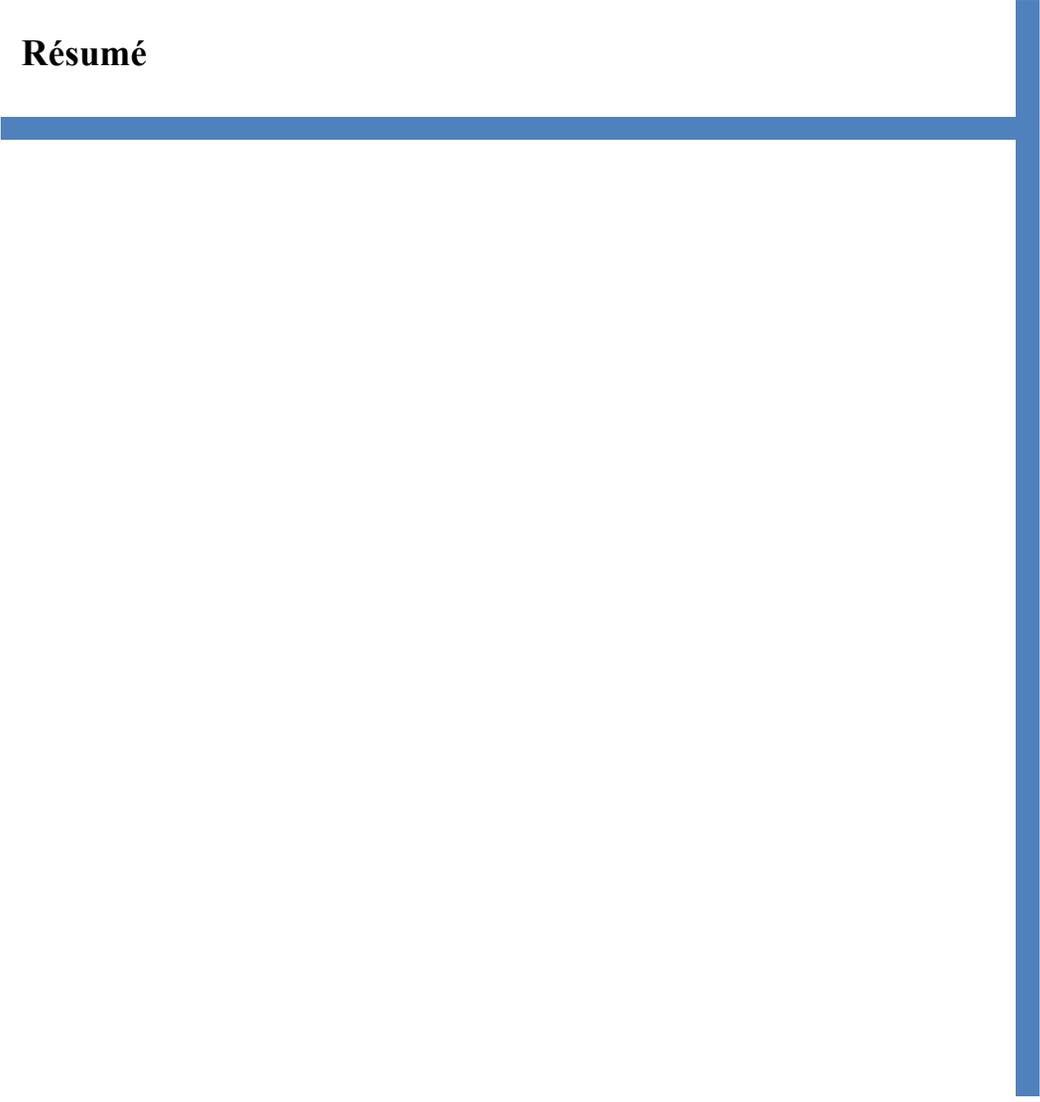
Cette thèse a contribué de manière significative aux circuits intégrés dans les ondes centimétriques. Une nouvelle transition complètement plane entre la ligne microstrip et le guide d'ondes intégré au substrat a été présentée ici pour la première fois. Pour assurer une bonne adaptation entre la ligne microstrip et le guide d'onde intégré, nous devons maintenir la plus grande valeur des champs des deux côtés du microstrip. Etant donné que les champs dans la ligne microstrip sont concentrés près de ses bords, deux rangées des trous d'air non métallisés percés des deux côtés de la ligne microstrip sont nécessaires pour confiner les champs. La transition proposée montre des valeurs de perte de retour supérieures à 41 dB sur la bande de fréquence Ku (12.4-18 GHz). La conception a été fabriquée et testée et d'excellentes performances ont été obtenues. Les résultats de la conception dos à dos montrent que les pertes de retour sont meilleures que 35 dB pour les résultats simulés et supérieures à 29 dB pour les résultats mesurés.

Par la suite, nous avons présenté les études des cavités et filtres à base de technologies guide d'onde intégré au substrat (GIS) par la Méthode de Raccordement des Modes (MMT) et extraction des paramètres S. Nous avons aussi présenté une nouvelle cavité planaire, que nous avons utilisée pour concevoir un filtre d'ordre 3. Cette cavité contient une périodicité entre deux substrats diélectriques dans son intérieur. La périodicité est capable d'augmenter l'énergie stockée à l'intérieur de la cavité est d'améliorer le facteur de qualité. Les résultats mesurés montrent que le résonateur proposé possède un facteur Q non chargé de 815 (53% plus élevé qu'une cavité GIS équivalente standard). Le filtre avec la nouvelle cavité montre des performances améliorées en termes de perte et de bande passante.

En ce qui concerne les perspectives de ce travail, elles sont nombreuses, nous citons notamment :

- ✓ L'étude d'une telle transition à large bande avec une perte de retour très faible pour interconnecter d'autres topologies planaires comme CPW à GIS.
- ✓ Étude de la transition entre le microstrip, le guide d'ondes à bande interdite électromagnétique avec le guide d'onde intégré au substrat selon la propriété de la bande interdite pour les deux composants.
- ✓ La méthode MMT présentée peut être améliorée pour analyser les structures GIS 3D. En prenant en compte d'autres ensembles de modes TE et TM dans les GIS, en vue d'analyser n'importe quelle configuration de structure GIS 3D.
- ✓ Implémenter la structure proposée (périodicité dans la cavité GIS) pour la conception des composants à base de technologie GIS tel que déphaseur, coupleur et multiplexeur.

Résumé



Résumé

La technologie des guides d'onde intégrés au substrat (GIS) représente une conception émergente et très prometteuse pour le développement de circuits et de composants fonctionnant dans la région des ondes centimétriques et des ondes hyperfréquences. Parmi les avantages majeurs de la technologie GIS est la possibilité de fabriquer un circuit complet sous forme plane, en utilisant une carte de circuit imprimé standard ou d'autres techniques de traitement plan. Les transitions entre la ligne microstrip et les structures GIS représentent un autre élément important lié aux composants GIS. Plus important, les transitions faiblement réfléchies vers le microstrip sont nécessaires pour intégrer des circuits GIS avec des composants actifs, et il est donc essentiel de réaliser des transitions à faible réflexion pour que la conception du composant soit indépendante aux influences des transitions, en particulier dans la gamme d'ondes centimétriques.

Dans ce contexte pour le but d'améliorer la transition entre la ligne microstrip et le guide d'onde intégré au substrat nous avons proposé une nouvelle transition basée sur l'idée du bon confinement des champs électromagnétiques sur les deux côtés de la ligne microstrip. Ce confinement est assuré par deux rangées de trous d'air non métallisés percés des deux côtés de la ligne microstrip.

Par la suite, nous allons présenter les études des cavités et filtres à base de technologies guide d'onde intégré au substrat (GIS) par la Méthode de Raccordement des Modes (MMT) et extraction des paramètres S.

Finalement, les filtres à micro-ondes sont des composants essentiels dans tous les types de systèmes de télécommunication. Le développement des applications futures des technologies sans fil, les filtres doivent être compacts, légers et présentant une sélectivité élevée avec une faible perte d'insertion. Pour obtenir ces propriétés souhaitées simultanément, nous allons présenter une nouvelle cavité planaire, que nous avons utilisée pour concevoir un filtre. Cette cavité est composée par une périodicité entre deux substrats diélectriques à l'intérieur de la cavité. Le résonateur montre un facteur Q non chargé de 815. Le filtre avec nouvelle cavité montre des performances améliorées en termes de perte et de bande passante.

Mots-clés : Guide d'onde intégré au substrat, ligne microstrip, transition taper, trous d'air, Méthode de Raccordement des Modes, périodicité dans la permittivité, Facteur de qualité, cavité, filtre.

ملخص

التكنولوجيا الدليل الموجي المدمج في الركيزة (GIS) تمثل تصميم ناشئ وواعد جدا لتطوير الدوائر والمكونات التي تعمل في مجال موجات المليمتر والميكروويف. ومن بين أهم مزايا هذه التكنولوجيا هي القدرة على اتخاذ كامل الدوائر في شكل مستو، وذلك باستخدام معيار لوحة الدوائر المطبوعة أو تقنيات المعالجة المستوية الأخرى. التحولات بين الخط مغير والدليل الموجي المدمج في الركيزة هي عنصر هام آخر يتعلق بمكونات الدليل المدمج في الركيزة. الاهم من ذلك التحولات التي تملك خسارات ضعيفة المنعكسة نحو الخط المغير تكون جد مهمة من أجل ربط العناصر الفعالة للدليل الموجي المدمج من أجل ذلك من المهم صناعة تحويلات تملك خسارات ضعيفة من أجل أن يكون تصميم العناصر مستقلة على تأثيرات التحولات وخاصة في الموجات المليمترية.

في هذا السياق لغرض تحسين انتقال بين الخط المغير والدليل الموجي المدمج في الركيزة اقترحنا هيكل انتقال جديد على أساس فكرة الحصر الجيد للحقول الكهرومغناطيسية على جانبي الخط المغير. هذا الحصر للحقول الكهرومغناطيسية يمكن تحقيقه عن طريق حفر خطين من الثقوب الغير معمدة على جانبي الخط المغير.

بعد ذلك، سوف نقدم دراسة حول المرشحات والمرنانات بالاعتماد على نظرية *Méthode de Raccordement des Modes* واستخراج المعلمات s.

وأخيرا، المرشحات الميكروويف هي عناصر أساسية في جميع أنواع أنظمة الاتصالات السلكية واللاسلكية. من أجل تطوير التطبيقات المستقبلية للتكنولوجيا لاسلكية، يجب أن تكون المرشحات المدمجة، خفيفة الوزن وذات الانتقائية العالية مع فقدان الإدراج المنخفضة. للحصول على هذه الخصائص المطلوبة في وقت واحد، قدمنا تجويف مستو جديد، ثم قمنا باستعماله في تصميم المرشحات. ويتكون هذا التجويف عن طريق دورية بين اثنين من ركائز عازلة في داخل التجويف. يظهر التجويف المرنان الذي اقترحناه عامل جودة 815. والمرشح أظهر تحسن في الأداء من حيث الخسارة وعرض النطاق الترددي.

كلمات رئيسية: الدليل الموجي المدمج في الركيزة، خط مغير، الانتقال، ثقوب الهواء، *Méthode de Raccordement des Modes*، تواتر السماحية، عامل الجودة، المرشحات و المرنانات.

Abstract

The substrate integrated waveguide (SIW) technology is an emerging design and very promising for the development of circuits and components operating in the region of millimeter waves and microwave. Among major advantages of SIW technology is the ability to manufacture a complete circuit in planar form, using a standard printed circuit board or other plan processing techniques. Transitions between the microstrip line and GIS structures represent another important element related to the SIW components. More importantly, it is required to use low-reflection transitions to microstrip in order to integrate SIW circuits with active components, and therefore it is necessary to create low-reflection transitions so that the component design is independent of the influences of the transitions.

In this context for improving the transition between the microstrip line and the substrate integrated waveguide, we proposed a novel transition based on the idea of good confinement of electromagnetic fields on both sides of the microstrip line. This transition constructed by placing one row of not metallized air-vias on both sides of the microstrip line.

Thereafter, we will present the studies of the cavities and filters based on substrate integrated waveguide technologies by the mode matching Method and extraction of the S parameters .

Finally, microwave filters are essential components in all types of telecommunication systems. The development of future applications of wireless technologies, filters should be compact, lightweight and exhibiting high selectivity with low insertion loss. To achieve these desired properties simultaneously, we will present a new planar cavity, which we used to design the filter. The idea of this cavity are based on a periodic artificial modification of the main line material with a permittivity of ϵ_{r1} by drilling air vias in the substrate to reach a specific permittivity ϵ_{r2} . The resonator cavity shows an unloaded Q factor of 815. The new filter shows improved performance in terms of loss and bandwidth.

Keywords: Substrate integrated waveguide, microstrip line, tapered transition, air holes, mode matching method, periodically drilled SIW, Quality factor, cavity, filter.

LISTE DES PUBLICATIONS

Publications Internationales

- 1- Khalef R., Benkhaoua L., Grine F, Benhabiles M.T., Riabi M.L. —A combined meshless RBF-FDTD method for the analysis of transient electromagnetic fields—, In *Pertanika Journal of Science and Technology*, vol.24, no.2, pp.403-410, Jul, 2016.
- 2- Grine F, Benhabiles M.T., Riabi M.L., " Ku-band Transition with not Metalized Air-Vias between Microstrip Line and Substrate Integrated Waveguide," in *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol.16, no.1, pp.50-58, March, 2017.
- 3- Grine F, Djerafi T., Benhabiles M.T., Ke Wu., Riabi M.L., " High-Q Substrate Integrated Waveguide (SIW) Resonator Filter with Dielectric Loading," in *IEEE Access, Journal*, vol.5, no.6, pp.12526-12532, July 12, 2017.
- 4- Grine F., Djerafi T., Kalef R., Benhabiles M.T., Riabi M.L., " Electromagnetic Band Gap Waveguide And Bends Substrate Integrated Waveguide," in *Microwave and Optical Technology Letters, Journal*, vol.60, no.02, pp.498-502, January 12, 2018.

Communications Internationales

- 1- Grine F, Benhabiles M.T., Riabi M.L. "Spectral Domain Approach of Microstrip Open-End Using New Pulses with Strongly Decaying Spectrum". 6th international conference on Recent Advances in space Technologies, June 12-14, 2013 Istanbul, Turquie.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6581251/>
- 2- Grine F, Benhabiles M.T., Riabi M.L. "Spectral Domain Approach of Microstrip Open-End and Gap discontinuities Using New Pulses with Strongly Decaying Spectrum" international conference on Numerical Electromagnetic and Optimization for RF, Microwave, and Terhertz Applications, May 14-16, 2014 Pavia, Italy.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6995655/>
- 3- Siaba F. Z, Grine F, Benhabiles M.T., Riabi M.L. "The Spectral Domain Approach - Maxwell Equations Compliant Basis Functions with Strongly Decaying Spectrum" 14th Mediterranean Microwave Symposium, 12-14 Dec 2014, Marrakech, Morocco.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7088785/>

- 4- Khalef R., Benkhaoua L., Grine F., Benhabiles M.T., Riabi M.L. "A combined meshless RBF-FDTD method for the analysis of transient electromagnetic fields". 2nd International Conference on Computational Methods in Engineering and Health Sciences (ICCMEH-2015) December 19 - 20, 2015 University Putra Malaysia, Malaysia.
- 5- Rostom Khalef, Farouk Grine, Mohamed Taoufik Benhabiles, Mohamed Lahdi Riabi, "A time-domain RBF meshless method for electromagnetic transient analysis", International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization, (NEMO), 2016 IEEE MTT-S, 27-29 July 2016, china.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7561611/>