



UNIVERSITÉ Dr. TAHAR MOULAY - SAÏDA
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE



N° D'ORDRE :

THÈSE

Présentée par

BOUAZZA Tayeb Habib Chawki

Pour l'obtention du diplôme de

Doctorat 3^{ième} Cycle

Filière : Télécommunications

Spécialité : Technologies de la Communication

Option : Traitement du Signal et Télécommunications

THÈME

**Étude et conception des composants passifs miniaturisés en
Guides Intégrés dans des Substrats (GIS)**

Thèse soutenue le 02 / 05 / 2019 devant le jury composé de :

N°	Nom et prénom	Grade	Etablissement	Qualité
01	ARBOUCHE Omar	Pr.	Université de Saïda - Dr. Moulay Tahar	Président
02	NOURI Keltouma	Pr.	Université de Saïda - Dr. Moulay Tahar	Rapporteur
03	KAMECHE Samir	Pr.	Université de Tlemcen - Abou Bakr Belkaïd	Examineur
04	MERZOUGUI Rachid	MCA	Université de Tlemcen - Abou Bakr Belkaïd	Examineur
05	BOUAZZA Boubakar Seddik	Pr.	Université de Saïda - Dr. Moulay Tahar	Examineur
06	GARADI Ahmed	MCA	Université de Saïda - Dr. Moulay Tahar	Examineur

Année Universitaire 2018-2019

Thèse préparée au sein du Laboratoire Technologies de Communications – Université de Saïda

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, le premier remerciement va à l'endroit de notre créateur (**ALLAH le Tout Puissant**) et son prophète Mohamed (**Paix et Salut sur Lui**) de m'avoir donné la bonne santé et le courage de finir ces travaux. Tu m'as donné la force, la satisfaction et la joie de faire mon travail grâce aux gens autour de moi à commencer par ma famille, mes amis qui sont toujours d'un grand soutien pour moi.

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse a été effectué au laboratoire de recherche LTC (Laboratoire Technologies de Communications) du département d'Électronique de l'Université Dr Tahar Moulay de Saïda - Algérie, dirigé par le Professeur **BOUAZZA Boubakar Seddik**. Je lui exprime toute ma gratitude de m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

En tout premier lieu, je remercie vivement ma Directrice de Thèse, Professeur **NOURI Keltouma** de l'Université de Saïda, pour avoir accepté de diriger ces travaux de recherche et de m'avoir accompagné tout au long de sa réalisation avec beaucoup d'intérêt et de disponibilité.

J'adresse mes profonds remerciements à Monsieur **O. ARBOUCHE**, Professeur à l'Université de Saïda d'avoir accepté de présider ce jury.

J'exprime ma sincère gratitude à Monsieur **S. KAMECH**, Professeur à l'Université de Tlemcen, et à Monsieur **R. MERZOUGUI**, Maître de conférence à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté d'examiner ce mémoire et de participer à ce jury.

Je témoigne ma reconnaissance à Messieurs **B. S. BOUAZZA** et **A. GARADI**, respectivement Professeur et Maître de Conférence à l'Université de Saïda, pour leur participation au jury.

Je ne pourrais évidemment pas oublier toute la clique des doctorants du laboratoire LTC avec qui j'ai sincèrement passé de très bons moments : **REGUIEG Khadidja**, **KESSAIR Saadia**, **HADJI Ahmed**, **BECHAREF Kada**, **KHALFALAH Bouhafs**, **KERMAS Nawel**, **BENTAYEB Abdelkader** et **BELABBAS Mawloud**. Et je garde mon préféré pour la fin : mon ami d'enfance **AIMER Younes**. Merci à vous tous.

Je n'oublie pas mes amis, qui grâce à leur présence m'ont permis de toujours garder le moral. Je ne peux malheureusement tous vous citer mais je vous adresse ici mes plus grands remerciements pour toutes ces années.

DÉDICACE

À ma chère mère qui me donne la force de continuer tous les jours !

*À mes parents qui prie pour moi tous les jours (loin de mes yeux mais
proche de mon cœur) !*

Pour ma chère grand-mère qui a une place spéciale dans mon cœur !

À ma famille que j'aime tant !

Sans vous rien de cela ne serait possible !

Et à tous mes amis, Aïmed, Mohamed, Faouzi, Bensaleh, ... !

Pour avoir été de bons et vrais amis, merci pour tout !

À tous ceux qui se sont distingués explicitement.

Résumé

Les besoins des utilisateurs des systèmes de télécommunication en termes de performances et de portabilité ne cessent pas de croître. Cela exige le développement de nouvelles structures pour surmonter les limitations des structures actuellement utilisées. Les guides d'ondes intégrés dans des substrats (GIS) sont parmi les technologies les plus développées ces dernières années à cause de leurs avantages tels qu'une taille compacte, un facteur de qualité Q élevé et une excellente isolation ligne à ligne. La technologie GIS est largement utilisée dans la conception de composants micro-ondes planaires.

Dans ce travail, nous avons tout d'abord dressé un état d'art sur la technologie GIS, leurs critères de conception et leurs caractéristiques, ce qui nous a permis d'analyser ses performances. Cependant, même avec la taille réduite du GIS, cette technologie devient encombrante dans les nouveaux circuits récemment développés.

Dans l'objectif de réduire de plus la taille des composants micro-ondes GIS afin d'atteindre une grande densité d'intégration, nous avons étudié plusieurs techniques de miniaturisation. En utilisant ces techniques, nous avons pu concevoir plusieurs composants en GIS tels que les filtres à demi-mode et les filtres multicouches avec des tailles plus compactes tout en gardant leurs bonnes performances.

Enfin, de nouvelles topologies de coupleur et de six-port multicouches ont été conçues. Ces nouvelles structures permettent d'avoir des bonnes performances en termes d'adaptation et d'isolation tout en conservant une faible taille.

Mots clés :

GIS, micro-ruban, miniaturisation, conception, filtre, coupleur, six port, HFSS.

Abstract

The needs of users of telecommunication systems in terms of performance and portability are steadily growing. This requires the development of new structures to overcome the limitations of the structures currently used. Substrate Integrated Waveguides (SIW) are among the most developed technologies in recent years because of their advantages such as compact size, high Q quality factor and excellent line-to-line isolation. The SIW technique is widely used in the design of planar microwave components.

In this work, we first drew up a state of art on SIW technology, their design criteria and their characteristics, which allowed us to analyze its performances. However, even with the small size of the SIW, this technology becomes bulky in the newly developed new circuits.

In order to further reduce the size of the SIW microwave components in order to achieve a high density of integration, we have studied several techniques of miniaturization. Using these techniques, we have been able to design several SIW components such as half-mode filters and multilayer filters with more compact sizes while maintaining good performance.

Finally, new coupler and six-port multilayer topologies they were designed. These new structures allow having good performances in terms of adaptation and insulation while keeping a small size.

Keywords:

SIW; microstrip; miniaturization; design; filter; coupler; six-port, HFSS.

الملخص

احتياجات مستخدمي أنظمة الاتصالات من حيث الأداء والقابلية للتنقل لا تتوقف عن النمو. وهذا يتطلب تطوير هياكل جديدة للتغلب على قيود الهياكل المستخدمة حالياً. تعتبر أدلة الموجات المدمجة في الركائز (أ م ر) من بين التكنولوجيات الأكثر تطوراً في السنوات الأخيرة بسبب مزاياها مثل الحجم الصغير، عامل الجودة Q والعزل الممتاز. تستخدم تكنولوجيا (أ م ر) على نطاق واسع في تصميم مكونات الميكروموجات المسطحة.

في هذا العمل، قمنا في المقام الأول بعرض نبذة عن التكنولوجيا (أ م ر)، ومعايير تصميمها وخصائصها، مما سمح لنا بتحليل أدائها. ومع ذلك، حتى مع صغر حجم (أ م ر)، هذه التكنولوجيا أصبحت ضخمة مقارنة بالدوائر الجديدة المطورة حديثاً.

من أجل زيادة تقليل حجم المكونات الميكروموجات (أ م ر) للحصول على كثافة عالية، قمنا بدراسة العديد من تقنيات التصغير. باستخدام هذه التقنيات، تمكنا من تصميم العديد من مكونات (أ م ر) مثل مرشحات نصف-الوضع ومرشحات متعددة الطبقات مع أحجام أكثر صغر مع الحفاظ على الأداء الجيد.

وأخيراً، تم تصميم مقترنة جديدة و ذو ستة منافذ متعددو الطبقات. تسمح هذه الهياكل الجديدة بأداء جيد من حيث التكيف والعزل مع الاحتفاظ على ميزة الحجم الصغير.

كلمات مفتاحية:

أ م ر، ميكرو شريط، التصغير، التصميم، مرشح، مقترنة، ذو الستة منافذ، HFSS.

Table des Matières

Remerciements	i
Dédicace	ii
Résumé	iii
Table des Matières	vi
Liste des Figures	x
Liste des Tableaux	xiii
Introduction Générale	02
Chapitre I : Etat de l’art sur les Guides d’ondes Intégrés aux Substrats	07
I.1. Introduction	07
I.2. Historique	08
I.3. Les guides d’ondes intégrés aux substrats	10
I.4. Comparaison approximative des constantes d’atténuation dans les lignes de transmission	12
I.5. Composants GIS passifs et actifs	13
I.6. Constante de propagation d’un GIS	16
I.7. Caractéristiques modales	18
I.8. Considérations de conception du GIS	20
I.9. Etude paramétrique du GIS	22
I.10. Modes et paramètres géométriques du guide d’onde intégré dans un substrat	26
I.11. Les transitions des GIS vers d’autres structures	31
I.11.1. La Transition micro-ruban au GIS	31
I.11.2. La Transition micro-ruban au GIS multicouches	34
I.11.3. La Transition guide d’ondes coplanaire au GIS	35
I.11.4. La Transition guide d’onde rectangulaire au GIS	36
I.12. Constante d’atténuation	36
I.12.1. Pertes dans le conducteur α_c	36
I.12.2. Pertes dans le diélectrique α_d	37
I.12.3. Pertes de radiation α_r	37

I.13. Conclusion	37
Bibliographie du chapitre I	38
 Chapitre II : Techniques de miniaturisation des guides d'ondes intégrés dans des substrats	 45
II.1. Introduction	45
II.2. Guide d'onde Intégré au Substrat à iris	46
II.2.1. Condition de coupure du GIS à un seul iris	47
II.2.2. L'impédance caractéristique d'un GIS à iris	52
II.3. Guide d'onde Intégrés au Substrat plié	54
II.3.1. GIS plié en T	57
II.3.2. GIS plié en C	58
II.4. Guides d'onde Intégrés aux Substrats en demi-mode	64
II.4.1. Conception d'un GIS en demi-mode	67
II.4.2. Constante d'atténuation	69
II.5. Conclusion	70
Bibliographie du chapitre II	71
 Chapitre III : Application des techniques de miniaturisation pour la conception des filtres passe bande	 75
III.1. Introduction	75
III.2. Classification des filtres micro-onde	76
III.2.1. L'approximation de Butterworth	77
III.2.2. L'approximation de Tchebychev	78
III.2.3. L'approximation elliptique	79
III.3. Réseaux du prototype passe-bas	80
III.3.1. Prototype passe-bas de Butterworth	81
III.3.2. Prototype passe-bas de Tchebychev	82
III.4. Transformations fréquentielle et d'impédance	82
III.4.1 Transformation passe-bas	83

III.4.2 Transformation passe-haut	83
III.4.3 Transformation passe-bande	84
III.4.4 Transformation coupe-bande	86
III.5. Gabarit d'un filtre Passe -Bande	87
III.6. Caractérisation des résonateurs	88
III.6.1 Les pertes d'insertion	88
III.6.2 Le coefficient de qualité d'un résonateur	89
III.7. Principe du filtrage passe bande à éléments distribués	91
III.8. Théorie et équations de conception	92
III.9. Conception des filtres passe-bande miniaturisés en GIS	95
III.9.1 Résonateurs à fentes en demi-mode	95
III.9.2 Filtres passe-bande à fentes en demi-mode	98
III.9.3 Filtre passe-bande à défaut au plan de masse en demi-mode	102
III.9.4 Filtre passe-bande multicouche à iris	104
III.9.5 Filtre passe-bande multicouche hautement sélectif	108
III.10. Conclusion	111
Bibliographie du chapitre III	112
 Chapitre IV : Conception des coupleurs et des six-port planaires et multicouches en GIS	 119
IV.1. Introduction	119
IV.2. Coupleurs directifs	120
IV.2.1. Conception d'un coupleur Riblet en technologie GIS	122
IV.3. Diviseurs de puissance	124
IV.3.1. Conception d'un diviseur de puissance en GIS	126
IV.4. Théorie des Six-Port	129
IV.5. Conception d'un circuit Six-port en GIS	132
IV.6. Les coupleurs directifs multicouches en GIS	135
IV.6.1 Théorie des coupleurs directifs bicouches en GOR	135
IV.6.2 Conception d'un coupleur directif multicouches en GIS	138

IV.7. Circuit Six-Port multicouches en GIS	141
IV.8. Conclusion	144
Bibliographie du chapitre VI	145
Conclusion Générale	148
Annexe A : Méthodes numériques utilisées pour la conception de circuits GIS	151
Annexe B : Bandes de fréquences et dimensions intérieures des guides d'ondes	155
Annexe C : Présentation du logiciel de simulation ANSYS HFSS	157
Production Scientifique	158

Liste des Figures

Figure I. 1 Premiers guides d'ondes intégrés aux substrats dans la littérature.	8
Figure I. 2 Le premier GIS en multicouche avec LTCC.	9
Figure I. 3 Structures brevetées par Uchimura et Takenoshita.	9
Figure I. 4 Géométrie d'un GIS.	12
Figure I. 5 Les distributions du champ électrique dans un GIS et dans un guide d'onde rectangulaire.	12
Figure I. 6 Constantes d'atténuation pour les différentes lignes de transmission.	13
Figure I. 7 Composants RF en GIS.	15
Figure I. 8 Les paramètres d'un GIS.	16
Figure I. 9 Courbes de dispersion d'un GIS et un GOR équivalent.	17
Figure I. 10 Distributions du champ électrique du mode TE_{10} , (a) dans un GIS, (b) dans un guide équivalent.	19
Figure I. 11 Les pertes de fuites normalisées en fonction du diamètre et l'espacement entre les trous.	20
Figure I. 12 Les trois régions d'intérêt pour la conception des composants RF.	21
Figure I. 13 Région d'intérêt dans le plan formé par d/λ_c et p/λ_c .	22
Figure I. 14 Les paramètres S_{ij} d'un GIS : (a) avec différentes valeurs de d ($p = 0.8$ mm). (b) avec différentes valeurs de p ($d = 0.5$ mm).	24
Figure I. 15 Pertes de fuites si $p > 2d$.	24
Figure I. 16 Effet de la variation de l'épaisseur h du substrat sur la transmission du GIS.	25
Figure I. 17 Un GIS: (a) Topologie de la ligne, (b) Une cellule périodique d'un GIS.	26
Figure I. 18 Les fréquences de coupure des modes TE_{10} et TE_{20} en fonction de la largeur du GIS et le diamètre des trous métalliques D .	27
Figure I. 19 Effet de la variation de la largeur a sur la réponse fréquentielle du GIS.	28
Figure I. 20 La propagation d'une onde TE_{m0} dans un guide d'onde conventionnel.	29
Figure I. 21 Propagation d'une onde électromagnétique dans la direction de deux trous métalliques.	29
Figure I. 22 Géométrie du GIS et des trous avec le concept d'impédance de surface.	30
Figure I. 23 Transition micro-ruban au guide d'onde rempli d'un diélectrique.	32
Figure I. 24 Lignes du champ électrique dans : (a) un guide d'onde rectangulaire, (b) une ligne micro-ruban.	32
Figure I. 25 Transition micro-ruban au GIS dans la bande Ku.	34
Figure I. 26 Transition micro-ruban au GIS multicouches.	35
Figure I. 27 Transition guide d'onde coplanaire au GIS.	35
Figure I. 28 Transition guide d'onde rectangulaire au GIS.	36
Figure II. 1 Guides d'ondes à iris.	46
Figure II. 2 Circuit équivalent d'une section transversale d'un guide d'onde	47
Figure II. 3 Longueurs d'onde de coupure normalisées des modes TE_{10} , TE_{20} avec différents rapports b/a_{equ} .	49
Figure II. 4 Longueur d'onde de coupure normalisée des modes TE_{10} et TE_{20} pour différentes largeurs d'iris.	50
Figure II. 5 Fréquence de coupure et facteur de qualité d'un guide d'onde à iris pour différentes dimensions.	51
Figure II. 6 Impédances caractéristiques tirées à partir des trois définitions.	52

Figure II. 7 Distribution du champ électrique et chemin d'intégration de: (a) Ligne micro-ruban (b) Guide d'onde à iris.	53
Figure II. 8 Impédances $Z_0 / Z(\infty)$ et $Z_{VI}(\infty)$ d'un GIS à iris.	54
Figure II. 9 Sections transversales des guides d'ondes intégrés aux substrats pliés.	55
Figure II. 10 Caractéristiques de dispersion des GIS pliés.	56
Figure II. 11 Structures d'un GIS plié en T, (a) à trois dimensions, (b) à deux dimensions.	57
Figure II. 12 Variation d'atténuation en fonction de a et s/a .	58
Figure II. 13 Configuration des GIS, (a) GIS planaire, (b) GIS plié.	59
Figure II. 14 Coupes transversales du GORP avec : (a) Asymptote proche et (b) Asymptote lointain. (c) Dépliage d'asymptote proche du GORP. (d) Circuit de résonance équivalent des asymptotes proche et lointaine.	59
Figure II. 15 Relation entre le GIS, la ligne micro-ruban et le GIS en demi-mode.	64
Figure II. 16 Géométrie d'un GIS en demi-mode.	65
Figure II. 17 Principe du GIS en demi-mode obtenu à l'aide du logiciel HFSS.	67
Figure II. 18 Distribution du champ électrique dans un GIS en demi-mode.	68
Figure II. 19 La constante de phase du GIS en demi-mode dans la bande X.	68
Figure II. 20 La constante de phase du GIS en demi-mode dans la bande Ka.	69
Figure III. 1 Gabarit des filtres idéaux.	76
Figure III. 2 Trois types de filtres de prototype passe-bas.	77
Figure III. 3 Réponse d'un filtre de Butterworth pour différents ordres.	78
Figure III. 4 Réponse d'un filtre de Tchebychev pour différents ordres.	79
Figure III. 5 Prototypes passe-bas (a) Forme II, (b) Forme T.	81
Figure III. 6 Transformation des éléments passe-bas.	83
Figure III. 7 Transformation des éléments passe-haut.	84
Figure III. 8 Transformation des éléments passe-bande.	85
Figure III. 9 Transformation des éléments coupe-bande.	86
Figure III. 10 Gabarit d'un filtre passe bande avec ses principaux critères électriques.	87
Figure III. 11 Les pertes d'insertion d'un résonateur.	88
Figure III. 12 Calcul du coefficient de qualité en charge à partir de la réponse électrique en transmission d'un résonateur.	89
Figure III. 13 Principes du filtrage passe-bande.	92
Figure III. 14 Filtre passe-bande en guide d'onde à iris. (a) Les paramètres électriques et (b) les paramètres physiques.	93
Figure III. 15 Topologie d'un résonateur à fentes en GIS.	96
Figure III. 16 Réponse fréquentielle d'un résonateur à fentes en GIS.	96
Figure III. 17 Distribution du champ électrique dans un résonateur à fentes en GIS.	97
Figure III. 18 Topologie d'un résonateur à deux fentes en GIS à demi-mode.	97
Figure III. 19 Réponse fréquentielle d'un résonateur à fentes en GIS en demi-mode.	98
Figure III. 20 Distribution du champ électrique dans un résonateur à fentes en GIS	98
Figure III. 21 Structure et géométrie d'un filtre en GIS à demi-mode à trois fentes.	100
Figure III. 22 Structure et géométrie d'un filtre en GIS à demi-mode à cinq fentes.	101
Figure III. 23 Réponse fréquentielle du filtre à trois pôles en demi-mode.	101
Figure III. 24 Distribution du champ électrique du filtre à trois pôles en demi-mode.	101
Figure III. 25 Réponse fréquentielle du filtre à cinq pôles en demi-mode.	102
Figure III. 26 Distribution du champ électrique du filtre à cinq pôles en demi-mode	102
Figure III. 27 Filtre passe-bande à défaut au plan de masse en demi-mode.	103

Figure III. 28 Réponse fréquentielle du filtre passe-bande à DGS en demi-mode.	103
Figure III. 29 Configuration d'un filtre GIS d'ordre 6 planaire à une seule couche.	104
Figure III. 30 Configuration d'un filtre multicouche GIS d'ordre 6.	105
Figure III. 31 Géométrie d'un filtre passe-bande multicouche à iris. (a) La masse, (b) Le métal commun et (c) Le métal du deuxième couche.	106
Figure III. 32 Réponse fréquentielle du filtre passe-bande multicouche.	107
Figure III. 33 Distribution du champ électrique du filtre multicouche (a) La couche inférieure (b) La couche supérieure.	107
Figure III. 34 Structure d'un filtre passe-bande planaire hautement sélectif.	108
Figure III. 35 Géométrie d'un filtre passe-bande multicouche hautement sélectif. (a) Métal de la couche supérieure, (b) Métal de la couche inférieure et (c) Masse commune.	109
Figure III. 36 Paramètres S_{ij} du filtre multicouche hautement sélectif.	110
Figure III. 37 Paramètres S_{ij} du filtre planaire hautement sélectif.	110
Figure IV. 1 les schémas généraux des coupleurs directifs, (a) symétrique et (b) asymétrique.	120
Figure IV. 2 Un coupleur 3 dB de type Riblet à fente en quadrature.	122
Figure IV. 3 Géométrie du coupleur directif 90°.	122
Figure IV. 4 Paramètres S_{ij} du coupleur directif 90°.	123
Figure IV. 5 Phases des coefficients de transmission du coupleur directif 90°.	123
Figure IV. 6 Distribution du champ électrique du coupleur directif 90°.	124
Figure IV. 7 Schéma général d'un diviseur de puissance.	124
Figure IV. 8 Diviseurs de puissance en GIS, (a) Jonction Y, (b) Jonction T.	126
Figure IV. 9 Géométrie du diviseur de puissance en GIS.	126
Figure IV. 10 Distributions du champ électrique d'un diviseur de puissance en jonction Y, (a) Excitation du port 1, (b) Excitation du port 3 ou 2.	127
Figure IV. 11 Paramètres S_{ij} du diviseur de puissance.	128
Figure IV. 12 Les phases des coefficients de transmission du diviseur de puissance.	128
Figure IV. 13 Topologies de trois types de circuit six-port.	130
Figure IV. 14 Le schéma du circuit Six-Port proposé.	132
Figure IV. 15 Topologie de circuit six-port en GIS. (a) structure en 2D, (b) structure en 3D	133
Figure IV. 16 Paramètres S_{ij} des ports d'entrées.	134
Figure IV. 17 Paramètres S_{ij} des ports de sorties.	134
Figure IV. 18 Phases des coefficients de transmission du circuit six-port en GIS.	135
Figure IV. 19 Exemple de coupleur directionnel à fente.	136
Figure IV. 20 Coupleur directif bicouches en GOR.	136
Figure IV. 21 Géométrie du coupleur directif multicouche en GIS, (a) Trois dimensions et (b) Deux dimensions.	139
Figure IV. 22 Paramètres S_{ij} du coupleur multicouche proposé.	140
Figure IV. 23 Géométrie du circuit six-port multicouche en GIS obtenue avec HFSS. (a) à trois dimensions et (b) à deux dimensions.	141
Figure IV. 24 Paramètres S_{ij} du circuit six-port multicouche en GIS simulé.	142
Figure IV. 25 Phases des coefficients de transmission S_{13} et S_{16} du circuit six-port multicouche en GIS.	142
Figure IV. 26 Phases des coefficients de transmission S_{14} et S_{15} du circuit six-port multicouche en GIS.	143

Liste des Tableaux

Tableau I. 1. Comparaison des lignes de transmission les plus utilisées.	11
Tableau III. 1 Dimensions du filtre en GIS à demi-mode à trois pôles.	100
Tableau III. 2 Dimensions du filtre en GIS à demi-mode à cinq pôles.	100
Tableau III. 3 Dimensions du filtre à DGS en demi-mode.	103
Tableau III. 4 Dimensions du filtre passe-bande multicouche à iris.	105
Tableau III. 5 Dimensions du filtre passe-bande multicouches hautement sélectif.	109
Tableau IV. 1 Paramètres du coupleur directif 90°.	122
Tableau IV. 2 Paramètres du diviseur de puissance.	127
Tableau IV. 3 Valeurs de couplage et de l'isolation en fonction de l'angle α .	139
Tableau IV. 4 Comparaison des résultats de simulation trouvés avec HFSS et ceux obtenus dans [32].	140

Introduction générale

La maîtrise de la communication et de l'information est devenue un moyen très important dans les stratégies du pouvoir, qu'elles soient militaires, politiques ou commerciales. Tel est le moteur de la croissance et du progrès dans le domaine des télécommunications toujours avec le but de pouvoir transmettre l'information correctement, plus vite et avec le moyen le plus sûr.

L'intérêt pour les composants et les systèmes sans fil ne cesse pas d'augmenter ces dernières années. Ce qui nécessite le développement de nouvelles technologies, notamment aux micro-ondes et au-delà (300 MHz à 300 GHz). Ceci est principalement dû à l'augmentation de la taille des données et donc à la croissance de la bande passante. L'absence du canal libre dans les bandes radiofréquences et micro-ondes nous force de développer de nouveaux systèmes à plus haute fréquence. Parmi ces nouvelles applications, l'Internet-Of-Things, les systèmes de radar et de télécommunications, l'imagerie médicale et de sécurité, constituent les domaines les plus ciblés ces dernières années. Les ondes millimétriques peuvent offrir divers avantages à ces systèmes futurs, notamment une large bande passante, un large spectre de fréquences non utilisées, etc. Un autre point essentiel pour les industries est la densité d'intégration. Une densité d'intégration élevée est synonyme de faibles coûts et permet de réaliser des circuits de petite taille, légers et pouvant être produits en parallèle. À cela s'ajoute que les consommateurs deviennent exigeants avec leurs opérateurs afin d'accéder à des systèmes à faible coût, plus performants en matière de débit de transmission des données et surtout moins encombrants.

C'est au début des années 50 que la première ligne de transmission planaire, appelée micro-ruban, a vu le jour. De nos jours, cette ligne est considérée comme le moyen de transmission le plus utilisé jusqu'à une fréquence de 30 GHz. Elle présente les qualités d'une structure simple, d'une faible taille, théoriquement bien analysée avec des modèles informatiquement implémentés, et qui peut être productible à faible coût grâce au processus de fabrication PCB.

Toutefois, au-delà de 30 GHz, ces lignes micro-ruban nécessitent un substrat mince pour éviter toute excitation des modes élevés. Dans ce cas de figure, elles sont soumises à des courants de fuite qui augmentent les pertes par rayonnement et sont plus difficiles à fabriquer en raison de la réduction de la longueur d'onde. Cela nécessite des tolérances d'une fabrication de haute précision. Néanmoins, la contribution de la rugosité de surface et de l'effet de peau sur les performances de la ligne conductrice qui augmente avec la fréquence. En conséquence, les deux circonstances génèrent une densité de courant élevée dans une

mince région située sous la surface métallique du conducteur et par conséquent une augmentation considérable des pertes.

Même avec le développement immense des substrats diélectriques à faibles pertes qu'a réduit largement ces pertes, les pertes des conducteurs sont prédominantes en ondes millimétriques et au-delà. Enfin, la gestion de la puissance avec ce type de lignes est également un problème dans le cas des applications à fortes puissances. Pour ces raisons, la technologie des guides d'ondes rectangulaires (GOR) est toujours préférée à haute fréquence car elle surpasse les performances de toutes les lignes de transmission standards. Cependant, une telle structure est trop coûteuse, lourde et difficile à intégrer ou à interconnecter.

Afin de réduire l'écart entre le GOR et la ligne de transmission planaire, une nouvelle génération des circuits planaires a été introduite pendant les années 2000, à savoir les circuits intégrés dans des substrats (SIC). Cette nouvelle technologie des lignes de transmission a attiré l'attention d'un grand nombre de chercheurs cette dernière décennie. Les SIC combinent les avantages des deux technologies précédentes: Une structure légère, compacte, peu coûteuse et facile à interconnecter avec les technologies traditionnelles. Le guide d'onde intégré dans un substrat (GIS) est la topologie la plus populaire et la plus utilisée de la famille des SIC. Il hérite en grande partie de ses propriétés du GOR. Il est facile à fabriquer car il est composé principalement de deux rangées de trous métallisés entre deux plaques conductrices. De plus, le GIS est compatible avec différentes techniques de fabrication, notamment les PCB, CMOS et LTCC. De quelques GHz à quelques centaines de GHz, le spectre d'applications du GIS est vaste et varié, y compris les applications spatiales et de radar. Le GIS bénéficie d'un grand potentiel.

Même avec le taux de miniaturisation apporté par l'utilisation de cette technologie, et avec l'exigence de portabilité des nouveaux appareils de communication sans fil, cette technologie n'est plus satisfaisante.

Dans ce contexte, la recherche de nouvelles techniques, pour réduire plus la taille des composants et par conséquence celle des appareils mobiles, a retenue l'attention de plusieurs chercheurs.

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans ce cadre, et vise à étudier les techniques de miniaturisation, afin de proposer de nouveaux composants hyperfréquences de faibles tailles sans pour autant détériorer les performances de ses composants.

Ce manuscrit est divisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre de ce travail propose dans une première partie un état de l'art de la technologie des guides d'ondes intégrés dans des substrats. Nous rappelons l'historique et les origines de cette technologie. Nous présentons par la suite les principales caractéristiques de cette nouvelle technologie suivi par une comparaison de ses performances avec d'autres technologies de conception des composants micro-onde. Quelques composants de la littérature conçus avec cette technologie ont été présentés. Dans une deuxième partie, nous effectuons tout d'abord une étude paramétrique du guide d'ondes intégré au substrat à l'aide du logiciel de simulation HFSS dans le but de déterminer une méthodologie de conception efficace. Ensuite, une étude des différents types de transitions (interconnexions) utilisées pour l'intégration de ce type de composants avec d'autres circuits planaires est détaillée. Enfin, le chapitre se termine par une présentation des principales constantes d'atténuation de cette structure.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons un aperçu des différentes techniques de miniaturisation présentées dans la littérature. Trois principales techniques de miniaturisation les plus utilisées sont présentées et qui sont : les guides d'ondes intégrés au substrat à iris nommés en anglais «Ridge Substrate Integrated Waveguide», les guides d'ondes intégrés au substrat en demi-mode ou en anglais «Half-Mode Substrate Integrated Waveguide» et les guides d'ondes intégrés au substrat plié ou «Folded Substrate Integrated Waveguide». Les caractéristiques et les performances de chaque technique ont été décrites par la suite.

Le troisième chapitre de ce manuscrit présente tout d'abord un état de l'art sur les filtres micro-ondes. Une étude théorique sur la conception des différents types des filtres (passe bas, passe haut, passe bande et coupe bande) sera menée dans la première partie de ce chapitre. Nous allons présenter quelques types des filtres miniaturisés tirés de la littérature en étudiant leurs caractéristiques et leurs performances. Ensuite, nous décrivons la technique de conception d'un filtre multicouche miniaturisé à permittivité élevée, ce filtre sera alimenté par une transition coplanaire et le couplage entre les cavités sera assuré par des fentes. Nous proposons à la fin de ce chapitre un nouveau filtre miniaturisé multicouche à haute sélectivité. Une étude des performances de ce nouveau filtre sera effectuée à l'aide du logiciel de simulation HFSS.

Le dernier chapitre sera consacré à la conception des nouveaux circuits miniaturisés : coupleur et six port. Ce six port proposé est composé d'un diviseur de puissance et trois coupleurs directifs. Dans la première partie de ce chapitre, nous allons simuler et optimiser ces deux éléments de base (diviseur et coupleur). Puis une étude théorique de trois topologies

les plus utilisées pour la conception des six-port est présentée suivi par la conception d'une topologie d'un six-port planaire de la littérature. Dans la seconde partie, nous présentons l'étude et la conception d'un nouveau coupleur directif multicouche, le couplage dans ce coupleur sera assuré par deux fentes en forme de croix. Nous proposons à la fin de ce chapitre la conception et l'optimisation d'une nouvelle structure miniaturisée de six-port en utilisant la technique multicouche au moyen du logiciel HFSS.

Les conclusions de ce travail ainsi que les perspectives seront abordées dans la conclusion générale de ce manuscrit.

Chapitre I :
Etat de l'art sur les Guides d'ondes
Intégrés aux Substrats

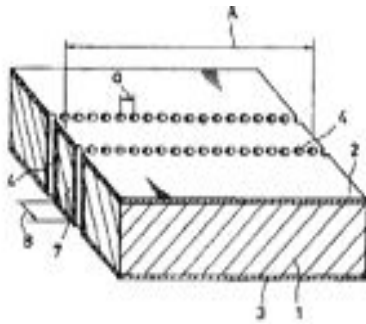
I.1. Introduction :

Le guide d'onde rectangulaire est une ligne de transmission pour le guidage et le traitement des signaux micro-ondes, il est largement utilisé ces dernières années pour plusieurs applications dans les domaines de télécommunication radiofréquence (RF) et sans fil. Plusieurs types de composants en guide d'onde rectangulaire comme les coupleurs, les détecteurs et les déphaseurs sont disponibles pour fonctionner dans différentes bandes de fréquences ou différents standards. Il est aussi connu que ces composants présentent des bonnes performances comme faibles pertes et une bonne capacité aux grandes puissances. Mais à cause de leur grande taille, leur utilisation est devenue limitée dans certaines applications dans la pratique [1]. La ligne coaxiale est un support alternatif avec une large bande passante, mais la fabrication des composants complexes avec cette technologie est difficile. Avec la tendance de plus en plus vers la miniaturisation et l'intégration des composants RF dans les systèmes de communications digitales, les lignes de transmissions planaires comme les lignes micro-ruban et les lignes coplanaires, sont utilisées dans plusieurs applications et dans plusieurs domaines [1]. Il y a, cependant, encore une grande demande de guides d'ondes dans certains applications à faibles pertes. Et pour cela, c'était plus pratique d'essayer de regrouper les avantages des lignes planaires avec ceux des guides d'ondes rectangulaires dans une seule topologie.

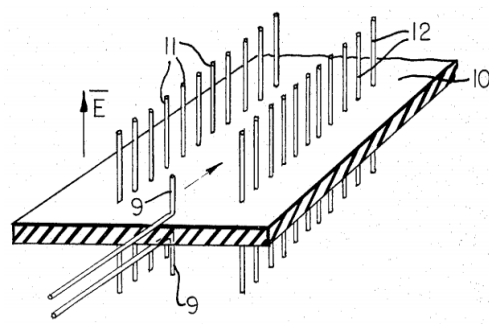
Plusieurs recherches ont été menées pour développer une nouvelle topologie de lignes de transmission dans le but de minimiser la taille des circuits, simplifier leur processus de fabrication, limiter le coût de leur production et le plus important de garder des hautes performances. La technologie des guides d'ondes intégrés dans des substrats (GIS) nommée en anglais « Substrate Integrated Waveguides (SIW) », aussi appelée guides d'onde laminés, est parmi les technologies de transmission les plus utilisées et développées pendant les dernières années. Cette technologie a reçu l'intérêt d'un grand nombre de chercheurs car elle représente la possibilité d'intégrer les composants conçus en guides d'ondes rectangulaires dans un environnement planaire comme le PCB et le LTCC [2]. Cela rend possible d'intégrer un système complet, qui inclut des composants passifs et actifs, des antennes et même des puces, pour produire des systèmes en paquet (SiP) [3], qui est considéré comme un avantage très important.

I.2. Historique :

Depuis les années 90, plusieurs tentatives ont été proposées pour la mise en œuvre des structures en guides d'ondes planaires. La première référence est un brevet japonais publié en 1994 où une nouvelle forme de guide d'onde rempli d'un diélectrique a été proposée sous la forme de deux rangées de trous métalliques dans un substrat diélectrique [4]. La Figure I. 1 (a) présente ce type de guide d'onde. Cette idée des trous métallisés (des tiges métalliques synthétisant un mur métallique ou réflecteur) n'est pas nouvelle. Elle a été présentée plutôt par Tischer sous la forme d'un brevet en 1973 [5], où les tiges métalliques ont été utilisées pour concevoir des plans réflecteurs sous forme de H. Cette structure est illustrée sur la Figure I. 1 (b).



(a) : Brevet japonais 1994 [4]



(b) : Guide en H du Brevet de Tischer 1973 [5]

Figure I. 1 Premiers guides d'ondes intégrés aux substrats dans la littérature.

Les paramètres présentés dans la Figure I. 1 (a): « 1, 7 » sont le substrat, « 2 » est le métal conducteur, « 3 » est la masse, « 4, 6 » sont les trous métalliques, « 8 » est la distance entre les deux rangées de trous métalliques, « A » est la longueur du guide et « a » est la distance entre deux trous adjacents.

Les paramètres présentés dans la Figure I. 1 (b) sont : « 9 » est l'excitation, « 10 » est le métal conducteur, « 11, 12 » sont les deux rangées des trous métalliques.

Plus tard en 1995, un autre brevet américain propose la conception d'un GIS avec le processus LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) aussi appelé structure diélectrique multicouche comme indiqué dans la Figure ci-dessous [6].

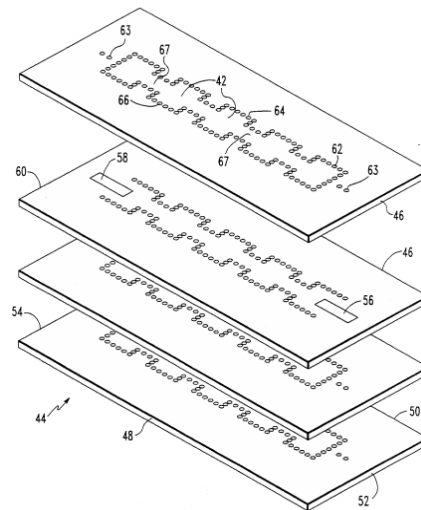
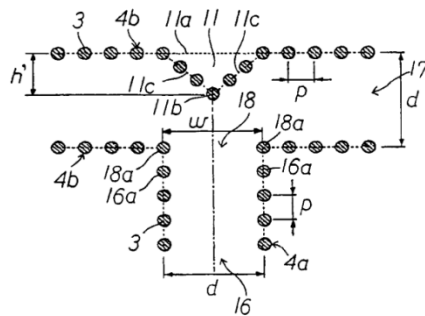
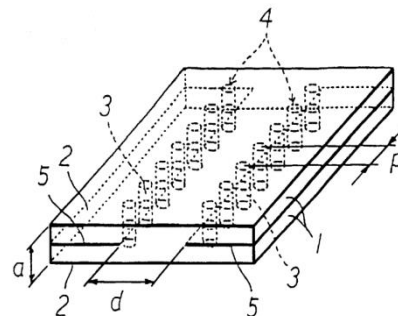


Figure I. 2 Le premier GIS en multicouche avec LTCC [6].

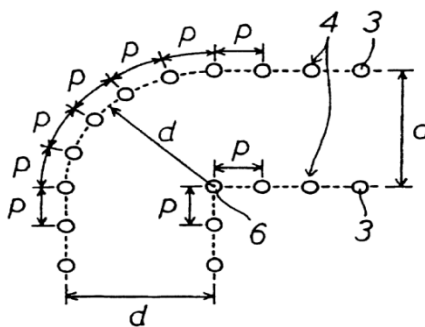
Les premiers composants basés sur les GIS ont réellement vu le jour en 1997. C'est ainsi que Hirokawa et Ando ont utilisé ce nouveau type de guide d'onde pour réaliser une de leurs antennes avec la technologie GIS [7], suivi par la conception des composants en GIS avec la technologie LTCC [8]. La Figure I. 3 montre quelques exemples de ces structures.



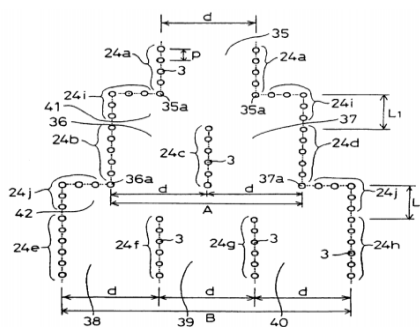
(a) Jonction en T



(b) Guide d'ondes Laminé



(c) Coude à angle droit



(d) Diviseur de puissance

Figure I. 3 Structures brevetées par Uchimura et Takenoshita [8].

Depuis 1999, de nombreuses publications ont vu le jour. Parmi ces travaux, une équipe de chercheurs a montré beaucoup d'attention à cette technologie. Cette équipe est celle du professeur Ke Wu de l'école polytechnique de Montréal. Un énorme effort a été apporté sur la conception et la modélisation de plusieurs composants GIS, les excitations planaires et l'introduction du concept des circuits intégrés au substrat (CIS ou SIC : Substrate integrated Circuits) comme une nouvelle vision des systèmes sur substrat (SsS ou SoS : System on Substrate). En effet, pour l'étude des caractéristiques des GIS, Wu, Deslandes et al. ont fait plusieurs études sur son facteur de qualité [9], sa constante de propagation, sa largeur équivalente [10] et ses caractéristiques de dispersions [11].

Depuis le début des années 2000, les travaux sur la technologie GIS et l'intégration des composants sont intensivement menés par plusieurs laboratoires de recherche.

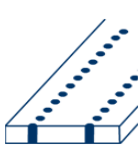
Une transition des lignes micro-ruban vers un GIS a fait l'objet d'un rapport en 2001 [2]. Cette transition est devenue par la suite la référence des excitations dans les circuits en GIS. La plupart des fonctions électroniques micro-ondes ont été refaites avec la technologie GIS. Par exemple, les filtres [12], [13], les coupleurs [14], [15], les duplexeurs [16], [17], les hexapôles [18], les circulateurs [19], [20] et les antennes [21], [22]. Grâce à sa facilité d'intégration, plusieurs fonctions actives ont été mises en œuvre avec la technologie GIS, comme les oscillateurs [23], [24], les mélangeurs [25] et les amplificateurs [26], [27].

I.3. Les guides d'ondes intégrés aux substrats :

Le guide d'ondes rectangulaire est connu pour ses propriétés de faibles pertes et hautes capacité de puissances. Toutefois, sa structure volumineuse le rend difficile à fabriquer avec un faible coût et de l'intégrer dans d'autres structures planaires. Le tableau suivant présente une comparaison des propriétés des lignes de transmission les plus utilisées (Tableau I. 1) [28].

L'intégration de ces guides d'ondes rectangulaires dans le domaine planaire est difficile et demande un processus d'appariement trop précis. De plus, le substrat doit être découpé en une forme spécifique pour assurer l'appariement exacte. Cela rend l'intégration plus difficile et beaucoup plus coûteuse.

Tableau I. 1. Comparaison des lignes de transmission les plus utilisées.

Caractéristique	 Ligne coaxiale	 Guide d'onde rectangulaire	 Guide intégré au substrat GIS	 Ligne triplaque (Stripline)	 Ligne microruban (Microstrip)	 Ligne coplanaire (coplanar waveguide)
Mode de propagation le plus utilisé	TEM	TE ₁₀	TE ₁₀	TEM	Quasi-TEM	CPW/Quasi-TEM
Dispersion de mode	Très faible	Moyenne	Basse	Très faible	Basse	Moyenne
Largeur de bande	Haute	Basse	Haute	Haute	Haute	Moyenne
Tenue en puissance	Moyenne	Haute	Moyenne	Basse	Basse	Faible
Taille physique	Haute	Très haute	Moyenne	Moyenne	Basse	Moyenne
Facilité de fabrication	Moyenne	Moyenne	Très basse	Basse	Très basse	Très basse
Intégration avec les composants	Faible	Faible	Haute	Moyenne	Haute	Haute

Une solution a été présentée pour résoudre ce problème, qui est d'intégrer le guide d'ondes rectangulaire dans un substrat micro-ruban. Cette solution réduit son volume et affecte le facteur de qualité Q du guide d'ondes à cause du remplissage de ce dernier avec un diélectrique. En outre, le circuit complet qui comporte le guide d'onde et la transition peut être fabriqué à l'aide du standard PCB ou d'un autre processus planaire [29].

Dans le cas général, un guide d'ondes intégré dans un substrat, comme indique son nom, est un guide d'onde rectangulaire conçu avec un substrat diélectrique où deux rangées discrets de trous métalliques sont utilisées pour confiner l'onde à l'intérieur et la diriger dans une direction bien précise [30].

La géométrie d'un GIS est présentée dans la Figure I. 4 où les rangées de trous métalliques jouent le rôle des murs latéraux du guide d'onde quand le métal et la masse forment les deux parois supérieure et inférieure. D'un point de vue micro-onde, la propagation des ondes est bien confinée entre les deux rangées de trous ce que les rendent non rayonnants. Chaque écart entre deux trous est disponible pour supporter la structure du GIS.

D'après le « Microwave Journal », le GIS est une des technologies qui vont changer le futur des composants passifs [31].

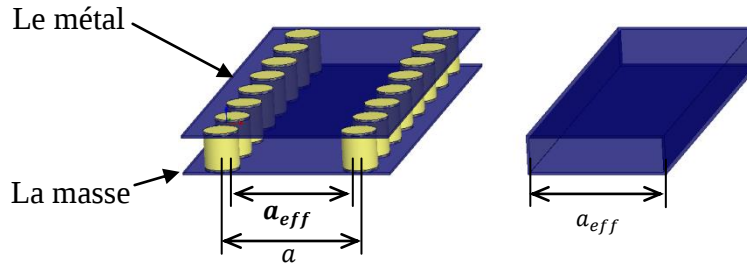
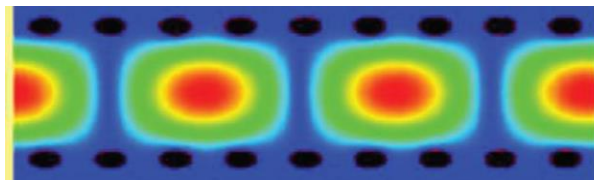
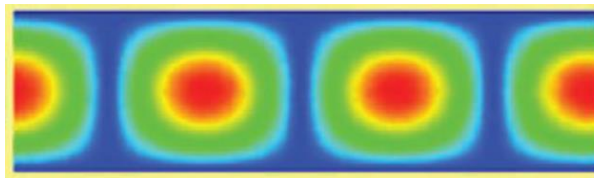


Figure I. 4 Géométrie d'un GIS.

La distribution du champ électrique dans le GIS est présentée dans la Figure I. 5 (a). Cette distribution est comparée à celle dans un guide d'onde rectangulaire (Figure I. 5 (b)).



(a) Un GIS



(b) Un guide d'onde rectangulaire

Figure I. 5 Les distributions du champ électrique dans un GIS et dans un guide d'onde rectangulaire.

I.4. Comparaison approximative des constantes d'atténuation dans les lignes de transmission :

La Figure I. 6 montre une comparaison approximative des constantes d'atténuation dans différentes lignes de transmission, incluant le guide d'onde classique, le GIS et la ligne micro-ruban. Le guide d'onde rectangulaire présente des faibles pertes d'insertion, mais il est encombrant et difficile à intégrer dans un système planaire. Tandis que, la ligne micro-ruban peut être facilement intégrée avec des circuits planaires, mais elle possède des pertes considérables. Le GIS offre un compromis approprié, il regroupe les deux points forts des deux technologies: la facilité d'intégration et les faibles pertes.

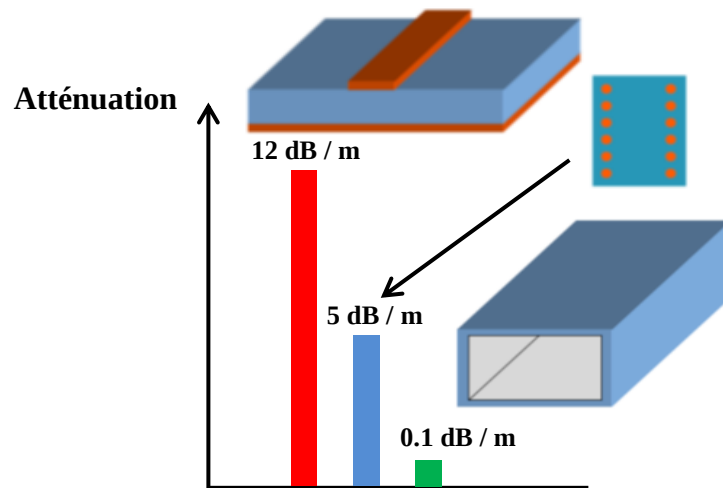


Figure I. 6 Constantes d'atténuation pour les différentes lignes de transmission.

Avec ces points forts, le GIS a attiré l'attention de plusieurs chercheurs dans ces dernières années. Leurs efforts ont été concentrés sur le transfert des différents composants micro-ondes vers cette technologie, dans le but de concevoir un système compatible avec une seule technologie ce qui peut supprimer les discontinuités et les transitions entre les composants du système afin de limiter leurs pertes.

I.5. Composants GIS passifs et actifs :

Puisqu'un GIS est l'équivalent d'un guide d'onde rectangulaire rempli par un substrat diélectrique planaire, plusieurs composants basés sur le guide d'onde classique peuvent être conçus en utilisant la technologie des GIS sans l'obligation d'effectuer beaucoup de changements dans leurs topologies. La technologie GIS est plus avantageuse si comparée à la technologie micro-ruban :

- 1- Ses pertes sont considérablement moins faibles que leurs correspondantes en micro-ruban, spécialement dans les bandes millimétriques.
- 2- Les pertes par rayonnement et les problèmes de packaging n'ont plus présents.

À ce jour, plusieurs applications des GIS dans les systèmes RF ont vu le jour. Il existe trois catégories de composants les plus utilisés dans ces systèmes, les composants passifs, les composants actifs et les antennes.

Dans la catégorie des composants passifs, les filtres à faibles coûts attirent une attention particulière. Il existe plusieurs topologies de filtres conçues en GIS : le premier filtre en GIS a été proposé par Deslandes et Wu en 2003 [32], ce filtre est un filtre passe bande (FPB) de trois pôles de type Tchebychev, à parois inductifs, destiné à fonctionner autour de la

fréquence 28 GHz. Dans la même année, ils ont conçu un FPB duale-bande basé sur des cavités de grandes tailles [33]. Les modes TE_{102} et TE_{201} sont les modes de fonctionnement de ce filtre, un zéro de transmission apparaît quand ces deux modes sont utilisés pour séparer l'un de l'autre. Par la suite, un autre type de filtre est conçu en cavité à iris et fabriqué pour fonctionner à la fréquence 60 GHz [34]. Ce filtre est composé de trois résonateurs GIS de demi-longueur d'onde avec une transition ligne vers guide d'onde dans les deux extrémités de la cavité en GIS. En plus, des filtres en GIS avec une bande électromagnétique interdite ou avec défaut de plan de masse (*DGS : Defected Ground Structure*) sont conçus pour obtenir des performances spécifiques comme une ultra-large bande ou une meilleure réjection de stop bande [13], [35].

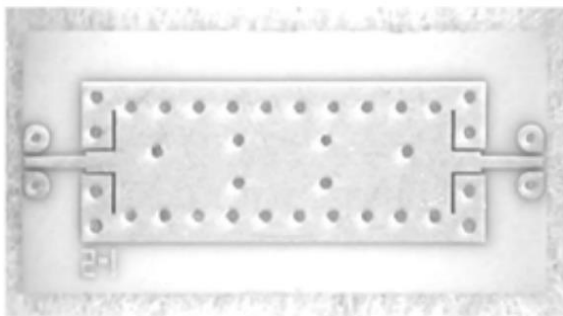
Plusieurs techniques de conception des filtres elliptiques en GIS ont été développés aussi en introduisant un zéro de transmission pour améliorer la sélectivité de ces derniers [36], [37]. Ces études ont montré la facilité de leurs conceptions même pour des fréquences élevées, qui peuvent aller jusqu'à 180 GHz, en utilisant une technique de fabrication qui se sert d'un film en céramique épais [38].

Il y a d'autres composants passifs qui ont été développé en technologie GIS. Par exemple, les déphaseurs planaires en GIS [39], les diviseurs de puissance [40], les circulateurs [19], les coupleurs directs [14], les circuits six-ports [18] et les T magiques [41], qui sont étudiés et implémentés depuis l'an 2003.

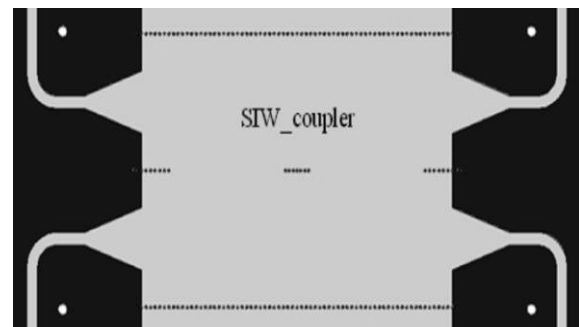
Pour la deuxième catégorie, celle des antennes en technologie GIS, plusieurs topologies d'antennes intégrées sont proposées. En 2004, un réseau d'antennes de 4x4 fentes dans la bande X est réalisé pour la première fois avec la technologie GIS en gravant des fentes longitudinales sur le métal supérieur du GIS [21]. Un autre type d'antenne est apparu, qui est l'antenne à fuite d'onde, il a été proposé la première fois par Deslandes et Wu, où ils ont utilisé une des caractéristiques de ce guide synthétique, qui est la capacité de générer des pertes de fuites lorsque l'espacement entre les trous métalliques est suffisamment large [42]. De plus, des structures en GIS pliées sont conçues pour diminuer la taille d'une antenne dans [43]. En outre de ces topologies d'antennes, des antennes filtrantes (*filtennas*), un module qui fournit une fonction combinée d'un filtre passe bande et une antenne cornet, sont réalisés en couvrant l'ouverture de l'antenne cornet avec une cavité GIS d'une surface sélective en fréquence (FSS) [44]. D'autres structures d'antennes en GIS comme les réseaux d'alimentation, sont aussi présentées et étudiées dans [22].

La technologie GIS est aussi utilisée pour le design d'une autre catégorie de composants RF, celle des composants actifs, grâce à son intégration facile avec les diodes montées en surface ou incorporées, les transistors et les puces MMIC. Par exemple, un oscillateur de rétroaction à 12 GHz est proposé dans [23]. Ce dernier est conçu en utilisant un schéma de verrouillage d'injection. Un autre type d'oscillateur en diodes Gunn a été développé dans le but de constituer une source de signal stable et à faible bruit de phase pour des communications synchronisées [24]. En plus, un combineur spatial de puissance de quatre voies dans la bande Ka était proposé, où la topologie GIS présente une bonne efficacité de combinaison des puissances et en plus une bonne dissipation de chaleur [27]. Les discontinuités de type iris dans les GIS ont été utilisées aussi pour concevoir les réseaux d'entrée et de sortie d'un amplificateur dans la bande X pour le but de maintenir un gain plat et des pertes de retour d'entrée et de sortie élevées dans la totalité de la bande [26].

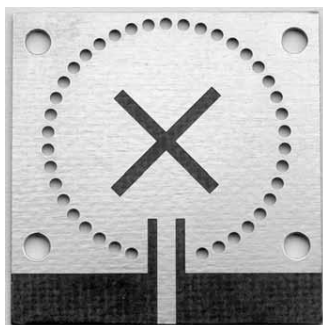
La Figure I. 7 montre quelques exemples de composants RF conçus avec la technologie GIS.



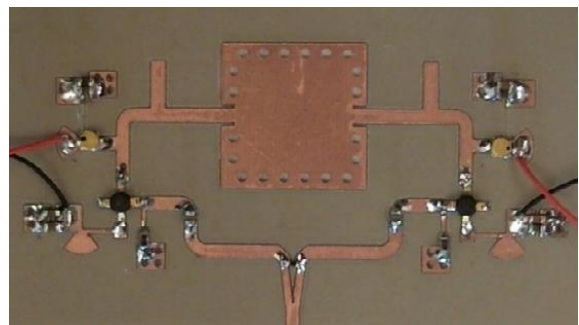
(a) Filtre en GIS



(b) Coupleur directif en GIS



(c) Antenne en GIS



(d) Oscillateur en GIS

Figure I. 7 Composants RF en GIS.

I.6. Constante de propagation d'un GIS :

La constante de propagation est un paramètre important qui caractérise l'atténuation et le déphasage d'une onde électromagnétique se propageant dans un milieu. Elle est essentiellement utilisée dans la conception des circuits d'adaptation pour déterminer la longueur électrique et l'impédance de la ligne de transmission.

Des travaux traitant l'analyse de la constante de propagation de l'onde ont été proposés et publiés [2], [10]. Plusieurs méthodes ont été identifiées également et peuvent être regroupées dans trois catégories. Parmi celles-ci, nous pouvons citer:

- Une méthode basée sur celle des moments [7], [45] (Annexe A),
- Une méthode basée sur un système matriciel à valeurs propres [11], [21], [46],
- Une méthode basée sur l'analyse de l'impédance de surface [45], [47].

Comme montre la Figure I. 8, un GIS est composé de deux rangées de trous qui sert à limiter l'espace de rayonnement du mode fondamental TE_{10} , puisque la fréquence de coupure est liée seulement à la largeur a du guide d'onde lorsque l'épaisseur du substrat est inférieure à cette dernière. Le paramètre a entre les deux rangées détermine la constante de propagation du mode fondamental, et les paramètres des trous d et p sont choisis dans le but de minimiser les pertes de radiation en augmentant aussi l'adaptation du système.

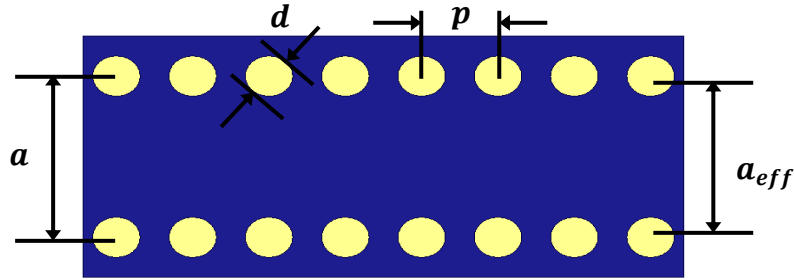


Figure I. 8 Les paramètres d'un GIS.

Le calcul de la constante de propagation se fait en utilisant deux lignes en GIS de taille différente ($L_1 > L_2$). La différence entre ces deux lignes est inférieure d'une longueur d'onde guidée. La différence de phase entre les deux coefficients de transmission du mode TE_{10} est utilisée pour le calcul de la constante de propagation β_{GIS} comme indique l'équation (I.1) sachons que la phase est en radian et la longueur en mètre.

$$\beta_{GIS} = \frac{\angle S_{21}^{L_2} - \angle S_{21}^{L_1}}{L_1 - L_2} \quad (I.1)$$

Le GIS peut être caractérisé avec une constante de propagation, une fréquence de coupure et une longueur d'onde guidée comme dans le cas d'un guide d'onde rectangulaire conventionnel, mais il faut bien noter aussi que le GIS possède d'autres caractéristiques physiques particulières si l'on compare à ce dernier.

La largeur a du GIS est beaucoup plus large que son épaisseur h , qui est dû à la limite physique du substrat utilisé. La largeur équivalente a_{eff} du GIS n'est pas la même que la largeur a . Donc, plusieurs simulations et expériences ont été menées pour vérifier la valeur de a_{eff} . Dans [48], ils ont proposé une équation empirique pour calculer a_{eff} qui est donnée par la relation (I.2) :

$$a_{eff} = a - 1.08 \frac{d^2}{p} + 0.1 \frac{d^2}{a} \quad (I.2.1)$$

En respectant que :

$$\frac{d}{p} < \frac{1}{3} \quad (I.2.2)$$

$$\frac{d}{a} < \frac{1}{5} \quad (I.2.3)$$

Les constantes de propagation d'un GIS et de son guide rectangulaire « GOR » (en anglais RWG : Rectangular Waveguide) équivalent sont extraites dans la référence [11] pour tracer et comparer leurs courbes de dispersion des deux premiers modes. Comme montre la Figure I. 9, les deux guides présentent la même constante de propagation.

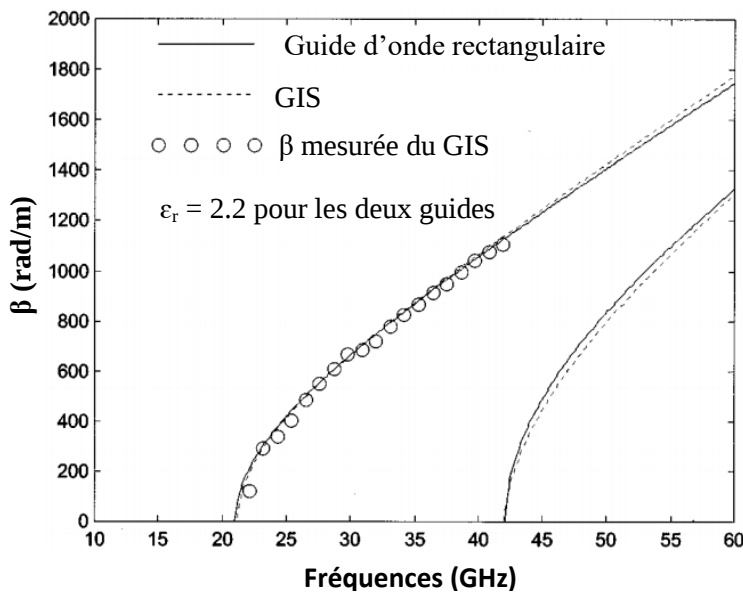


Figure I. 9 Courbes de dispersion d'un GIS et un GOR équivalent [11].

I.7. Caractéristiques modales :

Comme un GIS est semblable à un guide métallique rectangulaire du point de vue de sa géométrie, on pourrait s'attendre à voir les mêmes modes de propagation dans le GIS. Il y a deux types de modes de propagation qui se propagent dans un guide d'onde rectangulaire (GOR), les modes Transverses Magnétiques (TM_{mn}) et Transverses Electriques (TE_{mn}) [49]. Les surfaces du GOR sont métallisées pour pouvoir propager les modes TM_{mn} et TE_{mn} . D'après Pozar [49], l'expression des courants surfaciques peut être donnée par :

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H}_s \quad (I.3.1)$$

Où $\vec{H}_s$ est le champ magnétique à la surface du guide et $\hat{n}$ un vecteur unitaire normal à la surface.

Cependant, le GIS est rempli d'un diélectrique (non conducteur), les deux rangées des trous du GIS ne peuvent pas supporter des courants électriques dans le sens de propagation (en z) sur toute la longueur du guide. Par conséquent, seuls les modes associés à ces courants J_y sur les côtés du guide peuvent facilement se propager dans le GIS.

En se basant sur l'équation (I.3.1), on obtient:

$$\left. \begin{aligned} \vec{J}_x = 0 &\Rightarrow \vec{H}_{s,x} = 0 \\ \vec{J}_z = 0 &\Rightarrow \vec{H}_{s,y} = 0 \\ \vec{J}_y \neq 0 &\Rightarrow \vec{H}_{s,z} \neq 0 \Rightarrow \vec{H}_s = \vec{H}_z \end{aligned} \right\} \quad (I.3.2)$$

À partir de ces expressions, on peut remarquer que seuls les modes TE_{m0} se propagent dans le GIS [49]. Donc, d'après les équations de Maxwell dans un guide d'onde standard, les champs électriques et magnétiques (E et H, respectivement) peuvent être présentés par les équations suivantes:

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 h} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{h} e^{-j\beta z} \quad (I.4.1)$$

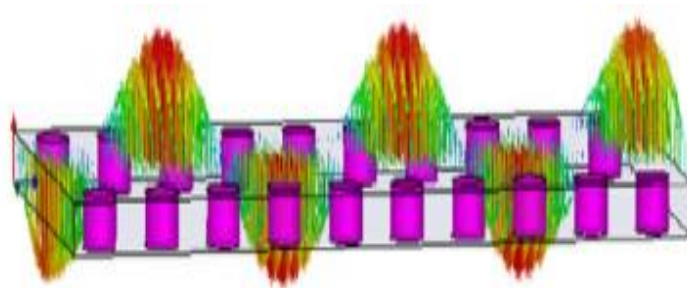
$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{h} e^{-j\beta z} \quad (I.4.2)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{h} e^{-j\beta z} \quad (I.4.3)$$

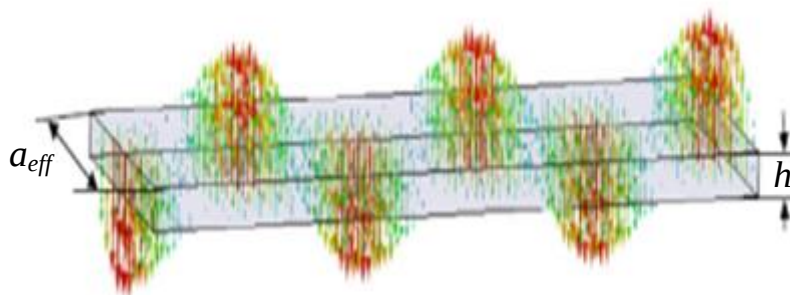
$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 h} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{h} e^{-j\beta z} \quad (I.4.4)$$

Où : A_{mn} : L'amplitude du mode TE_{mn} ;
 a : La largeur du guide ;
 h : L'épaisseur du guide ;
 k_c : Le nombre d'onde de coupure ;
 ω : La vitesse angulaire ;
 β : La constante de propagation ;
 μ : La perméabilité magnétique du vide.

Par conséquent, en tenant compte des équations (I.3) et (I.4), l'épaisseur h du GIS est susceptible d'être utilisé pendant la phase de conception des différents composants à réaliser car il faut rappeler que seuls les modes TE_{m0} se propagent dans le GIS. La Figure I. 10 illustre la distribution du champ du mode fondamental TE_{10} qui se propage dans un GIS et un guide conventionnel.



a- Le champ électrique du mode TE_{10} dans un GIS.



b- Champ électrique du mode TE_{10} dans un guide classique.

Figure I. 10 Distributions du champ électrique du mode TE_{10} , (a) dans un GIS, (b) dans un guide équivalent.

I.8. Considérations de conception du GIS :

Dans le but de mettre des règles de conception utiles, des chercheurs ont analysé le GIS pour déterminer la période et le diamètre des cylindres du GIS adapté à la conception des composants passifs [50]. Ils ont démontré les propriétés fondamentales des ondes guidées et des fuites pour cette structure. Lors du choix des paramètres du GIS, nous devons prendre en considération les pertes des fuites et les effets de la bande interdite.

Dans le cas où l'espace entre les trous n'est pas suffisamment petit, le rayonnement du champ entre les deux rangées de trous ne peut pas être complètement confiné. Ces pertes se manifestent par un couplage entre le mode TE_{10} à l'intérieur du GIS et les modes des parois parallèles à l'extérieur de ce dernier. La Figure I. 11 présente les pertes de fuites normalisées en fonction du diamètre « d » des trous et l'espace entre eux « p », qui sont à leur tour normalisés par rapport à la longueur d'onde de coupure du guide λ_c .

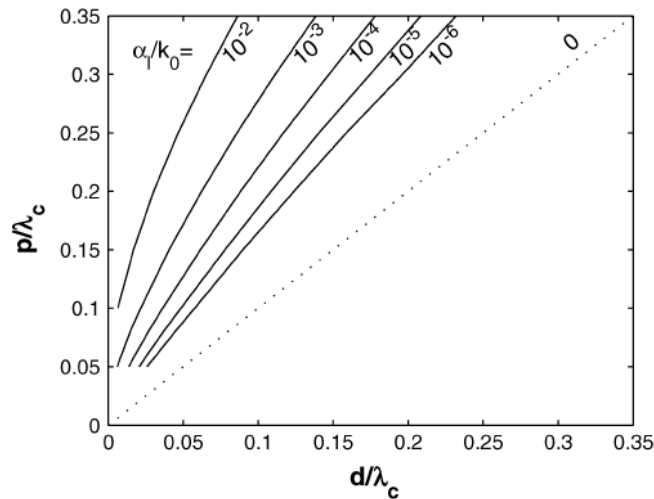


Figure I. 11 Les pertes de fuites normalisées en fonction du diamètre et l'espacement entre les trous [50].

On peut remarquer que les pertes des fuites sont directement reliées proportionnellement à l'espacement entre les trous adjacents, et inversement proportionnel au diamètre des trous métalliques. Afin de déterminer la région où les pertes de fuites du GIS seront inacceptables, les pertes dans un guide rectangulaire rempli par un substrat diélectrique ($\epsilon_r = 2$ et 13) sont calculées dans [50] pour les fréquences (10 et 300 GHz). En utilisant ces valeurs, les pertes dans le diélectrique et dans le conducteur sont bornées entre 10^{-4} et 10^{-3} Np/rad.

Par conséquent, les dimensions du GIS doivent être choisies de sorte que les pertes des fuites sont inférieures aux valeurs susmentionnées. Ce choix assure que le GIS ne dépasse pas les

pertes intrinsèques du guide conventionnel. Ces régions sont réparties comme montre la Figure I. 12; il y a trois régions d'intérêt : la première est la région d'onde guidée (Guided-wave region), où l'onde est proprement confinée ce qui la rend adaptée à la conception des composants passifs, la deuxième est la région de fuite (Leaky-wave region), où l'onde rayonne en dehors de la structure ce qui convient aux antennes. La troisième est la région interdite (Forbidden region) qui doit être évitée parce qu'elle ne respecte pas les deux régions précédentes.

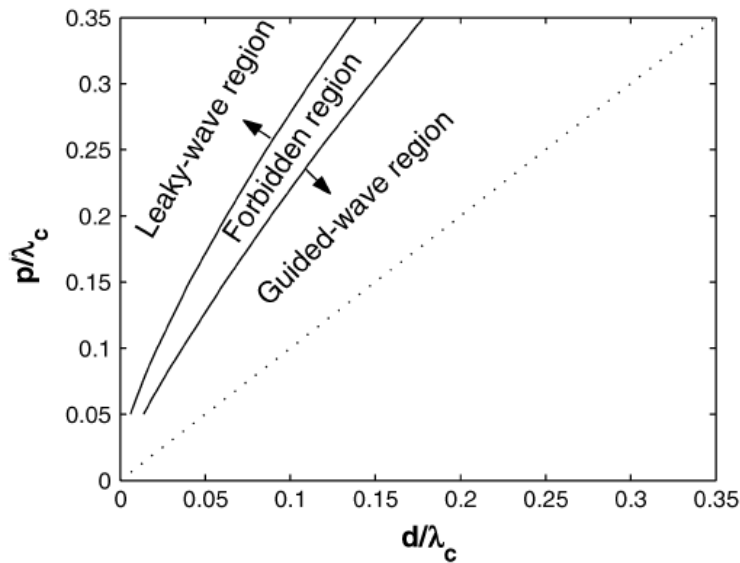


Figure I. 12 Les trois régions d'intérêt pour la conception des composants RF [50].

Le phénomène de la bande interdite électromagnétique peut se présenter dans les structures périodiques. Ainsi, les concepteurs doivent assurer que cet événement ne s'introduit pas dans la bande de fonctionnement. Cela peut introduire des zéros de transmission à la fréquence de résonance, auquel, la séparation entre les trous p présente une distance théoriquement égale à demi-longueur d'onde. Puisque chaque trou métallique est réactif, cette distance spécifique peut causer l'addition de ces réactances, ce qui fortement rendre l'impédance d'entrée énormément réactive. Dans [50], d'autres conditions restrictives sont proposées pour éviter les effets de bande interdite dans la bande passante.

La conception du GIS doit respecter des considérations qui ont été établies pour une région d'intérêt dans le plan formé par d/λ_c et p/λ_c avec λ_c est la longueur d'onde de coupure. Ce plan permet de définir l'ensemble de valeurs du diamètre et de la période des trous métalliques du GIS pour la conception des composants passifs [51]. Il est borné par des inégalités comme montre la Figure I. 13.

Premièrement, la zone dans laquelle la condition $d > p$ est respectée est physiquement irréalisable car il y a un risque de chevauchement entre les trous métalliques. Cependant, le circuit devient très fragile aux bris mécaniques si ces trous sont trop près les uns des autres. Deuxièmement, il faut respecter l'effet des bandes de réjections traduit par $p/\lambda_c > 0.25$. Les pertes doivent être faibles de sorte que l'atténuation $\alpha < 1.10^{-4}$ Np/rad. Finalement, il existe une autre condition souhaitable pour la fabrication en masse, qui est de minimiser le nombre de trous métalliques. Par conséquent, le nombre de cylindres par longueur d'onde ne doit pas dépasser 20, soit $p/\lambda_c > 0.05$.

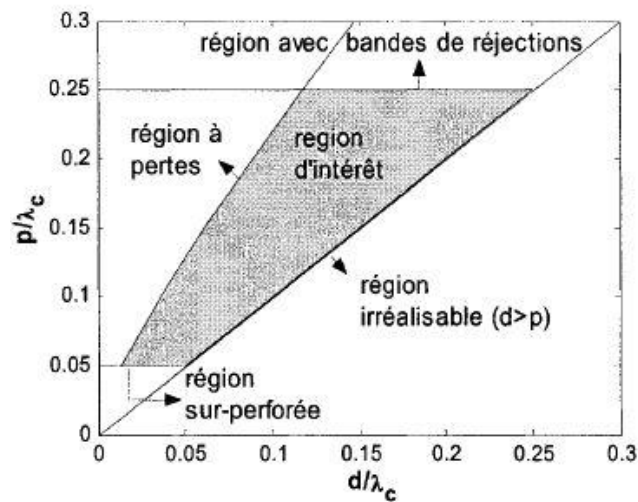
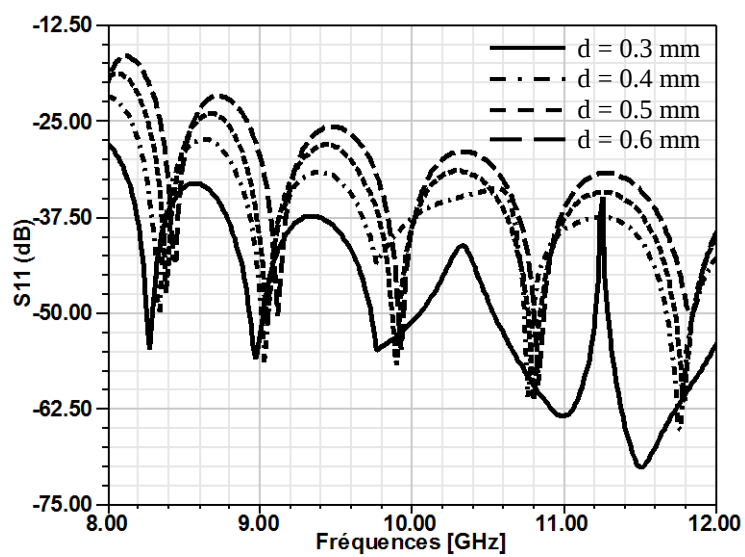


Figure I. 13 Région d'intérêt dans le plan formé par d/λ_c et p/λ_c [50].

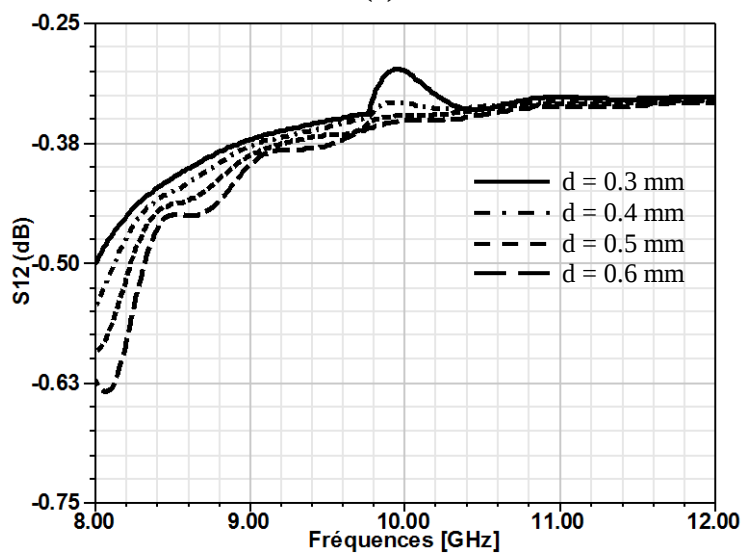
I.9. Etude paramétrique du GIS :

Afin d'analyser l'effet du changement de ces paramètres et les pertes de fuites résultantes lorsque ces règles de conception ne sont pas respectées, nous avons effectué une étude paramétrique sur un GIS d'une largeur $a = 14$ mm et d'une hauteur $h = 0.508$ mm, sur un substrat d'une permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$. Ce guide est destiné à fonctionner dans la bande X (Annexe B).

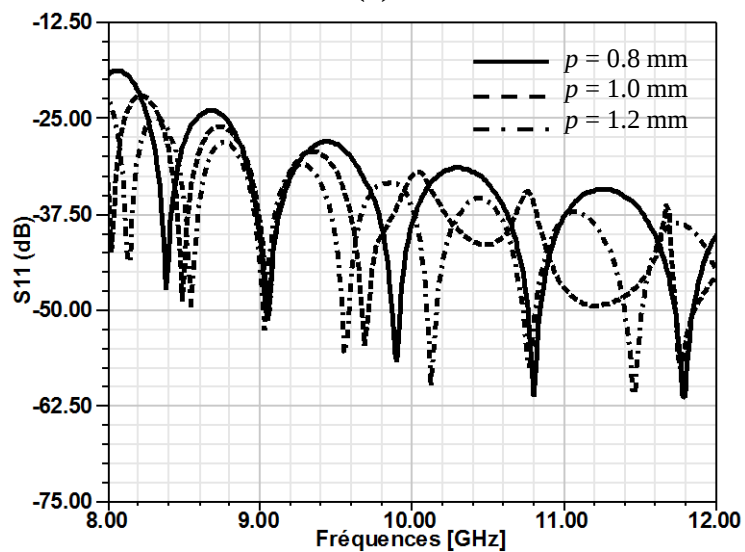
La Figure I. 14 montre les paramètres de transmission et de réflexion du GIS simulé au moyen du logiciel HFSS (Annexe C). Les courbes (a) et (b) de la Figure I. 14 représentent l'effet de la variation de d lorsque p est fixe et les courbes (c) et (d) représentent la variation de p lorsque d est fixe, dans et hors la région d'intérêt.



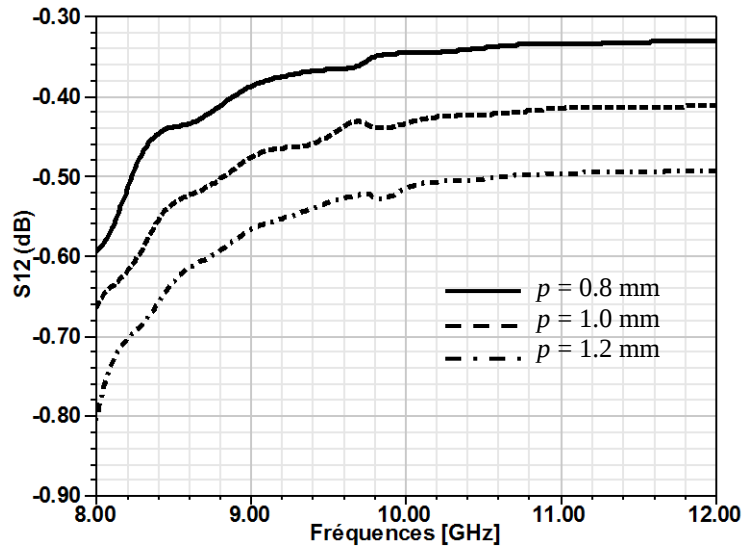
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure I. 14 Les paramètres S_{ij} d'un GIS: (a et b) avec différentes valeurs de d ($p = 0.8$ mm).
(c et d) avec différentes valeurs de p ($d = 0.5$ mm).

La distribution du champ électrique dans un GIS qui ne respecte pas les conditions de conception est présentée dans la Figure I. 15. Nous signalons d'après la Figure I. 15 que les pertes par rayonnement propagent à l'extérieur du GIS. Ce rayonnement est engendré par le grand espacement entre les trous qui dépasse le double du diamètre de trou.

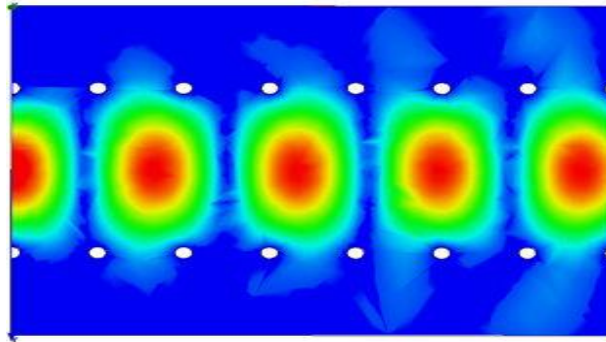


Figure I. 15 Pertes de fuites si $p > 2d$.

Les inégalités citées précédemment peuvent être réécrites sous la forme [52]:

$$d \leq \frac{\lambda_g}{5} \quad (\text{I.5.1})$$

$$p \leq 2d \quad (\text{I.5.2})$$

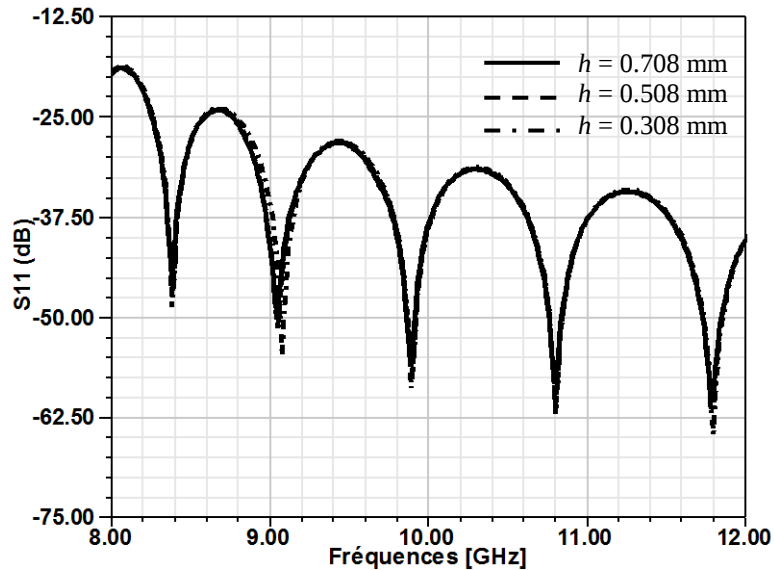
$$\frac{d}{a} \leq 0.4 \quad (\text{I.5.3})$$

λ_g représente la longueur d'onde guidée qui est donnée par :

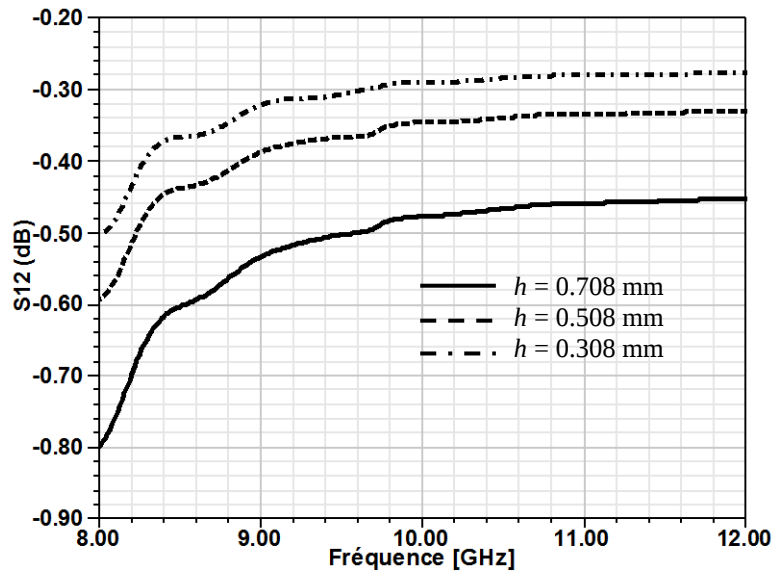
$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{\epsilon_r (2\pi f c)^2}{c^2}\right) - \left(\frac{\pi}{a_r}\right)^2}} \quad (\text{I.5.4})$$

Avec : a_r la largeur du guide d'onde rectangulaire équivalent, c est la vitesse de la lumière dans le vide.

Il faut bien noter que l'épaisseur du substrat n'affecte pas les équations de conception du GIS, mais affecte les pertes d'insertion de la structure. La Figure I. 16 montre l'effet de la variation de l'épaisseur du substrat sur les performances du GIS.



(a)



(b)

Figure I. 16 Effet de la variation de l'épaisseur h du substrat sur la transmission du GIS.

Une bonne stratégie de conception du GIS est d'exploiter ces considérations comme une première phase suivi d'une étape d'optimisation pour répondre au cahier de charges.

I.10. Modes et paramètres géométriques du guide d'onde intégré dans un substrat :

Cassivi et al. [11] ont analysé les guides d'ondes intégrés aux substrats en utilisant la méthode des équations intégrales de frontière (BI-RME : Boundary Integral-Resonant Mode Expansion) combinée avec le théorème de Floquet pour déterminer les caractéristiques de dispersion du GIS. Un GIS est composé d'un substrat couvert du haut et du bas avec des parois métalliques et des trous métalliques qui sont utilisés pour construire les murs latéraux du guide rectangulaire.

Le guide intégré dans un substrat est une structure périodique, la Figure I. 17 montre la topologie avec une cellule périodique d'un GIS. Une matrice d'admittance généralisée de la cellule périodique a été déterminée en utilisant la méthode BI-RME dans [11]. Dû à la nature périodique du GIS, le théorème du Floquet est applicable, ce qui permet d'avoir un système de valeurs propres. Ces valeurs propres donnent la constante de propagation des modes TE_{m0} qui se propagent dans le GIS. Leurs travaux ont montré que les GIS ont les mêmes caractéristiques des ondes guidées que les guides rectangulaires conventionnels.

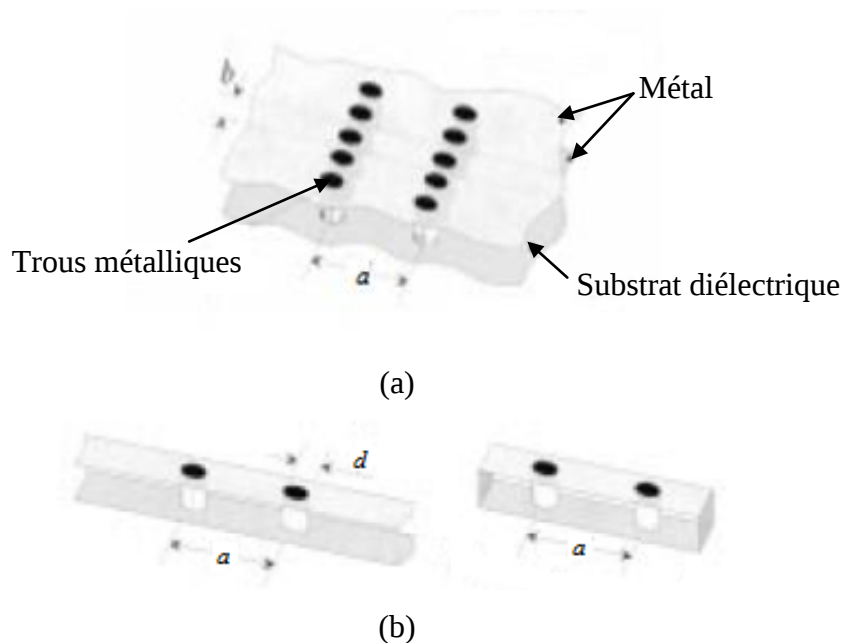


Figure I. 17 Un GIS: (a) Topologie de la ligne, (b) Une cellule périodique d'un GIS. [11]

En utilisant cette méthode, La Figure I. 18 montre la variation de la fréquence de coupure des modes TE_{10} et TE_{20} en fonction de l'espacement entre les deux rangées de trous « a » et les autres paramètres du GIS (diamètre : D , espacement : b et ϵ_r).

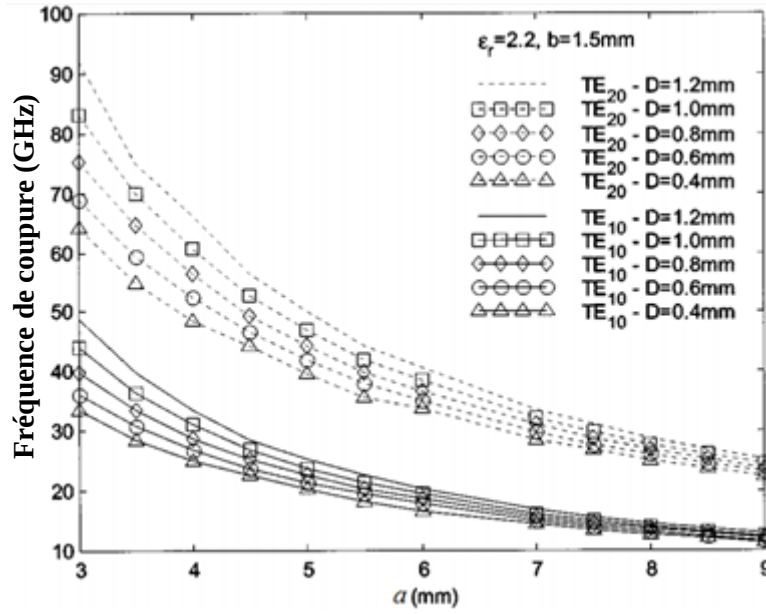


Figure I. 18 Les fréquences de coupure des modes TE_{10} et TE_{20} en fonction de la largeur du GIS et le diamètre des trous métalliques D [11].

En appliquant la méthode des moindres carrés [53], les fréquences de coupure des deux modes fondamentaux peuvent être calculées comme suit :

$$f_{c_{TE_{10}}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left(a - \frac{d^2}{0.95 \cdot p} \right)^{-1} \quad (I.6.1)$$

et

$$f_{c_{TE_{20}}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(a - \frac{d^2}{1.1 \cdot p} - \frac{d^3}{6.6 \cdot p} \right)^{-1} \quad (I.6.2)$$

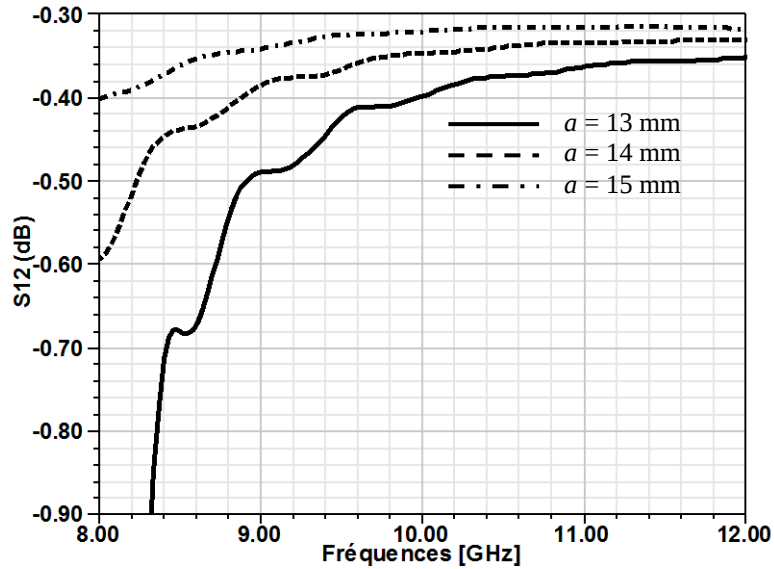
où : a est la largeur du GIS, d est le diamètre des trous métalliques, p est l'espace entre deux trous adjacents et c est la vitesse de la lumière dans le vide.

Cassivi et al. [11] ont proposé une équation qui relie la largeur du GIS à celle du guide rectangulaire équivalent.

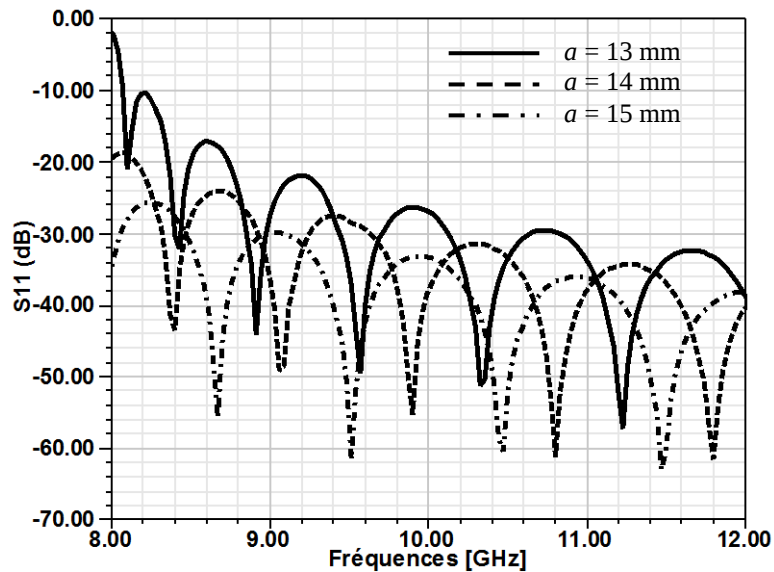
$$a_{RWG} = a - \frac{d^2}{0.95 \cdot p} \quad (I.7)$$

Afin de vérifier ces équations, un GIS et son guide rectangulaire équivalent sont simulés dans [11] (Figures 9 et 18).

Pour montrer l'influence de largeur a de GIS sur la réponse fréquentielle, nous avons simulé un GIS dans la bande X avec le logiciel HFSS (Figure I. 19).



(a) Transmission



(b) Réflexion

Figure I. 19 Effet de la variation de la largeur a sur la réponse fréquentielle du GIS.

Les GIS sont des structures plus compliquées à concevoir comparés aux guides d'ondes conventionnels. Deslandes et Wu [50] ont développé un modèle de conception plus simple qui transforme le GIS en guide rectangulaire équivalent [50], en utilisant la méthode des éléments finis (Annexe A). Cela permet aux concepteurs de concevoir un système en se basant sur un guide d'onde traditionnel et de le transformer en un système équivalent à base du GIS.

Ils ont développé une méthode pour déterminer la constante de propagation complexe d'un GIS basée sur le concept de l'impédance de surface, en modélisant les deux rangées des trous métalliques comme parois latérales [50]. Le modèle proposé peut être résolu en utilisant la méthode des moments et la procédure de la résonance transversale. Le champ électromagnétique du mode TE_{10} , qui se propage dans le guide d'onde, peut-être représenté dans un GIS avec une superposition des deux ondes propageant avec un angle θ de l'axe z (la direction où l'énergie se propage) [50], [54]. Une théorie de propagation de l'onde est présentée dans [48] qui explique la relation entre les pertes par radiation et le diamètre et l'espacement des trous métalliques. La Figure I. 20 démontre la propagation d'une onde TE_{m0} dans un guide d'onde.

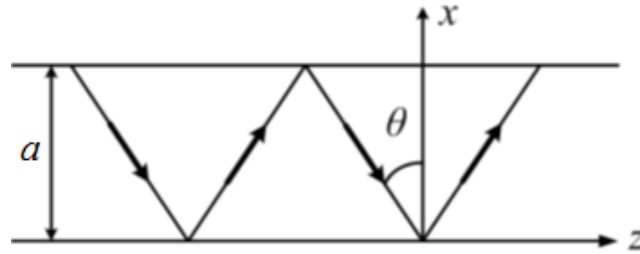


Figure I. 20 La propagation d'une onde TE_{m0} dans un guide d'onde conventionnel.

D'après la condition de Bragg [55], l'équation (I.8.1) relie la largeur du guide a et la longueur d'onde λ à l'angle d'incidence θ mesuré par rapport au vecteur normal de la paroi latérale.

$$\cos \theta = \frac{m\lambda}{2a} \quad (I.8.1)$$

La signification physique de cette équation pour un GIS est donnée dans la Figure I. 21.

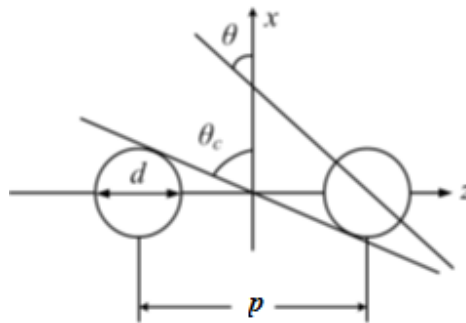


Figure I. 21 Propagation d'une onde électromagnétique dans la direction de deux trous métalliques.

Dans certain angles critiques θ_c , certaines ondes peuvent fuir du mur des trous métalliques.

Lorsque $\theta < \theta_c$, le rapport des fuites par radiation R_f peut être exprimé par l'équation (I.8.2).

$$R_f = 1 - \frac{d}{p \cos \theta} \quad (I.8.2)$$

Pour le premier mode de propagation, $\cos \theta = 1$ dans la coupure où $\lambda_c/2 = a$.

À la fréquence de coupure, l'angle θ est 0 et l'onde est considérée comme incidente le long d'un vecteur normal à la paroi latérale et les ondes TEM sont dispersées par les deux rangées de trous métalliques. Chaque rangée de trous peut être représentée avec une surface d'impédance z_s (Figure I. 22).

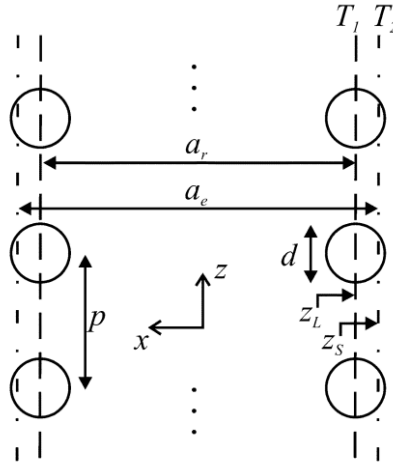


Figure I. 22 Géométrie du GIS et des trous avec le concept d'impédance de surface [50].

La largeur équivalente d'un GIS a_e peut être calculée avec la procédure de résonance transversale. La constante de propagation du GIS est caractérisée par le coefficient de réflexion des deux rangées de trous à la fréquence de coupure désirée. Le coefficient de réflexion des trous à la fréquence de coupure peut être calculé en utilisant la méthode des moments [56]. Le point fort de cette méthode est que la constante de propagation du GIS peut être calculée rapidement et avec une grande précision. Cette méthode n'est pas utilisée que pour l'extraction des propriétés de l'onde guidée dans le GIS mais aussi pour démontrer les caractéristiques des fuites de la structure périodique.

En basant sur ça, la conception doit respecter un ensemble d'équations pour limiter les fuites et éviter la présence des bandes interdites dans la bande passante et même pour faciliter aux concepteurs de concevoir les différentes composantes en GIS.

La largeur équivalente du GIS peut être calculée d'une autre façon suivant [57] en utilisant les équations suivantes :

$$\bar{a} = \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{a} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \quad (\text{I.9.1})$$

où :

$$\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{a}{p} - 1.0684} \quad (\text{I.9.2})$$

$$\xi_2 = -0.1183 + \frac{1.2729}{\frac{a}{p} + 1.2010} \quad (\text{I.9.3})$$

$$\xi_3 = 1.0082 + \frac{0.9163}{\frac{a}{p} + 0.2152} \quad (\text{I.9.4})$$

La largeur équivalente du guide rectangulaire en fonction de la largeur du GIS correspondante est donnée par la relation suivante:

$$a_{GOR} = \bar{a}a \quad (\text{I.9.5})$$

où : a est la largeur du GIS.

Cette méthode de calcul, utilisée pour déterminer la largeur équivalente, est plus précise et avec une marge d'erreur de moins de 1% [21]. Elle est plus efficace que celle de Cassivi dans l'équation (I.7).

En 2005, une autre étude des caractéristiques des pertes du GIS basée sur la procédure numérique du calibrage multi-modes est détaillée dans [18], qui a amené à plusieurs conclusions intéressantes : la structure d'un GIS synthétisée avec des trous métalliques peut supporter que des modes TE_{m0} , ce qui concerne la distribution du courant électrique, un contact entre les deux plaques métalliques du substrat est recommandé pour éviter la perturbation de la densité du courant pour les modes propagés.

I.11. Les transitions des GIS vers d'autres structures :

Pour intégrer les GIS avec d'autres circuits planaires, diverses structures à transitions GIS-planaires sont développées telles que les transitions : en micro-rubans, en guides d'ondes coplanaires et en guides d'ondes rectangulaires, vers le GIS.

I.11.1. La Transition micro-ruban au GIS :

Deslandes et Wu [2] ont présenté une transition entre les lignes micro-ruban et les guides d'onde remplis d'un diélectrique fabriqués sur le même substrat. La ligne micro-ruban et le

guide d'onde diélectrique peuvent être connectés ensemble en utilisant une transition conique simple. Un schéma qui décrit cette transition est présenté dans la Figure I. 23.

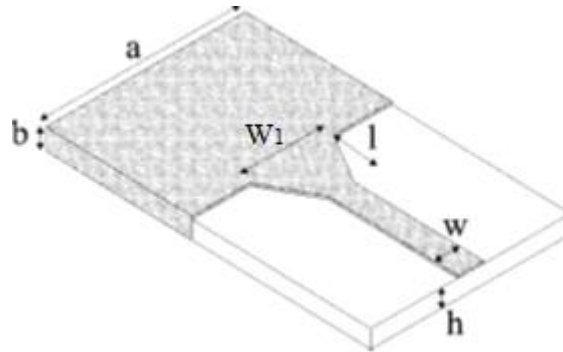
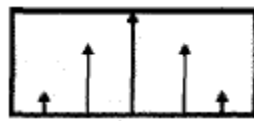
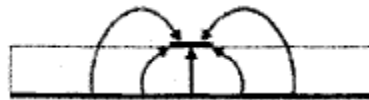


Figure I. 23 Transition micro-ruban au guide d'onde rempli d'un diélectrique [2].

Les lignes du champ électrique d'une ligne micro-ruban et d'un guide d'onde rectangulaire sont similaires (Figure I. 24). Pour cela, la transition conique est la plus conforme pour rassembler les deux types de lignes de transmission. Cette transition est connectée au milieu de la largeur du GIS, puisque le champ électrique du mode dominant présente une intensité maximale en ce lieu, comme indiqué dans la Figure I. 5.



(a) Guide d'onde rectangulaire



(b) Ligne micro-ruban

Figure I. 24 Lignes du champ électrique dans : (a) un guide d'onde rectangulaire, (b) une ligne micro-ruban [2].

Cette transition a le rôle d'adapter en impédance le mode fondamental du GIS (TE_{10}) au mode quasi-TEM (Transverse Electro Magnétique) de la ligne micro-ruban.

Ce type de transition est conçu directement sur le même substrat que le système. Cette transition dispose des bonnes performances en matière d'adaptation, de faible complexité de fabrication et d'intégration.

Comme montre la Figure I. 23, ce type de transition contient trois paramètres, la largeur initiale w , la largeur finale w_1 et la longueur de la transition conique l . La largeur initiale de

cette transition est définie pour obtenir la bonne impédance caractéristique. Cette largeur est généralement dédiée pour avoir une impédance de 50 Ω . D'après [54], le calcul du rapport w/b se fait par la formule suivante :

$$\frac{w}{b} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \text{pour } \frac{w_1}{b} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{pour } \frac{w_1}{b} > 2 \end{cases} \quad (\text{I.10.1})$$

où :

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (\text{I.10.2})$$

et :

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.10.3})$$

La connaissance de b facilite le calcul de la valeur de w . Il reste que les valeurs des deux autres paramètres de la transition à calculer.

La largeur w_1 doit être calculée selon [58] en égalant les deux parties de droite des équations suivantes et en tirant la largeur w_1 (w_e est la largeur d'un guide équivalent qui peut modéliser la ligne micro-ruban) :

$$\frac{1}{w_e} = \begin{cases} \frac{60}{\eta b} \ln \left(8 \frac{b}{w_1} + 0.25 \frac{w_1}{b} \right) \\ \frac{120\pi}{\eta b \left[\frac{w_1}{b} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w_1}{b} + 1.444 \right) \right]} \end{cases} \quad (\text{I.11.1})$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{4.38}{a_e} e^{-0.627 \frac{\epsilon_r}{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{b}{w_1}}}}} \quad (\text{I.11.2})$$

La longueur optimale l peut être obtenue comme démontrer dans [59], mais une méthode plus simple existe. En choisissant la largeur médiane entre la ligne micro-ruban et la fin de la transition $w_m = (w + w_1) / 2$, il suffit de calculer la longueur d'onde pour cette largeur et de fixer la longueur à un quart de la longueur d'onde.

Le constant diélectrique effectif pour cette largeur de ligne micro-ruban peut être calculé en utilisant l'équation suivante:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{b}{w_m}}} \quad (\text{I.12})$$

Suivi par le calcul de la longueur d'onde λ comme suit :

$$\lambda = \frac{1}{f_c \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_e}}$$

Ces calculs peuvent être finalisés avec des optimisations à l'aide du logiciel HFSS dans le but de réduire les fuites et d'obtenir des bonnes réponses fréquentielles.

Nam et al. [60] ont pu concevoir un autre type de transition entre la ligne micro-ruban et le GIS en utilisant une transition conique dans la bande Ku. La transition conçue est un peu différente de la première comme montre la Figure I. 25.

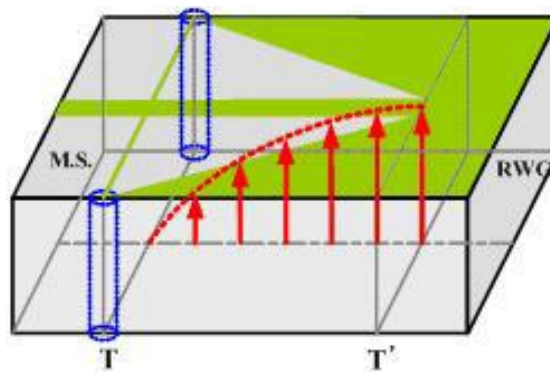


Figure I. 25 Transition micro-ruban au GIS dans la bande Ku [60].

Sur cette figure, la couleur verte présente la forme du conducteur et les flèches rouges montrent la variation du champ électrique.

I.11.2. La Transition micro-ruban au GIS multicouches :

Ding et Wu ont présenté une nouvelle transition dans [61] entre la ligne micro-ruban et le GIS avec des substrats multicouches. Leur conception comporte une transition bicouches entre un GIS en forme conique et une ligne micro-ruban conique. La transition est conçue en prenant compte l'adaptation d'impédance et du champ simultanément. L'impédance caractéristique et la longueur d'onde guidée des lignes de transmissions peuvent être calculées avec une expression de forme limitée qui est basée sur la méthode de résonance transversale [61]. Ces résultats ont été utilisés ensuite pour développer une procédure de conception de ce type de transition. La Figure I. 26 montre la topologie de cette transition.

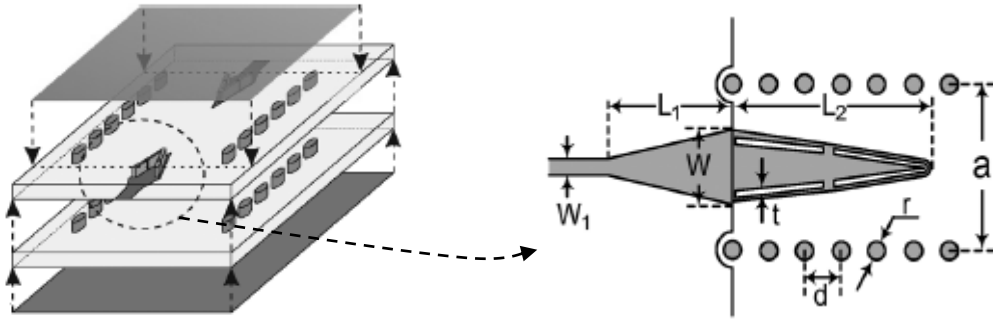


Figure I. 26 Transition micro-ruban au GIS multicouches.

I.11.3. La Transition guide d'ondes coplanaire au GIS :

Deslandes et Wu [62] ont proposé une transition qui peut connecter un guide d'onde coplanaire en masse avec un GIS. Cette transition est composée d'une sonde de courant dans le guide d'onde coplanaire qui descend jusqu'à le plan de masse inférieur du GIS. Le courant de la sonde crée un champ magnétique à l'intérieur du GIS. Ce champ magnétique correspond au champ magnétique du mode TE_{10} dans un guide d'onde et qui se propage aussi dans le GIS. La Figure I. 27 présente la topologie de cette transition.

Les trous métalliques présentés dans la Figure I. 27, numéro {5} forment les murs latéraux du GIS. La sonde du courant est indiquée par {3} à la fin du guide d'onde coplanaire en masse (GCM) présenté par {1}. Des trous métallisés {2} sont placés sur les deux côtés du GCM pour but de supprimer les fuites d'onde indésirable des modes des parois parallèles qui peuvent s'apparaître dans le GCM. Un court-circuit formé avec des trous métalliques {6} est présent à la fin du GIS. La sonde du courant doit être placée à $1/4$ de longueur d'onde par rapport au court-circuit.

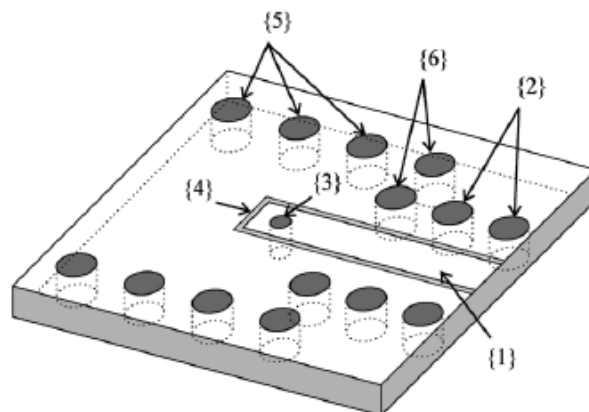


Figure I. 27 Transition guide d'onde coplanaire au GIS.

I.11.4. La Transition guide d'onde rectangulaire au GIS :

Une autre transition largement utilisée dans les systèmes micro-ondes est la transition guide d'onde rectangulaire (GOR) au GIS. Pour concevoir cette transition, la méthode consiste à introduire une fente au niveau de la ligne conductrice d'un GIS comme présenté dans [63]. Cette fente est d'une forme rectangulaire en haut du GIS. Elle est entourée par une cavité GIS rectangulaire, comme illustre la Figure I. 28. La fente est placée au centre de la cavité GIS. Les dimensions de la fente sont plus petites que les dimensions du guide d'ondes rectangulaire.

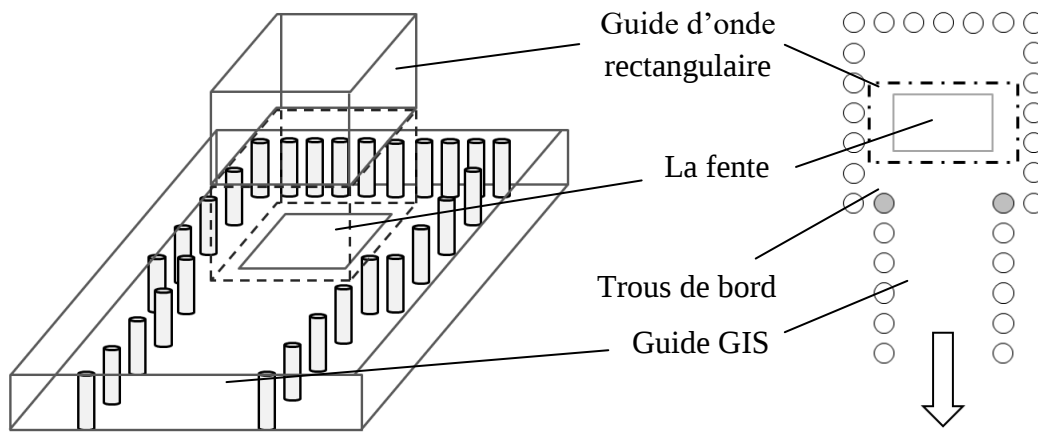


Figure I. 28 Transition guide d'onde rectangulaire au GIS.

I.12. Constante d'atténuation :

Les pertes dans un GIS peuvent être résumées en trois types [64] : pertes du conducteur α_c , pertes dans le diélectrique α_d et pertes de radiation α_r . Les pertes de conducteur et de diélectrique du GIS sont similaires à celles du guide rectangulaire classique, mais pour les pertes de radiation, le GIS est unique.

I.12.1 Pertes dans le conducteur α_c :

Les pertes dans le conducteur sont créées par la conductivité finie dans les parois métalliques supérieure et inférieure, ainsi que dans les trous métalliques. En utilisant les équations dérivées du guide d'ondes rectangulaire classique, les pertes dans le conducteur peuvent être calculées comme suit [64]:

$$\alpha_c = \frac{\sqrt{\pi f \epsilon_0 \epsilon_r}}{h \sqrt{\sigma_c}} \frac{1 + \frac{2(f_0/f)h}{a_{eff}}}{\sqrt{1 - (f_0/f)^2}} \quad (I.13)$$

où : ε_0 est la permittivité diélectrique du vide, ε_r représente la permittivité diélectrique relative du substrat, h est l'épaisseur du GIS, σ_c la conductivité du métal, a_{eff} est la largeur effective du GIS et f_0 est la fréquence de coupure.

I.12.2 Pertes dans le diélectrique α_d :

Les pertes dans le diélectrique sont due au remplissage de GIS avec un diélectrique. Pareille que les pertes dans le conducteur, en utilisant les formules du guide rectangulaire équivalent, nous pouvons calculer ces pertes avec l'équation (I.14) [64]:

$$\alpha_d = \frac{\pi f \sqrt{\varepsilon_r}}{c \sqrt{1 - (f_0/f)^2}} \tan \delta \quad (I.14)$$

Avec : $\tan \delta$ présente la tangente des pertes du diélectrique.

I.12.3 Pertes de radiation α_r :

Les pertes de radiation dans un GIS sont d'origine de l'écart entre les trous métalliques. Puisque ces pertes sont uniques pour le GIS, les formules du guide rectangulaire sont inutiles dans ce cas. Une méthode basée sur la décomposition analytique du mode TE_{10} en deux ondes planes est proposée [64], où les pertes par radiation peuvent être calculées avec l'équation (I.15).

$$\alpha_r = \frac{\frac{1}{a} \left(\frac{d}{a}\right)^{2.84} \left(\frac{p}{d} - 1\right)^{6.28}}{4.85 \sqrt{\left(\frac{2a}{\lambda}\right)^2 - 1}} \quad (I.15)$$

I.13. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons démontré l'intérêt de la technologie des guides d'ondes intégrés dans des substrats pour la conception et la réalisation des composants RF à bas coût, aisément intégrables dans un environnement planaire avec de bonnes performances. Nous avons dressé un état de l'art sur la technologie GIS en commençant par une étude bibliographique historique, suivi par la présentation des différentes formules de conception de cette technologie et enfin les règles de mise au point en basant sur le guide d'onde rectangulaire conventionnel. Cette technologie fournit une grande flexibilité de conception, car plusieurs types de composants en guides d'ondes peuvent être gravés sur le même support au moyen de différents types des transitions. La topologie de cette technologie permet d'atteindre des facteurs de qualité supérieurs à celle des technologies planaires classiques.

Bibliographie du chapitre I :

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, 4th Ed*, 4th Edition. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2011.
- [2] D. Deslandes et K. Wu, « Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 11, n° 2, p. 68-70, févr. 2001.
- [3] K. K. Samanta, D. Stephens, et I. D. Robertson, « Design and performance of a 60-GHz multi-chip module receiver employing substrate integrated waveguides », *Antennas Propag. IET Microw.*, vol. 1, n° 5, p. 961-967, oct. 2007.
- [4] F. Shigeki, « Waveguide line », 06-053 711, févr-1994.
- [5] F. Tischer, « Waveguide and circuit using the waveguide to interconnect the parts », US3771077A, nov-1973.
- [6] A. J. Piloto, K. A. Leahy, B. A. Flanick, et K. A. Zaki, « Waveguide filters having a layered dielectric structure », US5382931A, janv-1995.
- [7] M. Ando, J. Hirokawa, T. Yamamoto, A. Akiyama, Y. Kimura, et N. Goto, « Novel single-layer waveguides for high-efficiency millimeter-wave arrays », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, n° 6, p. 792-799, juin 1998.
- [8] T. Takenoshita et H. Uchimura, « Branch tee dielectric waveguide line », US6380825B1, avr-2002.
- [9] D. Deslandes et K. Wu, « Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides », in *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2001, vol. 2, p. 619-622.
- [10] D. Deslandes et K. Wu, « Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components », in *2002 32nd European Microwave Conference*, 2002, p. 1-4.
- [11] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, et G. Conciauro, « Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 12, n° 9, p. 333-335, sept. 2002.
- [12] X. P. Chen et K. Wu, « Substrate Integrated Waveguide Cross-Coupled Filter With Negative Coupling Structure », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, n° 1, p. 142-149, janv. 2008.
- [13] Z.-C. Hao, W. Hong, J.-X. Chen, X.-P. Chen, et K. Wu, « Compact super-wide bandpass substrate integrated waveguide (SIW) filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 9, p. 2968-2977, sept. 2005.

-
- [14] Y. Cassivi, D. Deslandes, et K. Wu, « Substrate Integrated Waveguide directional couplers », présenté à Asia-Pacific Microwave Conference, Kyoto, Japan, 2002, p. 1409-1412.
- [15] T. Djerafi et K. Wu, « Super-Compact Substrate Integrated Waveguide Cruciform Directional Coupler », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 17, n° 11, p. 757-759, nov. 2007.
- [16] Z. C. Hao, W. Hong, J. X. Chen, X. P. Chen, et K. Wu, « Planar diplexer for microwave integrated circuits », *Antennas Propag. IEE Proc. - Microw.*, vol. 152, n° 6, p. 455-459, déc. 2005.
- [17] H. J. Tang, W. Hong, J. X. Chen, G. Q. Luo, et K. Wu, « Development of Millimeter-Wave Planar Diplexers Based on Complementary Characters of Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide Filters With Circular and Elliptic Cavities », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 4, p. 776-782, avr. 2007.
- [18] X. Xu, R. G. Bosisio, et K. Wu, « A new six-port junction based on substrate integrated waveguide technology », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 7, p. 2267-2273, juill. 2005.
- [19] W. D'Orazio, K. Wu, et J. Helszajn, « A substrate integrated waveguide degree-2 circulator », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 14, n° 5, p. 207-209, mai 2004.
- [20] W. D'Orazio et K. Wu, « Substrate-Integrated-Waveguide Circulators Suitable for Millimeter-Wave Integration », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, n° 10, p. 3675-3680, oct. 2006.
- [21] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu, et T. J. Cui, « Simulation and experiment on SIW slot array antennas », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 14, n° 9, p. 446-448, sept. 2004.
- [22] Y. J. Cheng, W. Hong, et K. Wu, « Design of a Monopulse Antenna Using a Dual V-Type Linearly Tapered Slot Antenna (DVL TSA) », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, n° 9, p. 2903-2909, sept. 2008.
- [23] Y. Cassivi et K. Wu, « Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 13, n° 2, p. 48-50, févr. 2003.
- [24] C. Zhong, J. Xu, Z. Yu, et Y. Zhu, « Ka-Band Substrate Integrated Waveguide Gunn Oscillator », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 18, n° 7, p. 461-463, juill. 2008.

-
- [25] J.-X. Chen, W. Hong, Z.-C. Hao, H. Li, et K. Wu, « Development of a low cost microwave mixer using a broad-band substrate integrated waveguide (SIW) coupler », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 16, n° 2, p. 84-86, févr. 2006.
- [26] H. Jin et G. Wen, « A Novel Four-Way Ka-Band Spatial Power Combiner Based on HMSIW », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 18, n° 8, p. 515-517, août 2008.
- [27] M. Abdolhamidi et M. Shahabadi, « X-Band Substrate Integrated Waveguide Amplifier », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 18, n° 12, p. 815-817, déc. 2008.
- [28] K. Chang, I. Bahl, et V. Nair, *RF and Microwave Circuit and Component Design for Wireless Systems*, 1 edition. New York: Wiley-Interscience, 2002.
- [29] I.-W. Lee, H. Nam, T.-S. Yun, et J.-C. Lee, « Spurious Suppressed Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter Using Stepped-Impedance Resonator », *J. Electromagn. Eng. Sci.*, vol. 10, n° 1, p. 1-5, 2010.
- [30] J. Xiaoma, « Substrate Integrated Waveguide E-Plane Coupling Dual-Mode Cavity Filter Synthesized With Arrays Of Metallic Via Slots », Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique Montreal, Montreal, Canada, 2006.
- [31] D. Vye, « Divine Innovation: 10 Technologies Changing the Future of Passive and Control Components », *Microwave Journal*, nov-2011. .
- [32] D. Deslandes et K. Wu, « Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, n° 2, p. 593-596, févr. 2003.
- [33] D. Deslandes et K. Wu, « Substrate integrated waveguide dual-mode filters for broadband wireless systems », in *Radio and Wireless Conference, 2003. RAWCON '03. Proceedings*, 2003, p. 385-388.
- [34] S. T. Choi, K. S. Yang, K. Tokuda, et Y. H. Kim, « A V-band planar narrow bandpass filter using a new type integrated waveguide transition », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 14, n° 12, p. 545-547, déc. 2004.
- [35] Y. L. Zhang, W. Hong, K. Wu, J. X. Chen, et H. J. Tang, « Novel substrate integrated waveguide cavity filter with defected ground structure », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 4, p. 1280-1287, avr. 2005.
- [36] Z. C. Hao, W. Hong, X. P. Chen, J. X. Chen, K. Wu, et T. J. Cui, « Multilayered substrate integrated waveguide (MSIW) elliptic filter », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 15, n° 2, p. 95-97, févr. 2005.

-
- [37] X. Chen, W. Hong, T. Cui, Z. Hao, et K. Wu, « Substrate integrated waveguide elliptic filter with transmission line inserted inverter », *Electron. Lett.*, vol. 41, n° 15, p. 851-852, juill. 2005.
- [38] D. Stephens, P. R. Young, et I. D. Robertson, « Millimeter-wave substrate integrated waveguides and filters in photoimageable thick-film technology », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 12, p. 3832-3838, déc. 2005.
- [39] W. Che, E. K. N. Yung, et K. Wu, « Millimeter-wave ferrite phase shifter in substrate integrated waveguide (SIW) », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest.*, 2003, vol. 4, p. 887-890.
- [40] S. Germain, D. Deslandes, et K. Wu, « Development of substrate integrated waveguide power dividers », in *CCECE 2003 - Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Toward a Caring and Humane Technology*, 2003, vol. 3, p. 1921-1924.
- [41] F. F. He, K. Wu, W. Hong, H. J. Tang, H. B. Zhu, et J. X. Chen, « A Planar Magic-T Using Substrate Integrated Circuits Concept », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 18, n° 6, p. 386-388, juin 2008.
- [42] D. Deslandes et K. Wu, « Substrate integrated waveguide leaky-wave antenna: Concept and design considerations », in *Asia-Pacific Microwave Conference*, Suzhou, China, 2005.
- [43] B. S. Izquierdo, P. R. Young, N. Grigoropoulos, J. C. Batchelor, et R. J. Langley, « Substrate-integrated folded waveguide slot antenna », in *IWAT 2005. IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials*, 2005, p. 307-309.
- [44] G. Q. Luo *et al.*, « Theory and experiment of novel frequency selective surface based on substrate integrated waveguide technology », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, n° 12, p. 4035-4043, déc. 2005.
- [45] D. Pissort et F. Olyslager, « Study of eigenmodes in periodic waveguides using the Lorentz reciprocity theorem », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, n° 2, p. 542-553, févr. 2004.
- [46] F. Xu, Y. Zhang, W. Hong, K. Wu, et T. J. Cui, « Finite-difference frequency-domain algorithm for modeling guided-wave properties of substrate integrated waveguide », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, n° 11, p. 2221-2227, nov. 2003.

-
- [47] J. R. Bray et L. Roy, « Resonant frequencies of post-wall waveguide cavities », *Antennas Propag. IEE Proc. - Microw.*, vol. 150, n° 5, p. 365, oct. 2003.
- [48] F. Xu et K. Wu, « Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 1, p. 66-73, janv. 2005.
- [49] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, 2nd Ed*, 2nd edition. New York: Wiley, 1997.
- [50] D. Deslandes et K. Wu, « Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, n° 6, p. 2516-2526, juin 2006.
- [51] D. Deslandes, « Étude et développement du guide d'ondes intégré au substrat pour la conception de système en ondes millimétriques », Thèse de doctorat, École polytechnique de Montréal, Montréal, Canada, 2005.
- [52] M. Mbaye, « Conception d'un réseau d'antennes multifaisceaux avec la technologie GIS (Guide intégré au substrat) », Thèse de doctorat, Université du Québec en Outaouais, Gatineau, 2013.
- [53] H. Oraizi et M. T. Noghani, « Design and Optimization of Linear and Planar slot Arrays on Rectangular Waveguides », in *2008 38th European Microwave Conference*, 2008, p. 1304-1307.
- [54] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, 3rd Ed*, 3rd edition. New York: Wiley, 2007.
- [55] S. R. A. Dods, « Bragg reflection waveguide », *JOSA A*, vol. 6, n° 9, p. 1465-1476, sept. 1989.
- [56] G. Stern et R. Elliott, « Resonant length of longitudinal slots and validity of circuit representation: Theory and experiment », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 33, n° 11, p. 1264-1271, nov. 1985.
- [57] L. Yan, W. Hong, K. Wu, et T. J. Cui, « Investigations on the propagation characteristics of the substrate integrated waveguide based on the method of lines », *Antennas Propag. IEE Proc. - Microw.*, vol. 152, n° 1, p. 35-42, févr. 2005.
- [58] D. Deslandes, « Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions », in *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2010, p. 704-707.
- [59] K. Lu, « An efficient method for analysis of arbitrary nonuniform transmission lines », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, n° 1, p. 9-14, janv. 1997.

- [60] H. Nam, T.-S. Yun, K.-B. Kim, K.-C. Yoon, et J.-C. Lee, « Ku-band transition between microstrip and substrate integrated waveguide (SIW) », in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2005, vol. 1, p. 4.
- [61] Y. Ding et K. Wu, « Substrate Integrated Waveguide-to-Microstrip Transition in Multilayer Substrate », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 12, p. 2839-2844, déc. 2007.
- [62] D. Deslandes et K. Wu, « Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substrate integrated rectangular waveguides », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 8, p. 2487-2494, août 2005.
- [63] T. Kai, J. Hirokawa, et M. Ando, « Feed through an Aperture to a Post-Wall Waveguide with Step Structure », *IEICE Trans. Commun.*, vol. E88-B, n° 3, p. 1298-1302, mars 2005.
- [64] M. Bozzi, M. Pasian, et L. Perregrini, « Modeling of losses in substrate integrated waveguide components », in *2014 International Conference on Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO)*, 2014, p. 1-4.

Chapitre II :
Techniques de miniaturisation des
guides d'ondes intégrés dans des
substrats

II.1. Introduction :

Le développement industriel dans les domaines de communication, précisément les communications sans fil, ne cesse de croître ces dernières années. Cela nécessite un développement au niveau des conceptions afin de réduire le coût de fabrication qu'était énorme dans le cas où chaque composant est fabriqué individuellement dans une grande couche de substrat. Un des inconvénients du guide d'onde conventionnel est sa taille énorme par rapport à ces homologues planaires comme les lignes micro-ruban et les lignes coplanaires. Concernant la taille ou le volume d'un GIS, on peut mentionner deux avantages, dont le premier est la possibilité d'utilisation du GIS pour la diminution de la fréquence de coupure en remplissant ce dernier entièrement ou partiellement avec un substrat diélectrique, ce qui permet d'avoir une taille réduite avec un rapport de $1/\sqrt{\epsilon_r}$ comparé au guide d'onde conventionnel remplis d'air [1]. En outre, plus la fréquence de fonctionnement augmente plus le substrat diélectrique utilisé devient moins épais. La taille réelle d'une ligne de transmission, comme les lignes en bandes, peut varier proportionnellement avec la variation de la fréquence. Cependant, le circuit en guide d'onde n'est pas soumis à cette loi.

Dans un guide d'onde à un mode unique, les fréquences de coupure du mode dominant TE_{10} et le premier mode supérieur TE_{20} peuvent être considérés comme les bornes supérieure et inférieure de la bande de fréquences de fonctionnement. Les fréquences de coupure de ces deux modes dans le GIS, comme pour le cas d'un guide d'onde rectangulaire rempli d'air, ne dépendent pas de l'épaisseur du substrat. Elles sont proportionnelles juste au constant diélectrique du substrat qui remplit le guide. Pour cela, le rapport maximal de compression de la taille possible en utilisant cette technique de remplissage ne dépasse pas la fraction $1/\sqrt{\epsilon_r}$ [1]. Cet inconvénient est de plus en plus reconnu lors de fonctionnement en hautes fréquences, ou lorsqu'un substrat fin est utilisé.

Pour pouvoir toujours utiliser les GIS dans les circuits d'intégration, des techniques de miniaturisation ont attiré beaucoup d'attention ces dernières années pour surmonter cette limitation de $1/\sqrt{\epsilon_r}$ dans le but d'augmenter la densité d'intégration.

Dans ce chapitre, quelques techniques de miniaturisation des GIS vont être étudiées telles que : les guides d'ondes intégrés au substrat à iris nommés en anglais «Ridge Substrate Integrated Waveguide», les guides d'ondes intégrés au substrat en demi-mode nommés aussi en anglais «Half-Mode Substrate Integrated Waveguide» et les guides d'ondes intégrés au substrat plié ou «Folded Substrate Integrated Waveguide».

II.2. Guide d'onde Intégré au Substrat à iris :

Un guide d'onde à iris est un guide d'onde rectangulaire uniforme qui contient une ou deux nervures dans l'un de ces murs horizontaux. Ce type de guide d'onde est connu par sa faible fréquence de coupure, sa taille compacte, sa large bande passante et sa concentration du champ dans une petite région [2]. La Figure II. 1 (a) montre un guide d'onde à iris conçu avec l'utilisation des murs conducteurs. L'effet principal de l'introduction de ces murs est de produire une capacitance au niveau de la crête. Cette capacitance affaiblira la fréquence de coupure du mode TE_{10} dans le guide à iris et mène à une faible taille physique par rapport au guide d'onde rectangulaire conventionnel. Le changement des dimensions du mur conducteur, sa largeur s et sa hauteur d , permet de varier la fréquence de coupure de ce guide sans même changer ces dimensions principales a et b . De plus, des modes supérieurs se produisent dans cette discontinuité (iris), la bande de fréquences entre le mode dominant et le premier mode supérieur s'élargit, et donc une large bande passante monomodale est accomplie [3]. Dans la référence [4], la fréquence de coupure, le facteur de qualité ainsi que l'impédance caractéristique sont calculés en utilisant l'équation de la résonance transversale du mode dominant [5].

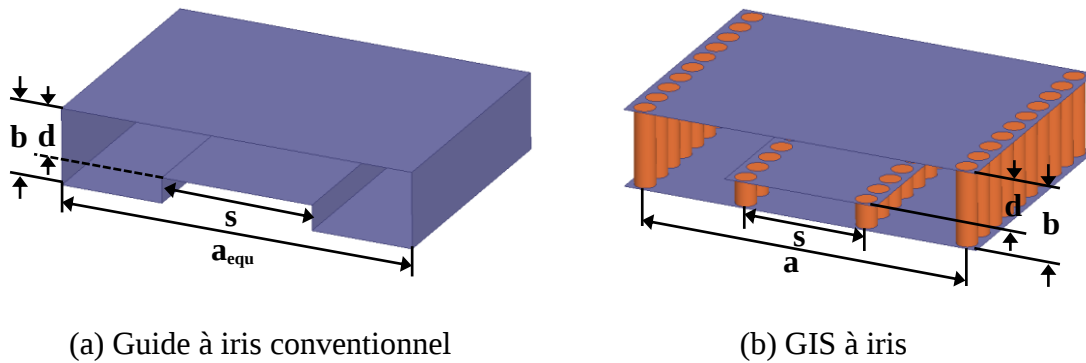


Figure II. 1 Guides d'ondes à iris.

En se basant sur le même principe du guide d'onde à iris, le GIS à iris a été proposé dans [6] dans le but d'améliorer la bande passante des guides par l'introduction des nervures dans le GIS comme montre la Figure II. 1 (b).

Cependant, à cause de l'utilisation d'une nervure, cette structure présente des bandes interdites lorsque la nervure est épaisse ou longue. Ce phénomène réduit la bande passante monomodale utile du GIS, et limite son utilisation pour la conception des interconnexions large bande.

Le calcul de la fréquence de coupure et de l'impédance caractéristique est une étape essentielle pour la conception des guides d'ondes à iris, spécialement pour le mode dominant. Plusieurs recherches ont été menées dans ce contexte. Utsumi a présenté dans [7] une définition de puissance-tension de l'impédance d'un guide d'onde avec un seul iris basée sur la technique variationnelle.

Le domaine de l'analyse spectrale et l'équation intégrale du champ magnétique (MFIE) ont été utilisées pour analyser le guide d'onde à iris dans [8], [9].

Une méthode d'analyse basée sur les éléments finis pour les guides d'ondes à iris est présentée dans [10], [11]. Une autre méthode, qui est la méthode de résonance transversale [5], est souvent utilisée pour son avantage d'une efficacité computationnelle et de sa précision raisonnable, tant que les dimensions de la structure sont dans une plage valide.

Dans ce travail, nous allons présenter une théorie pour le calcul de la longueur d'onde de coupure et de l'impédance caractéristique d'un GIS à un seul iris (Figure II. 1).

II.2.1 Condition de coupure du GIS à un seul iris :

Dans [12], le GIS peut avoir un iris de la même manière qu'un guide d'onde à iris afin de réduire la fréquence de coupure du mode TE_{10} et d'augmenter la bande passante. La Figure II. 1 montre un modèle d'un GIS à iris. Pour une analyse simple et facile, la permittivité relative du substrat est prise à 1.

A. Circuit équivalent et équation des valeurs propres :

Le circuit équivalent d'une section transversale dans un guide d'onde rectangulaire est montré dans la Figure II. 2 [4].

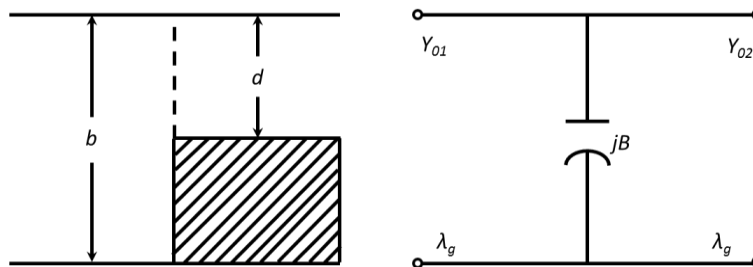


Figure II. 2 Circuit équivalent d'une section transversale d'un guide d'onde rectangulaire à un seul iris.

Les équations qui régissent les conditions de coupure des modes TE_{n0} d'un GIS à un seul iris sont données par :

$$\cot[\pi(a_{equ} - s)/\lambda_c] - (1 - \alpha)\tan[\pi s/\lambda_c] - B/Y_{01} = 0 \quad (II.1)$$

$$\cot[\pi(a_{equ} - s)/\lambda_c] + (1 - \alpha)\cot[\pi s/\lambda_c] - B/Y_{01} = 0 \quad (II.2)$$

avec : $\alpha = d / b$

λ_c est la longueur d'onde de coupure,

a_{equ} est une largeur équivalente résultante de la transformation du GIS en guide d'ondes rectangulaire,

B/Y_{01} représente la discontinuité dans chaque côté de l'iris avec B est une capacité et Y_{01} est une admittance.

Puisque le GIS à un seul iris satisfait définitivement la relation :

$$(a_{equ} - s)/2D \gg 1$$

avec : D est le diamètre des trous métalliques.

Nous obtenons :

$$\frac{B}{Y_{01}} = \frac{4b}{\lambda_c} \left\{ \ln \left[\left(\frac{1-\alpha^2}{1-\alpha} \right) \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)^{(\alpha+1/\alpha)/2} \right] + 2 \frac{A+A'+2C}{AA'-C^2} + \left(\frac{b}{2\lambda_c} \right)^2 \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right)^{4\alpha} \left(\frac{5\alpha^2-1}{1-\alpha^2} + \frac{4\alpha^2 C}{3A} \right)^2 \right\} \quad (II.3)$$

$$A = \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)^{2/\alpha} \frac{1 + \sqrt{1 - (2b/\lambda_c)^2}}{1 - \sqrt{1 - (2b/\lambda_c)^2}} - \frac{1 + 3\alpha^2}{1 - \alpha^2}$$

$$A' = \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)^{2/\alpha} \frac{1 + \sqrt{1 - (2\alpha b/\lambda_c)^2}}{1 - \sqrt{1 - (2\alpha b/\lambda_c)^2}} + \frac{3 + \alpha^2}{1 - \alpha^2}$$

$$C = \left(\frac{4\alpha}{1 - \alpha^2} \right)^2$$

L'équation (II.1) s'applique aux modes TE_{n0} impairs et l'équation (II.2) s'applique aux modes TE_{n0} pairs [13].

Alors que les dimensions du GIS à un seul iris sont connues, les équations transcendantes (II.1) et (II.2) peuvent être résolues numériquement en constituant des programmes correspondants. Ainsi, les longueurs d'onde de coupure des modes TE_{n0} peuvent être atteintes.

B. Longueur d'onde de coupure et bande passante :

Comme un GIS est beaucoup plus mince que le guide d'onde conventionnel, les courbes de la variation des longueurs d'onde de coupure des modes TE_{10} et TE_{20} en fonction de différents rapports b/a_{equ} sont montrées dans la Figure II. 3, dans laquelle les longueurs d'onde de coupure sont normalisées par a_{equ} et les deux rapports s / a_{equ} et $\alpha = d/b$ sont égaux à 0.5 [14].

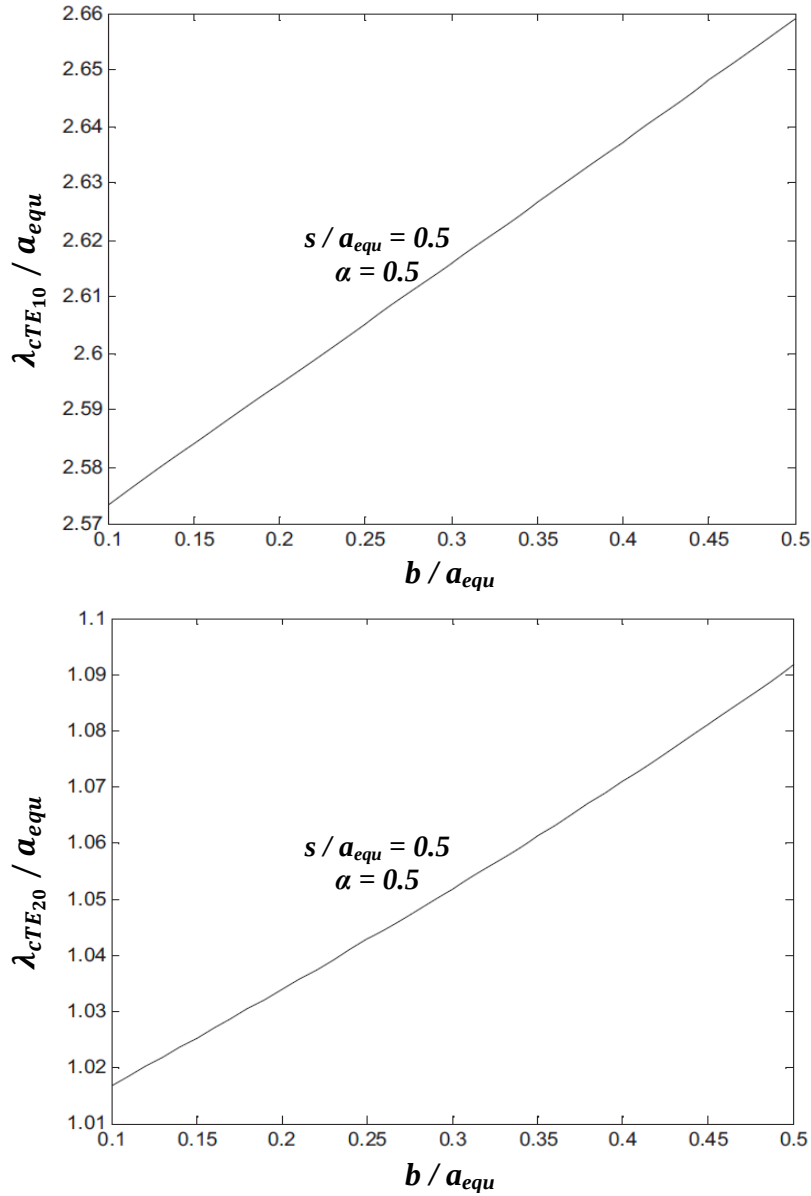


Figure II. 3 Longueurs d'onde de coupe normalisées des modes TE_{10} , TE_{20} avec différents rapports b/a_{equ} [14].

Nous pouvons remarquer qu'il est évident que le rapport hauteur / largeur du guide d'onde affecte faiblement les longueurs d'onde de coupe. Par conséquent, la nervure est utile pour le GIS comme pour le guide d'onde conventionnel.

Comme le GIS ordinaire est très mince, sur la Figure II. 4, les longueurs d'onde de coupe normalisées par a_{equ} sont tracées en fonction de s/a_{equ} avec α est donné pour avoir b/a_{equ} égal à 0.1. Dans le cas où la distance entre les parois latérales et l'iris est bien inférieure à celle entre la masse et l'iris, le couplage entre la paroi latérale et l'iris ne peut être pris en compte, et la valeur du terme normalisé B/Y_{01} est correcte à 1% près [4].

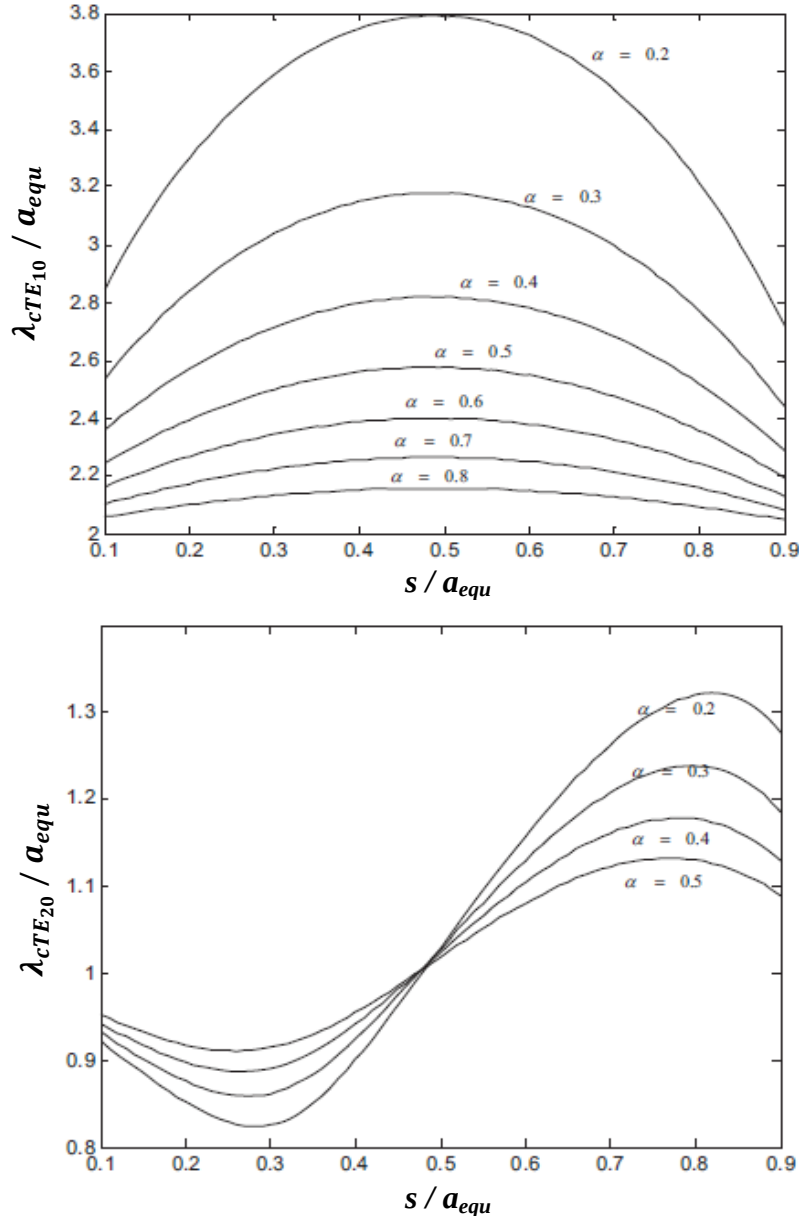


Figure II. 4 Longueur d'onde de coupure normalisée des modes TE_{10} et TE_{20} pour différentes largeurs d'iris [14].

Comme le montre la Figure II. 4, la fréquence de coupure du mode TE_{10} est proportionnelle au rapport entre d et b . Dans le cas où $\alpha = d/b$ est fixe, elle atteint son maximum lorsque s est environ la moitié de a_{equ} . La longueur d'onde de coupure du mode TE_{20} atteint son minimum lorsque le rapport s/a_{equ} est d'environ 0.28, et égale à a_{equ} lorsque s/a_{equ} est fixée à 0.5. Selon la Figure II. 4, nous pouvons facilement déterminer la géométrie appropriée du GIS à iris dont nous avons besoin.

La Figure II. 5 présente la fréquence de coupure et le facteur de qualité pour différents rapports d/b et s/a d'un guide d'onde à iris.

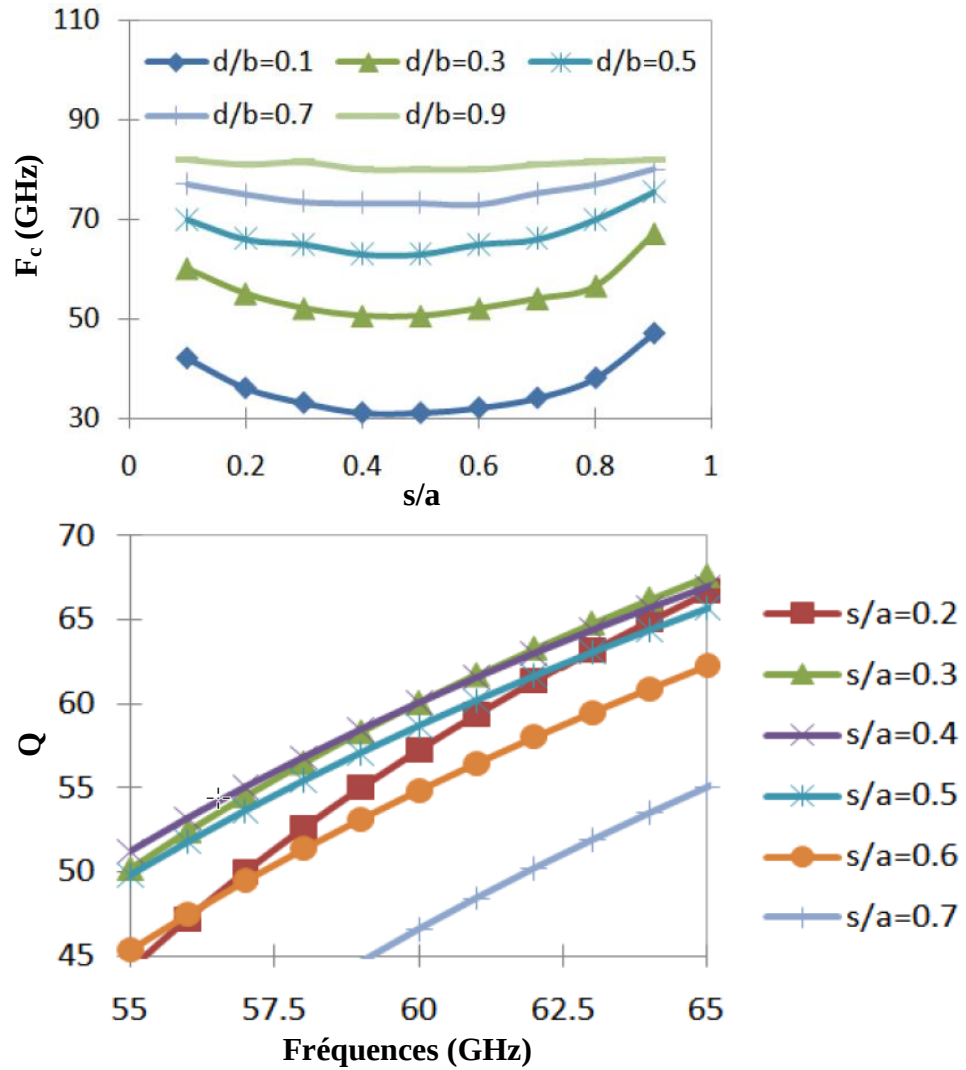


Figure II. 5 Fréquence de coupure et facteur de qualité d'un guide d'onde à iris pour différentes dimensions [1].

Le guide d'onde à iris avec un grand rapport d/b possède une large fréquence de coupure et une faible impédance caractéristique. Similairement au GIS, l'augmentation de l'épaisseur du GIS à iris, ou la variation du rapport d/b , permet d'avoir un meilleur facteur de qualité Q . Cette conclusion est valable pour toutes les structures basées sur la technologie GIS car les pertes dans le conducteur, qui sont les pertes les plus importantes dans ce type de structures, augmentent d'une façon rapide lorsque l'épaisseur du guide d'onde diminue.

Dans un guide d'onde à iris, le taux de compression de taille de la structure dépend des deux rapports s/a et d/b . Ces deux rapports sont limités par les conditions de fabrication. Le rapport s/a est limité par l'espace entre les trous adjacents. Pour l'autre, il est limité par l'épaisseur de la couche de substrat.

II.2.2 L'impédance caractéristique d'un GIS à iris:

Dans la littérature, l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission peut être définie de trois façons :

- Une définition puissance - courant par $Z_{PI} = 2P_t/(II^*)$,
- Une définition tension - courant par $Z_{VI} = V/I$,
- Une définition puissance - tension par $Z_{PV} = (VV^*)/(2P_t)$.

où P_t présente la puissance moyenne, dans le temps, transmise à travers une section transversale, V et I représentent respectivement la tension et le courant. L'étoile (*) signifie le conjugué complexe.

Dans le cas d'une ligne avec un mode transverse électromagnétique (TEM) pure, ces trois définitions sont égales. Pour une ligne de transmission quasi-TEM comme les lignes micro-ruban ou les lignes de transmission qui sont non-TEM comme les guides rectangulaires ou les guides à iris, les valeurs des différentes définitions ne sont pas uniques en raison de la définition arbitraire de la tension ou du courant.

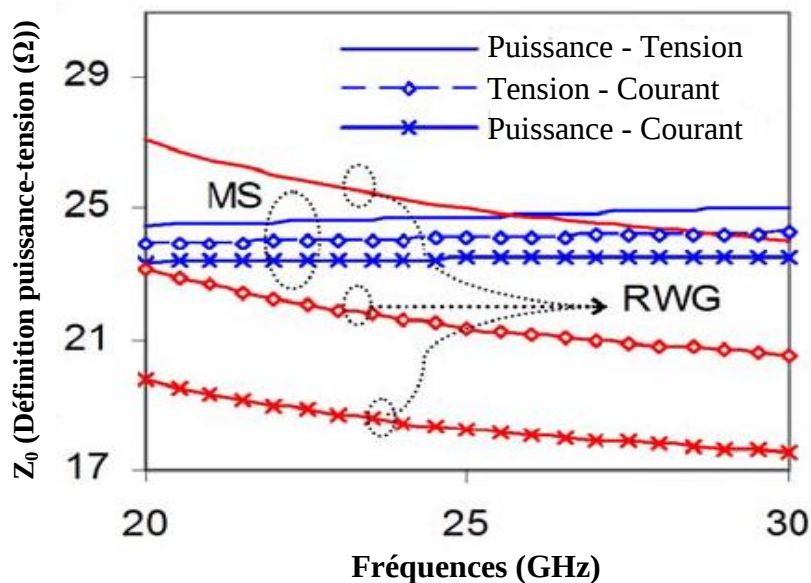


Figure II. 6 Impédances caractéristiques tirées à partir des trois définitions [1].

La Figure II. 6 montre les tracés des trois définitions de l'impédance caractéristique. Pour ces résultats, la largeur de la ligne micro-ruban (MS) était prise égale à la largeur de l'iris en guide d'ondes à iris (RWG) comme montre la Figure II. 7. Avec l'utilisation de la définition puissance – tension, les tracés de la ligne micro-ruban et le guide à iris se croise au niveau de la fréquence d'intérêt ($f = 25.5$ GHz). Cela est dû à la similitude du chemin d'intégration des

portes de tension de ces deux structures comme indique la Figure II. 7 avec des flèches noires en gras.

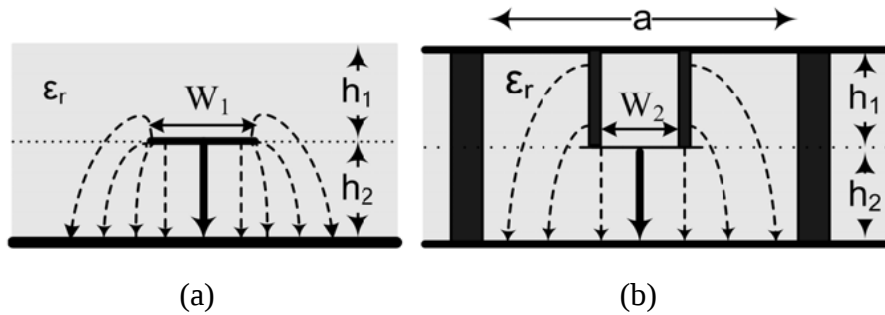


Figure II. 7 Distribution du champ électrique et chemin d'intégration de: (a) Ligne micro-ruban (b) Guide d'onde à iris.

Afin de connecter le GIS à iris à la ligne micro-ruban avec une faible perte, il est nécessaire de déterminer l'impédance du GIS à iris. Puisque le GIS est une ligne de transmission non-TEM, son impédance est liée à la fréquence. L'impédance caractéristique d'un GIS à un seul iris à n'importe quelle fréquence peut être exprimée par la longueur d'onde de fonctionnement et l'impédance à une fréquence infinie [14]:

$$Z_0 = Z(\infty) \cdot \lambda_g / \lambda_c = Z(\infty) / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_c)^2} \quad (\text{II.4})$$

où $Z(\infty)$ est l'impédance caractéristique à une fréquence infinie, λ est la longueur d'onde dans l'espace libre, λ_c est la longueur d'onde de coupure et λ_g est la longueur d'onde guidée.

A. Définition d'impédance multiforme [14] :

L'impédance caractéristique Z_{PI} définie par le rapport puissance / courant est donnée ci-dessous:

$$Z_{PI} = \frac{Z_{VI}^2}{Z_{PV}} \quad (\text{II.5})$$

À une fréquence infinie, l'impédance caractéristique Z_{PV} définie par le rapport puissance et tension est donnée par:

$$Z_{PV}(\infty) = \frac{120\pi^2 d / \lambda_c}{\left[\frac{2d}{\lambda_c} \ln \csc \frac{\pi\alpha}{2} \cos^2 \theta_2 + \frac{\theta_2}{2} + \frac{\sin 2\theta_2}{4} + \alpha \left(\frac{\cos \theta_2}{\sin \theta_1} \right)^2 \left(\frac{\theta_1}{2} - \frac{\sin 2\theta_2}{4} \right) \right]} \quad (\text{II.6})$$

Et l'impédance caractéristique Z_{VI} définie par le rapport tension et courant est donnée par:

$$Z_{VI}(\infty) = \frac{120\pi^2 d / \lambda_c}{\sin \theta_2 + \alpha \left(\frac{B}{Y_{01}} - \tan \frac{\theta_1}{4} \right) \cos \theta_2} \quad (\text{II.7})$$

où : $\theta_1 = \pi(a - s) / \lambda_c$, $\theta_2 = \pi s / \lambda_c$

La Figure II. 8 (a), présente le rapport $Z_0 / Z(\infty)$ en fonction de différentes fréquences normalisées et La Figure II. 8 (b) montre l'impédance $Z_{VI}(\infty)$ en fonction du rapport s/a_{equ} pour différents valeurs de α , où b/a_{equ} est fixé à 0.1 [14].

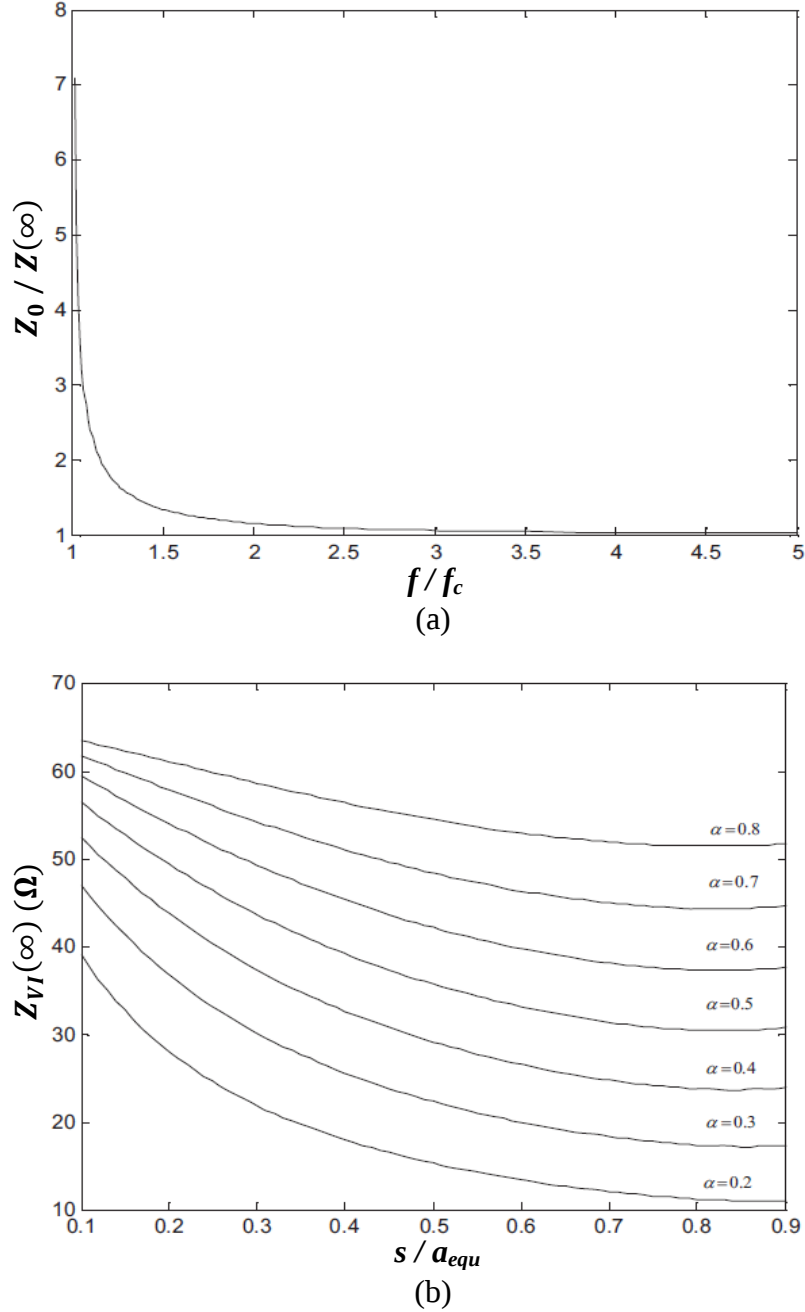


Figure II. 8 Impédances $Z_0 / Z(\infty)$ et $Z_{VI}(\infty)$ d'un GIS à iris [14].

II.3. Guide d'onde Intégrés au Substrat plié :

Un guide d'onde plié peut-être classifié en deux catégories selon la façon de pliage comme le montre la Figure II. 9. Les cas (a) et (c) présentent un pliage du type C, et pour les cas (b) et (d), le pliage est du type T. Owens a proposé dans [15] un guide d'onde plié de 4 couches du

type C (Figure II. 9 (c)), comme une technique de miniaturisation standard pour les applications de faibles fréquences. Cette technique est conçue spécialement pour les guides d'ondes qui possèdent des largeurs plus grandes que leurs hauteurs, qui est le cas des GIS.

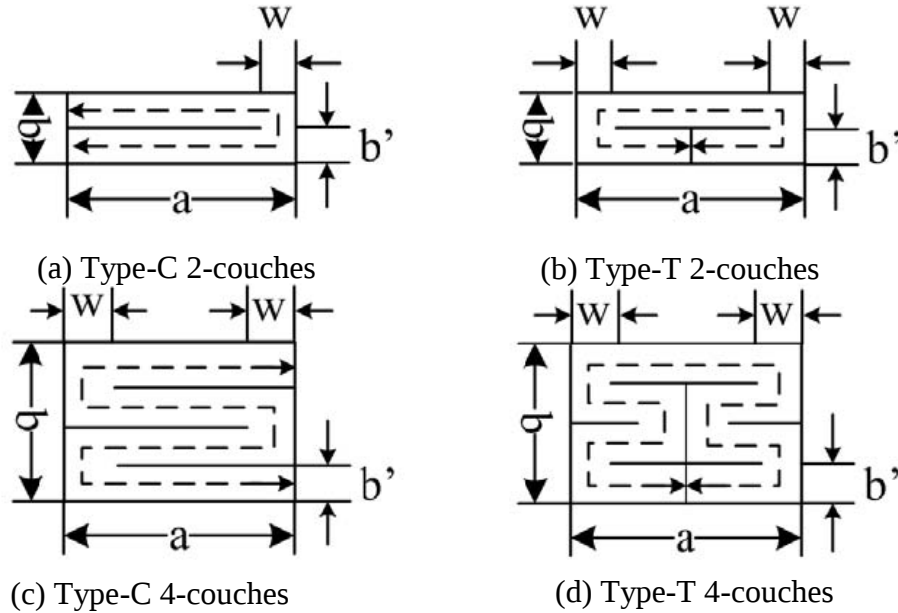


Figure II. 9 Sections transversales des guides d'ondes intégrés aux substrats pliés.

En 2004, Kim et Lee ont proposé la topologie du guide d'onde plié de type C. Cette topologie est présentée dans la Figure II. 9 (a), pour un guide d'onde rectangulaire conventionnel destiné aux applications RF et micro-onde [16]. La première topologie de guide d'onde plié du type T en deux couches a été proposé pour la miniaturisation du GIS dans [17] comme le montre la Figure II. 9 (b). Par la suite, les deux topologies (a) et (d) présentées dans la Figure II. 9 sont implémentées avec un GIS dans le domaine des substrats multicouches dans [18], [19]. Ces structures sont utilisées souvent pour la conception des filtres [18], [20]. Dans [21], un GIS plié de deux couches a été utilisé pour la conception d'une antenne à fente. D'autres topologies de pliage similaire sont utilisées aussi pour le design des résonateurs et des filtres compacts dans [22].

Les lignes en gras dans la Figure II. 9 présentent les surfaces métalliques conductrices. Entre ces coupes transversales, le mode transversal supporté dans chaque type de GIS plié peut être étendu le long d'un chemin approximatif qui est présenté avec les lignes en tirets comme montré sur la Figure II. 9. Les conditions aux limites par rapport aux modes transversaux sont établies par les murs électriques à l'extrémité du chemin. Une largeur équivalente a' peut être utilisée pour le calcul de la fréquence de coupure des modes dominants.

Le rapport de compression d'un GIS plié peut être trouvé par :

$$A = \frac{a'}{a} \quad (\text{II.8})$$

Avec a est largeur physique du GIS plié.

La Figure II. 10 présente la comparaison des caractéristiques de dispersion du mode dominant pour les quatre types des GIS pliés avec celui d'un simple GIS. Toutes ces structures ont la même largeur a et elles sont remplies du même type de substrat. La fréquence de coupure de ces modes dominants est inversement proportionnelle au nombre de plis [1].

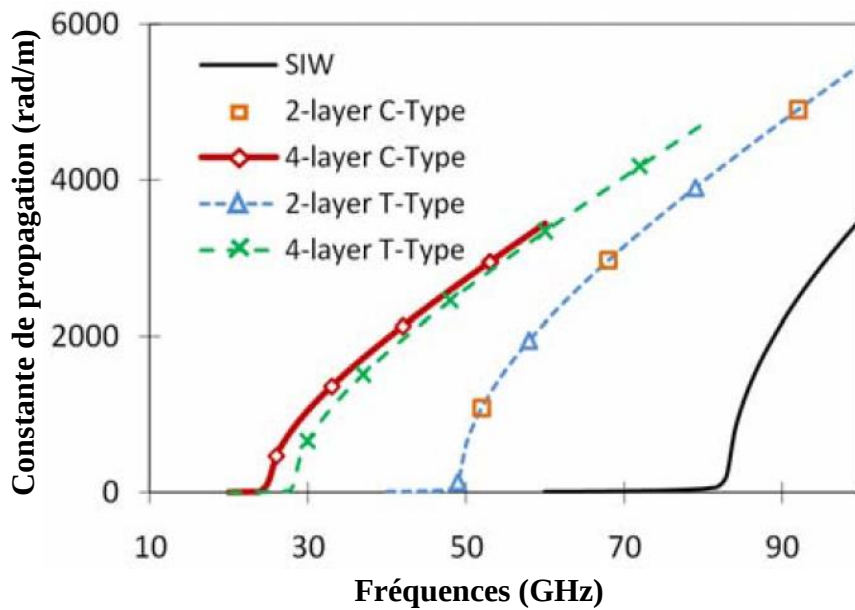


Figure II. 10 Caractéristiques de dispersion des GIS pliés.

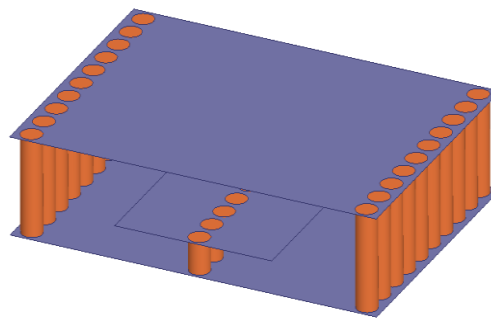
Les deux types de GIS pliés (C et T) peuvent être théoriquement pliés plusieurs fois pour avoir un bon rapport de miniaturisation (compression). Mais dans la pratique, le GIS peut être plié en 2 ou 4 au maximum à cause des pertes et aussi de la complexité de conception et de fabrication. L'insertion des bandes métalliques cause des pertes de conducteur considérables, ce qui mène à la dégradation des performances du GIS plié avec l'augmentation du nombre de plis.

Similaire à la condition de coupure dans le cas d'un guide d'onde rectangulaire standard, un GIS plié vérifie cette condition lorsque sa largeur équivalente a' est proche d'une demi-longueur d'onde. Le mode fondamental dans un GIS plié est analysé dans [18]. Les équations de conception pour un choix des dimensions du GIS plié sont développées dans [23]. Ce guide plié présente des caractéristiques très intéressantes comme les pertes qui sont relativement faibles par rapport aux lignes en bande et la topologie multicouche.

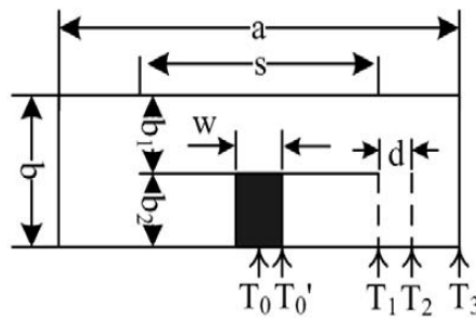
II.3.1 GIS plié en T :

La structure d'un GIS plié en T et sa géométrie comprenant toutes ses dimensions sont présentées dans la Figure II. 11.

Plusieurs travaux de recherche pour l'analyse des paramètres caractéristiques et la détermination du modèle équivalent du GIS plié en T, en se basant sur des travaux précédents sur les guides d'onde de forme T et les guides d'onde à iris, sont menés dans [4], [24]–[26].



(a)



(b)

Figure II. 11 Structures d'un GIS plié en T, (a) à trois dimensions, (b) à deux dimensions.

Plusieurs méthodes d'analyse, comme l'équation d'intégrale aux valeurs propres résolue avec l'application de la méthode Ritz-Galerkin [27], et la méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM : Transmission Line Matrix) [28], sont utilisées pour calculer la constante de propagation et l'impédance d'un guide d'onde de forme T.

La constante d'atténuation α d'un guide d'onde de forme T a été calculée en 1987 par Zhang et Joines [25]. Les pertes inattendues dans ce type de structures limitent la capacité de développement de cette technique de miniaturisation. L'atténuation dans un GIS plié en T est aussi en fonction de la largeur a , la hauteur b et le rapport s/a . Comme dans le cas d'un GIS, un GIS plié en T peut avoir des faibles pertes de conducteur lors d'une utilisation d'un substrat épais, ce qui est la source principale des pertes dans les structures GIS. Une fois le

substrat est choisi, son épaisseur b est fixée, le choix de la largeur a est limitée pour satisfaire la condition du mode unique. Donc, nous pouvons supprimer toutes les pertes d'un GIS plié en T en choisissant le bon rapport s/a qui varie entre 0 et 1 [1].

La Figure II. 12 montre la variation du constant d'atténuation d'un GIS plié en T (Figure II. 11) en fonction de la largeur a et le rapport s/a [1]. A partir de la Figure II. 12, on peut constater que dans le cas où la valeur s/a varie entre [0.7, 0.8], l'atténuation totale du GIS plié en T reste dans un niveau relativement faible. La constante de propagation de ce GIS est aussi proportionnelle au s/a , qui veut dire qu'un GIS plié en T avec un rapport s/a dans cette plage possède un meilleur facteur de qualité.

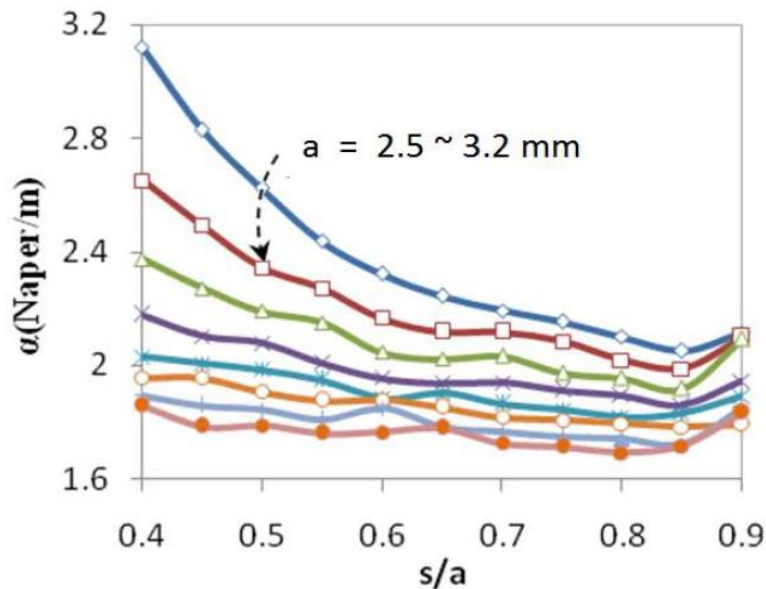


Figure II. 12 Variation d'atténuation en fonction de a et s/a .

II.3.2 GIS plié en C :

La géométrie d'un GIS est représentée sur la Figure II. 13 (a) et celle d'un GIS plié en C sur la Figure II. 13 (b), avec a_2 étant la largeur du GIS plié en C et g' étant l'espace entre la couche du métal centrale et la paroi latérale cylindrique droite. L'épaisseur $2h$ du GIS plié en C de la Figure II. 13 (b) est le double de celle du GIS de la Figure II. 13 (a), tandis que sa largeur a_2 est presque égale à la moitié de a' .

A. Conversion du GIS (planaire et plié) en guides d'ondes rectangulaire :

Pour l'opération de pliage, et afin d'éviter toutes distractions des parois de cylindre, la paroi de cylindres est supposée comme un mur solide dans le guide d'ondes (GOR et GORP, régulier et plié). Cela est équivalent à avoir un rayon du cylindre $d/2$ égal à un quart de l'espacement entre les trous métalliques p comme montrer dans les Figure II. 13 (a) et (b) [13].

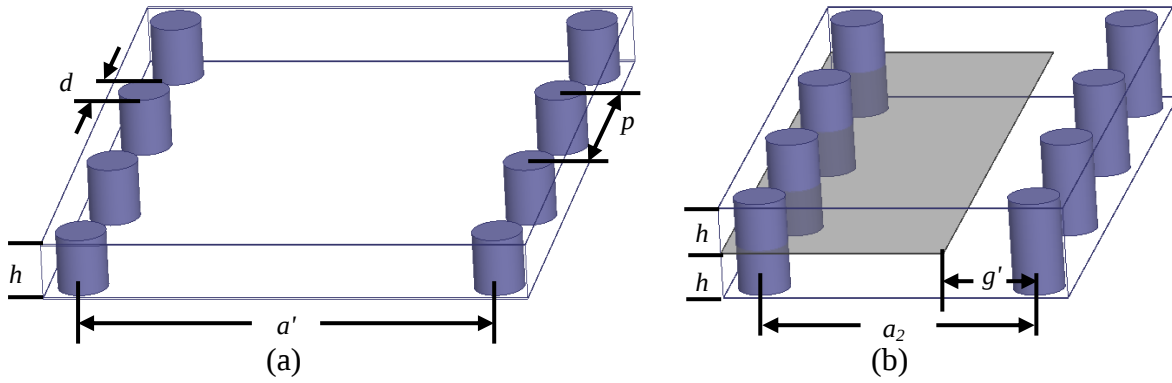


Figure II. 13 Configuration des GIS, (a) planaire, (b) plié.

B. Conversion d'un guide d'ondes plié en un guide d'ondes à iris de murs solides :

Cette conversion est réalisée par une asymptote synthétique construite en plusieurs étapes à partir de deux asymptotes régulières, proche et lointain. Les symboles a et g désignent la largeur du guide d'onde au mur solide et l'espacement entre l'iris et le mur solide (Figure II. 14).

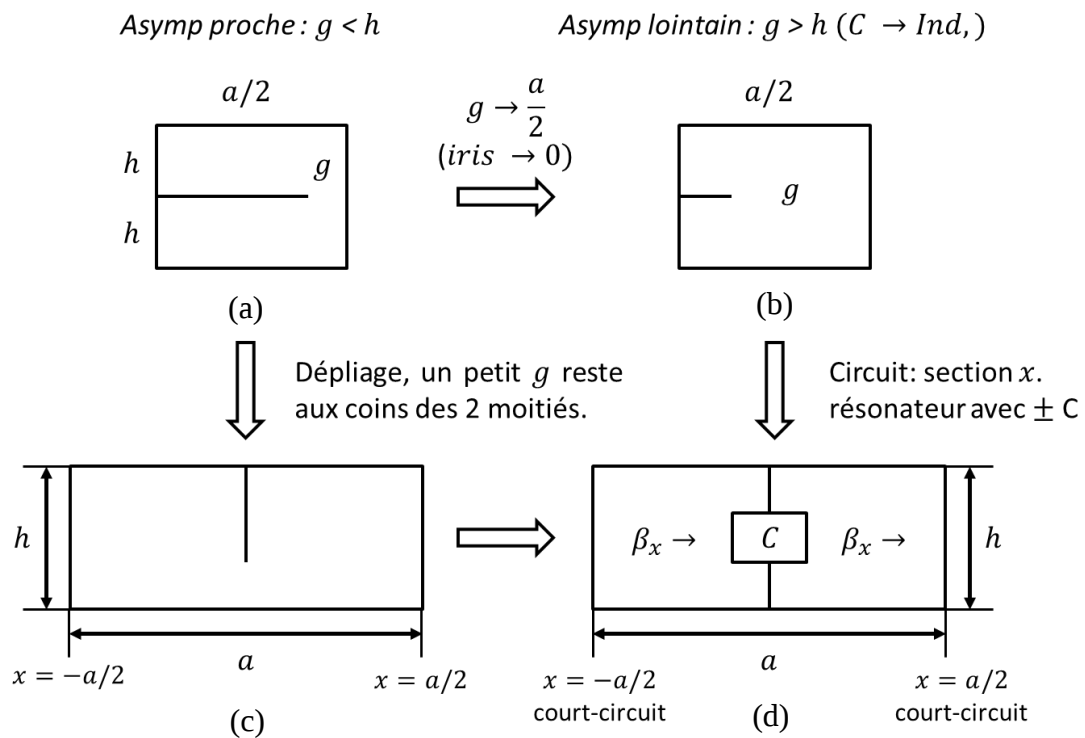


Figure II. 14 Coupes transversales du GORP avec : (a) Asymptote proche et (b) Asymptote lointain. (c) Dépliage d'asymptote proche du GORP. (d) Circuit de résonance équivalent des asymptotes proche et lointaine.

Asymptote proche : avec la paroi solide, tant que l'espace g est asymptotiquement petit, il est connu d'après [14] que la propagation d'un GORP de la Figure II. 14 (a) est équivalente à un guide d'ondes à iris fin (Figure II. 14 (c)). Le petit espace donne une capacité C ; ensuite, comme le montre la Figure II. 14 (d), la section transversale de ce guide d'ondes à iris est équivalente à une transmission bidimensionnelle avec un C shunt au milieu.

La ligne de transmission 2D [15] est identique à la ligne de transmission classique en 3D, sauf que la capacité distribuée est en $(F/m)/m$ ou F/m^2 . Le $"/m$ supplémentaire correspond à la troisième direction. Un $"/m$ supplémentaire similaire doit être inclus dans l'inductance distribuée et la capacité parallèle C (Figure II. 14 (d)).

Le champ électrique à travers le petit espace g est un courant magnétique I_m le long de la troisième direction. La dualité $Z/Y = \mu/4\epsilon$ (entre les courants magnétiques d'une antenne à fente et les courants électriques d'une antenne dipôle) indique que la capacité C est:

$$C = (4 \cdot 2) \left(\frac{\epsilon}{2\pi} \right) \ln \left(\frac{2h}{2g} \right) = (4\epsilon/\pi) \ln(h/g) \quad (II.9)$$

où le premier facteur de 4 vient de la dualité ci-dessus et la loi d'Ampère du courant magnétique I_m , le deuxième facteur de 2 et l'espacement g doublant à $2g$ et l'épaisseur de guidage h à $2h$ provient de la reproduction de l'écart sur la Figure II. 14 (a), et l'effet de C est nul lorsque $g \approx h$ à partir de l'équation empirique (II.9) [14].

Asymptote lointain : Sur la Figure II. 14 (b), l'espace g est asymptotiquement grand quand g est proche de $a/2$. Cela donne une série de conséquences comme suit:

- 1) L'iris disparaît;
- 2) La longueur de la ligne de transmission bidimensionnelle équivalente devient $a/2$;
- 3) Cette longueur de résonance $a/2$ peut être efficacement obtenue dans le circuit de la Figure II. 14 (d) en considérant $C \rightarrow -\infty$;
- 4) Cette $C \rightarrow -\infty$ de l'asymptote lointaine ($g \rightarrow a/2$) peut être obtenue en remplaçant la variable h par $h(1-2g/a)$ dans l'équation (II.9) sans perturber la valeur C de l'asymptote proche ($g \rightarrow 0$).

Asymptote synthétique : La combinaison des asymptotes proche et lointaine donne alors :

$$C = \frac{4\epsilon}{\pi} \ln \left[\frac{h(1-\frac{2g}{a})}{g} \right] \quad (II.10)$$

Jusqu'à ce point, la dérivation n'a pris en compte que les principaux champs de la structure; en conséquence, certains champs marginaux mineurs ont été négligés. Cette négligence est facilement corrigée en introduisant un petit facteur c_f dans l'équation (II.10) pour obtenir ce qui suit:

$$C = \frac{4\varepsilon}{\pi} \ln \left[\frac{h \left(1 - \frac{2g}{a} \right)}{c_f g} \right] \quad (\text{II.11})$$

L'analyse dans [23] a montré que le facteur c_f change lentement avec différents types de murs, solides ou de cylindres, pliés ou non pliés.

C. Constante de propagation β d'un GORP (Guide d'Ondes Rectangulaire Plié) :

L'admittance caractéristique de la ligne de transmission bidimensionnelle le long de la section transversale d'un guide d'ondes où se propage le mode fondamental TE_{10} est donné par :

$$Y_{z/y} = \frac{H_z}{hE_y} = \frac{\sin\theta}{h} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \cos\theta = \frac{\beta}{k_\varepsilon} \quad (\text{II.12})$$

où $k_\varepsilon = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ est la constante de propagation dans un milieu homogène ε et β est la constante de propagation le long du GIS. Dans la Figure II. 14 (d), avec un court-circuit à chaque extrémité et une capacité C centrale, la ligne de transmission 2D est une cavité avec une constante de propagation transversale β_x donnée par:

$$-jY_{z/y} \cot(\beta_x a/2) + j\omega C/2 = 0 \quad (\text{II.13})$$

β_x est la constante de propagation transversale le long de l'axe x .

En utilisant les deux équations (II.11) et (II.12), β_x de l'équation (II.13) peut être réécrite comme suit:

$$\beta_x = \frac{2}{a} \cot^{-1} \left(\frac{2\omega h}{\pi \sin\theta} \sqrt{\mu\varepsilon} \ln \left[\frac{h \left(1 - \frac{2g}{a} \right)}{c_f g} \right] \right) \quad (\text{II.14})$$

avec :

$$\sin\theta = \sqrt{1 - \cos^2\theta} = \frac{\pi/a}{\omega\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (\text{II.15})$$

Si la constante de propagation β_x est connue, la constante de propagation β le long du GORP est donnée par :

$$\beta = \sqrt{k_\varepsilon^2 - \beta_x^2} \quad (\text{II.16})$$

La fréquence de coupure $f_c (= \omega_c/2\pi)$ apparaitre lorsque la constante de propagation β est égale à zéro. À partir de l'équation (II.14), la fréquence de coupure f_c est donnée par :

$$\pi f_c \sqrt{\mu\epsilon} = \frac{1}{a} \cot^{-1} \left(4 f_c h \sqrt{\mu\epsilon} \ln \left[\frac{h(1-\frac{2g}{a})}{c_f g} \right] \right) \quad (\text{II.17})$$

L'équation (II.17) finalise la dérivation du GORP de la Figure II. 14 (a) obtenu après le pliage du GOR de la Figure II. 14 (c).

Pour la conception d'un circuit compact, la largeur $a/2$ du GORP de la Figure II. 14 (a) (même chose pour le GIS plié) peut être limitée pour une certaine bande passante supérieure à sa fréquence de coupure f_c . Il peut être nécessaire de trouver une formule de l'espacement g pour satisfaire ces exigences. À partir de la formule de fréquence de coupure (II.17), on obtient :

$$\ln \left[\frac{h(1-\frac{2g}{a})}{c_f g} \right] = \frac{\cot(a\pi f_c \sqrt{\mu\epsilon})}{4 f_c h \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (\text{II.18})$$

Après une manipulation mathématique simple de l'équation (II.18), pour obtenir une propagation au-dessus de la valeur de coupure f_c , on obtient l'espacement requis qui est donné de la manière suivante :

$$g = \frac{ah}{2h + c_f a e^{\frac{\pi^2}{2ah\omega^2\mu\epsilon} \cot(\frac{a}{2}\sqrt{\omega^2\mu\epsilon - \beta^2})}} \quad (\text{II.19})$$

L'espacement g présenté dans l'équation (II.19) est utilisé dans la suite pour calculer les dimensions de GIS plié dans (II.23) et (II.24).

D. Conversion du guide d'ondes plié (GORP) en GIS plié :

Les Figures II.14 (a) à (c) montrent le pliage du GOR à iris en GORP. Lors du pliage du GIS en GIS plié, nous pouvons remarquer qu'en plus des deux parois latérales des cylindres d'origine, une paroi supplémentaire est créée dans la Figure II. 14 (a), à droite du GIS plié. Ceci correspond à la Figure II. 14 (c) du GIS, ainsi qu'au GOR (avec iris), un ensemble de cylindres en court-circuit à travers une fente le long de la ligne médiane longitudinale du mur inférieur.

Pour une petite épaisseur de guide d'onde h (Figure II. 14 (a)), la fente centrale dans la Figure II. 14 (c) est étroite. Une ligne à fentes classique en GOR a exactement la même coupe avec peu d'effet mesurable sur la propagation (avec ou sans l'iris). L'effet est encore plus petit avec l'ensemble des cylindres en court-circuit à travers la fente.

L'argument ci-dessus indique que la même conversion d'une paroi de cylindre en paroi solide équivalente du GIS en GOR peut être appliquée de la même manière à la version pliée de GIS plié en GORP. La conversion réelle est maintenant donnée dans l'équation (II.20).

$$\begin{aligned} a' &= \frac{2a}{\pi} \cot^{-1} \left(\frac{\pi p}{4a} \ln \frac{p}{2d} \right) \\ a &= a' + \frac{p}{2} \ln \frac{p}{2d} \\ \Delta &= a' - a \end{aligned} \quad (II.20)$$

où Δ est la différence de largeur entre le GIS et son GOR équivalent (Figure II. 13 (a)). Le même Δ s'applique lors de la transformation du GORP au GIS plié car après le pliage, le GIS plié a toujours des parois de cylindres métalliques sur les deux côtés opposés, comme indiqué sur la Figure II. 13 (b). Également, a' est la largeur du GIS, p est l'espacement entre les cylindres adjacents, d est le diamètre du cylindre et a est la largeur du GOR équivalent.

La constante de propagation du GIS plié est donnée par :

$$\beta_{GISP} = \sqrt{\omega^2 \mu \varepsilon - \left[\frac{2}{a} \cot^{-1} \left(\frac{\mu a h \omega^2}{2\pi} C \right) \right]^2} \quad (II.21)$$

La fréquence de coupure du mode fondamental TE_{10} dans le GIS plié est :

$$\pi f_c \sqrt{\mu \varepsilon} = \frac{1}{a} \cot^{-1} \left(4 f_c h \sqrt{\mu \varepsilon} \ln \left[\frac{h}{c_f} \left(\frac{1}{g} - \frac{2}{a} \right) \right] \right) \quad (II.22)$$

Alors que les équations (II.21) et (II.22) caractérisent le GIS plié, le paramètre d'espacement g est toujours celui du GORP. Pour le GIS plié, l'écart g' est le suivant:

$$g' = g + \frac{\Delta}{2} = \frac{ah}{2h + c_f a e^{\frac{(a')^2}{2ah} \cot(\frac{\pi a}{2a'})}} + \frac{a' - a}{2} \quad (II.23)$$

En utilisant les équations (II.23), ainsi que (II.21) et (II.22), les caractéristiques de dispersion et de coupure du GIS plié peuvent être calculées.

De plus, compte tenu de l'écart de largeur entre le GIS et son équivalent en GOR, la largeur a_2 du GIS plié est donc exprimée comme suit :

$$a_2 = \frac{a'}{2} + \frac{a' - a}{2} = a' - \frac{a}{2} \quad (II.24)$$

Comme dans le cas d'un GIS : l'espacement entre cylindres p dans le GIS plié doit être inférieur à $\lambda/20$ et inférieur à $2d$ [23].

II.4. Guides d'ondes Intégrés aux Substrats en demi-mode :

Le guide d'onde intégré dans un substrat en demi-mode (en anglais HMSIW) est proposé en 2006 par Hong dans [29]. La structure d'un GIS en demi-mode est présentée dans la Figure II. 15 (c). Cette technique est largement utilisée pour la conception des diviseurs de puissance, des filtres, des antennes et des coupleurs 3dB. La comparaison entre les topologies d'un GIS, d'une ligne micro-ruban et de GIS en demi-mode est présentée dans la Figure II. 15. Le GIS en demi-mode peut être considéré comme la moitié d'un GIS comme montre la Figure II. 15 (a).

Le mode dominant dans le guide d'onde rectangulaire dans un plan symétrique le long de la direction de propagation peut être considéré comme un mur magnétique équivalent. Dans une structure en GIS, le rapport de la largeur w sur la hauteur h est généralement très large quand un GIS est bissecté en deux moitiés le long du plan central, l'ouverture résultante entre les plans haut et bas est très proche à un mur magnétique. Le mode dominant dans une telle structure est simplement la moitié du mode dominant TE_{10} dans un GIS complet. Dans la région proche de l'ouverture, le champ est propagé un peu en dehors de la structure pour satisfaire ses conditions aux limites.

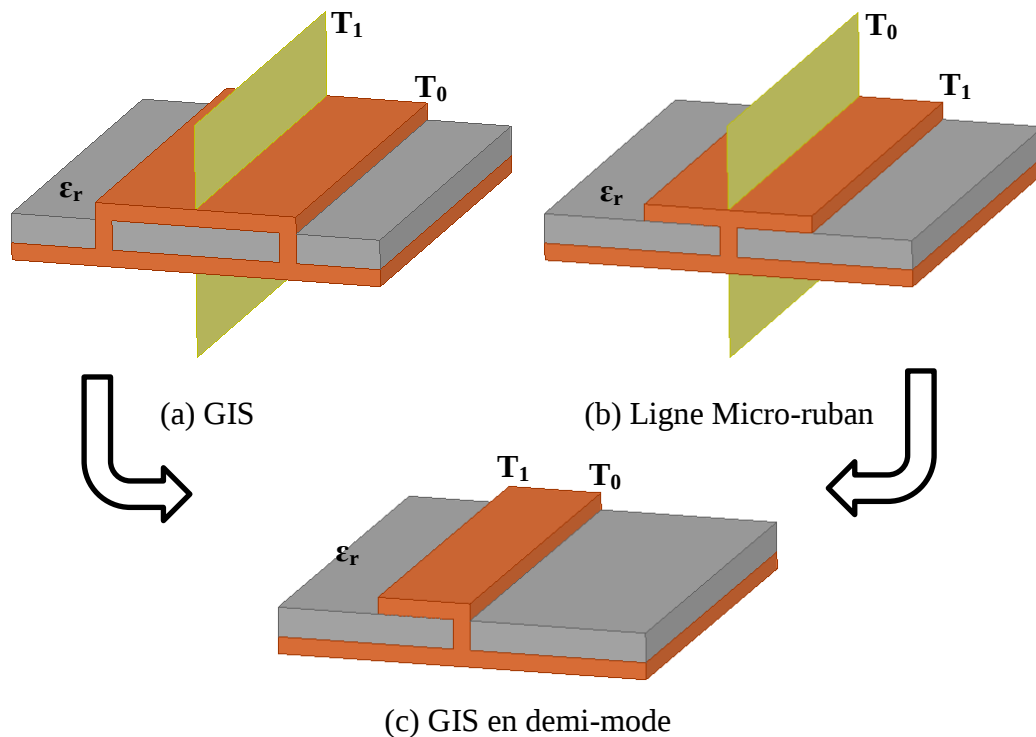


Figure II. 15 Relation entre le GIS, la ligne micro-ruban et le GIS en demi-mode.

Les plans T_0 et T_1 sont respectivement un mur électrique et un mur magnétique.

Dans la référence [30], les propriétés d'un GIS en demi-mode ont été étudiées systématiquement (Figure II. 16). Les composantes du champ du mode dominant à l'intérieur du GIS en demi-mode peuvent être calculés comme suit :

$$E_{y,(0.5,0)} = A\beta_x \sin[\beta_x(w-x)]e^{-j\beta_z z} \quad (\text{II.25.1})$$

$$H_{x,(0.5,0)} = \frac{-A\beta_x\beta_z}{\omega\mu} \sin[\beta_x(w-x)]e^{-j\beta_z z} \quad (\text{II.25.2})$$

$$H_{z,(0.5,0)} = \frac{A(\epsilon_r k_0^2 - \beta_z^2)}{j\omega\mu} \cos[\beta_x(w-x)]e^{-j\beta_z z} \quad (\text{II.25.3})$$

avec :

$$\beta_x = \frac{\pi}{2(w-a)}$$

$$\beta_y = 0$$

$$\beta_z = \sqrt{k_0^2 \epsilon_r - \frac{\pi^2}{4(w-a)^2}}$$

avec : $0 \leq x \leq w$, l'indice (0.5,0) indique le demi-mode, ω est la pulsation, μ est la perméabilité du substrat, A est l'amplitude, $k_0 = (2\pi f)/c$ est le nombre d'ondes dans l'espace libre et a est la coordonnée- x de la position du champ électrique maximal le long de la coupe transversale du GIS en demi-mode.

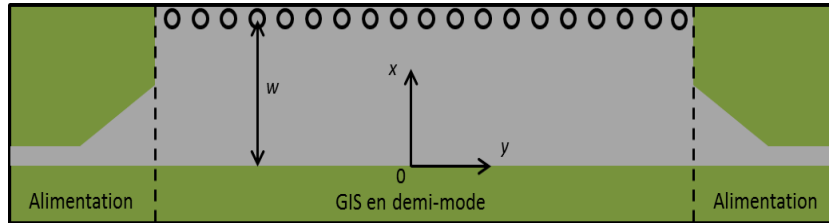


Figure II. 16 Géométrie d'un GIS en demi-mode.

À partir des équations (II.25) et en se basant sur la Figure II. 16, l'origine des coordonnées est mis à droite dans le milieu de la partie ouverte du GIS en demi-mode. Les composantes du mode TE_{mn} dans un GIS conventionnel (de largeur $2w$) sont données par :

$$E_x = A_{mn} \frac{\beta_y}{\epsilon} \cos[\beta_x(w-x)] \sin\left[\beta_y\left(y - \frac{h}{2}\right)\right] e^{-j\beta_z z} \quad (\text{II.26.1})$$

$$E_y = -A_{mn} \frac{\beta_x}{\epsilon} \sin[\beta_x(w-x)] \cos\left[\beta_y\left(y - \frac{h}{2}\right)\right] e^{-j\beta_z z} \quad (\text{II.26.2})$$

$$E_z = 0 \quad (\text{II.26.3})$$

$$H_x = A_{mn} \frac{\beta_x\beta_z}{\omega\mu\epsilon} \sin[\beta_x(w-x)] \cos\left[\beta_y\left(y - \frac{h}{2}\right)\right] e^{-j\beta_z z} \quad (\text{II.26.4})$$

$$H_y = A_{mn} \frac{\beta_y \beta_z}{\omega \mu \varepsilon} \cos[\beta_x(w-x)] \sin\left[\beta_y\left(y - \frac{h}{2}\right)\right] e^{-j\beta_z z} \quad (\text{II.26.5})$$

$$H_z = -jA_{mn} \frac{\beta_c^2}{\omega \mu \varepsilon} \cos[\beta_x(w-x)] \cos\left[\beta_y\left(y - \frac{h}{2}\right)\right] e^{-j\beta_z z} \quad (\text{II.26.6})$$

avec :

$$\beta_x = \frac{m\pi}{2w}$$

$$\beta_y = \frac{n\pi}{h}$$

$$\beta_z = \sqrt{\beta^2 - \left[\left(\frac{m\pi}{2w}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2\right]}$$

Avec : $-w \leq x \leq w$, $-\frac{h}{2} \leq y \leq \frac{h}{2}$.

En comparant les équations (II.25) et (II.26), nous pouvons remarquer que la grande différence entre les deux structures réside dans le fait que le terme $y - \frac{h}{2}$ est proche de 0 lorsque le substrat est trop mince, ce qui nous mène à :

$$\sin\left[\beta_y\left(y - \frac{h}{2}\right)\right] \approx 0 \text{ et } \cos\left[\beta_y\left(y - \frac{h}{2}\right)\right] \approx 1.$$

La constante de phase et la fréquence de coupure du mode dominant dans un GIS en demi-mode peuvent être calculées par [30] :

$$\beta_{z,TE_{0.5,0}} = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_r - \left(\frac{\pi}{2w_{eff,GISDM}}\right)^2} \quad (\text{II.27})$$

$$f_{c,TE_{0.5,0}} = \frac{c}{4\sqrt{\varepsilon_r} w_{eff,GISDM}} \quad (\text{II.28})$$

où : la largeur effective du GIS en demi-mode $w_{eff,GISDM}$ est donnée par :

$$w_{eff,GISDM} = \frac{w_{eff,GIS}}{2} + \Delta w \quad (\text{II.29})$$

avec : $w_{eff,GIS}$ est la largeur d'un GIS conventionnel.

Une largeur additionnelle Δw est ajoutée due à l'effet de frange au niveau du bord ouvert du GIS en demi-mode et peut être estimée par [30] :

$$\Delta w = \left(0.05 + \frac{0.30}{\varepsilon_r}\right) h \times \ln\left(0.79 \frac{w_{eff,GISDM}^2}{h^3} + \frac{104w_{eff,GISDM}^{-2.61}}{h^2} + \frac{38}{h} + 2.77\right) \quad (\text{II.30})$$

où : $w'_{eff,GISDM} = w_{eff,GIS}/2$.

La Figure II. 17 montre le principe d'un GIS en demi-mode. Comme montre cette figure, le GIS passe par trois étapes pour qu'il se transforme en GIS en demi-mode.

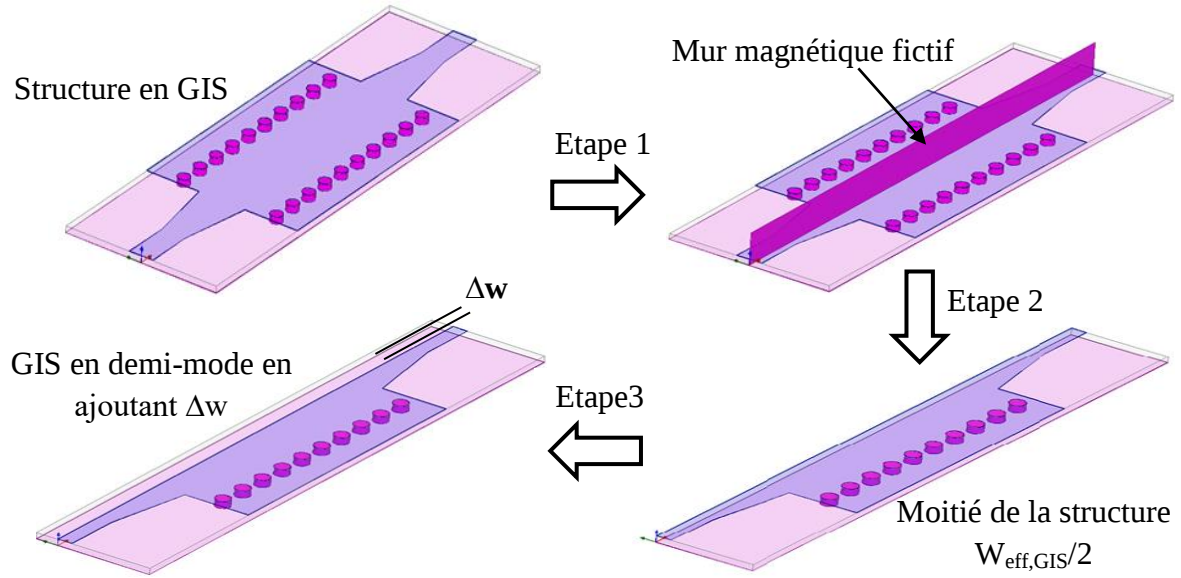


Figure II. 17 Principe du GIS en demi-mode obtenu à l'aide du logiciel HFSS.

La fréquence de coupure du premier mode supérieur $TE_{1.5,0}$ peut être déterminé par :

$$f_{c,TE_{1.5,0}} = \frac{3c}{4\sqrt{\epsilon_r}w_{eff,GISDM}} \quad (II.31)$$

A partir des équations (II.28) et (II.31), nous pouvons remarquer que la fréquence de coupure du premier mode supérieur est trois fois plus grande que celle du mode fondamental dans le GIS en demi-mode. Par conséquent, si nous négligeons la suppression des modes supérieurs, un GIS en demi-mode avec une largeur w a une bande de fréquences de fonctionnement monomodale approximativement le double d'un GIS avec une largeur $2w$ [30].

II.4.1 Conception d'un GIS en demi-mode :

Pour étudier les caractéristiques de propagation du GIS en demi-mode, deux structures ont été étudiées numériquement en utilisant le logiciel de conception Ansoft HFSS. La première est conçue dans la bande X, avec une largeur de 7 mm et une hauteur de 0.508 mm. La deuxième est conçue dans la bande Ka, avec une largeur de 2.35 mm et une hauteur de 0.254 mm. Le diamètre des trous métalliques est de 0.5mm. La permittivité relative du substrat utilisé pour les deux structures est 2.2.

La distribution du champ électrique du mode $TE_{0,5,0}$ dans un GIS en demi-mode est présentée dans la Figure II. 18. Nous pouvons remarquer que la distribution du champ électrique est similaire à la moitié du mode fondamental TE_{10} dans un GIS conventionnel. C'est aussi une autre cause de son appellation en GIS en demi-mode.

La seule différence signifiante est la distorsion du champ (effet de bord) qui est visible au niveau de l'ouverture du GIS en demi-mode et près des trous métalliques.

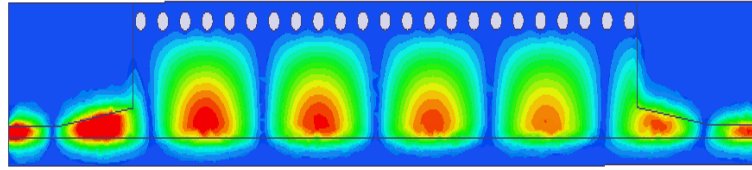


Figure II. 18 Distribution du champ électrique dans un GIS en demi-mode.

La constante de phase des deux structures du GIS en demi-mode étudiées précédemment est calculée en utilisant l'équation (II.27) et extraite aussi par le logiciel de conception HFSS. Les résultats sont comparés dans les Figure II. 19 et II. 20. La valeur de x/w est estimée dans l'intervalle $[0.05 - 0.15]$ [31].

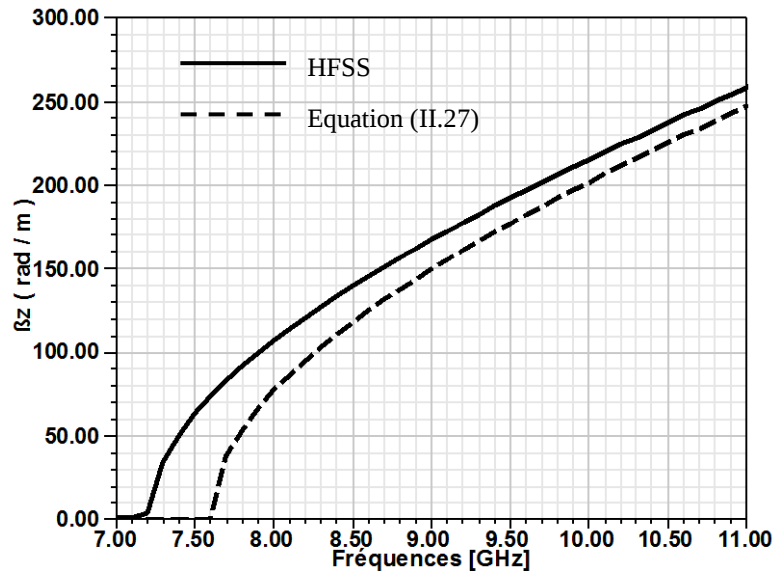


Figure II. 19 La constante de phase du GIS en demi-mode dans la bande X.

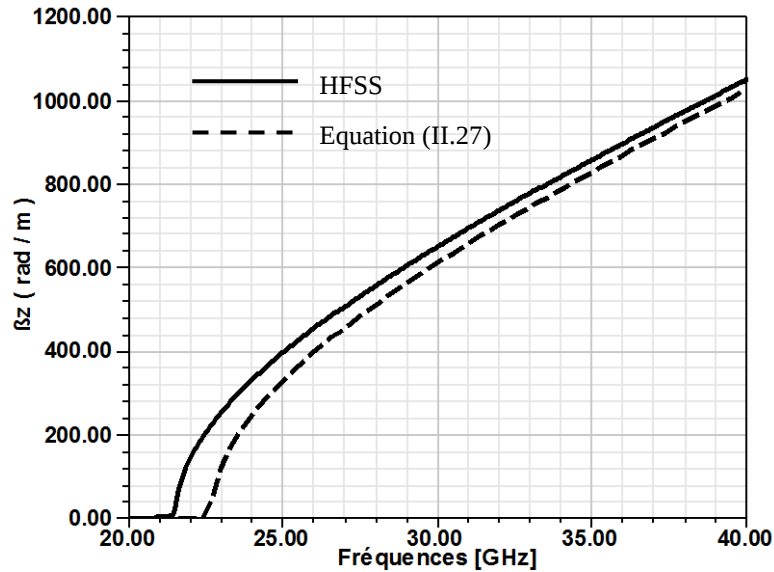


Figure II. 20 La constante de phase du GIS en demi-mode dans la bande Ka.

Selon ces figures, la fréquence de coupure est d'environ 7,2 GHz pour la bande X et d'environ 21,5 GHz pour la bande Ka.

II.4.2 Constante d'atténuation :

Dans un GIS en demi-mode, les pertes peuvent être considérées comme la contribution totale des pertes de conducteur, des pertes diélectriques et des pertes de radiation. Les pertes du conducteur sont causées par les plans métalliques supérieurs et inférieurs ainsi que les trous métalliques. Les pertes diélectriques sont causées par le remplissage du guide avec du substrat. Les pertes par radiation sont provoquées par les fuites de radiation entre les trous métalliques et aussi par la partie ouverte du GIS demi-mode.

La constante d'atténuation d'un GIS en demi-mode est inférieure à celle du GIS, qui peut être justifié par la taille compacte du GIS en demi-mode, ces pertes de conducteur et diélectriques sont plus faibles que celles de son homologue GIS, mais les pertes par radiation due à la partie ouverte du GIS en demi-mode sont plus grandes que celles d'un GIS complet.

II.5. Conclusion :

Dans ce deuxième chapitre, nous avons présenté les techniques de miniaturisation des guides GIS les plus utilisées. Les trois techniques les plus souvent rencontrées sont le guide d'onde intégré au substrat à iris, le guide d'onde intégré au substrat plié et le guide d'onde intégré au substrat en demi-mode. Nous avons décrit le principe et la méthode de conception des trois techniques de miniaturisation cités précédemment. Nous avons aussi présenté l'intérêt de chaque technique sans oublier leur impact sur les performances du guide d'onde intégré au substrat. Dans les prochains chapitres nous allons employer certaines de ces techniques pour la conception et la miniaturisation des composants en GIS.

Bibliographie du chapitre II:

- [1] Y. Ding, « Miniaturization Techniques of Substrate Integrated Waveguide Based on Multilayered Printed Circuit Board Platform », Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, 2011.
- [2] S. B. Cohn, « Properties of Ridge Wave Guide », *Proc. IRE*, vol. 35, n° 8, p. 783-788, août 1947.
- [3] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd Revised edition. New York: McGraw-Hill Publishing Co., 1992.
- [4] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. London, UK: Institution of Engineering and Technology, 1986.
- [5] J. Bornemann et F. Arndt, « Transverse resonance, standing wave, and resonator formulations of the ridge waveguide eigenvalue problem and its application to the design of E-plane finned waveguide filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 38, n° 8, p. 1104-1113, août 1990.
- [6] C. Li, W. Che, P. Russer, et Y. L. Chow, « Propagation and band broadening effect of planar ridged substrate-integrated waveguide (RSIW) », in *2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, 2008, vol. 2, p. 467-470.
- [7] Y. Utsumi, « Variational Analysis of Ridged Waveguide Modes », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 33, n° 2, p. 111-120, févr. 1985.
- [8] T. Kitazawa et R. Mittra, « Analysis of Finline with Finite Metallization Thickness (Short Papers) », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, n° 11, p. 1484-1487, nov. 1984.
- [9] W. Sun et C. A. Balanis, « MFIE analysis and design of ridged waveguides », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 41, n° 11, p. 1965-1971, nov. 1993.
- [10] J. Helszajn et M. McKay, « Voltage-current definition of impedance of double ridge waveguide using the finite element method », *Antennas Propag. IEE Proc. - Microw.*, vol. 145, n° 1, p. 39-44, févr. 1998.
- [11] M. McKay et J. Helszajn, « Voltage - current definition of impedance of single-ridge waveguide », *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 9, n° 2, p. 66-68, févr. 1999.
- [12] S. Hopfer, « The Design of Ridged Waveguides », *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 3, n° 5, p. 20-29, oct. 1955.

-
- [13] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, et G. Conciauro, « Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 12, n° 9, p. 333-335, sept. 2002.
 - [14] B. Jun-song, T. Chuang-ming, Z. Xiong, et Y. Ding-wang, « Ridged substrate integrated waveguide », in *2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2012, vol. 2, p. 1-4.
 - [15] T. L. Owens, « A Folded Waveguide Coupler for Plasma Heating in the Ion Cyclotron Range of Frequencies », *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 14, n° 6, p. 934-946, déc. 1986.
 - [16] D.-W. Kim et J.-H. Lee, « A partial H-plane waveguide as a new type of compact waveguide », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 43, n° 5, p. 426-428, déc. 2004.
 - [17] N. Grigoropoulos et P. R. Young, « Compact folded waveguides », in *34th European Microwave Conference*, 2004, vol. 2, p. 973-976.
 - [18] N. Grigoropoulos, B. Sanz-Izquierdo, et P. R. Young, « Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filters », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 15, n° 12, p. 829-831, déc. 2005.
 - [19] B. S. Izquierdo, N. Grigoropoulos, et P. R. Young, « Ultra-Wideband Multilayer Substrate Integrated Folded Waveguides », in *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, p. 610-612.
 - [20] D. W. Kim, D. J. Kim, et J. H. Lee, « Compact Partial H-Plane Filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, n° 11, p. 3923-3930, nov. 2006.
 - [21] B. S. Izquierdo, P. R. Young, N. Grigoropoulos, J. C. Batchelor, et R. J. Langley, « Slot antenna on C type compact substrate integrated waveguide », in *2005 European Microwave Conference*, 2005, vol. 1.
 - [22] J. S. Hong, « Compact folded-waveguide resonators and filters », *Antennas Propag. IEE Proc. - Microw.*, vol. 153, n° 4, p. 325-329, août 2006.
 - [23] W. Che, L. Geng, K. Deng, et Y. L. Chow, « Analysis and Experiments of Compact Folded Substrate-Integrated Waveguide », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, n° 1, p. 88-93, janv. 2008.
 - [24] G. G. Mazumder et P. K. Saha, « Rectangular Waveguide with T-Shaped Septa », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 35, n° 2, p. 201-204, févr. 1987.
 - [25] Y. Zhang et W. T. Joines, « Attenuation and Power-Handling Capability of T-Septum Waveguides », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 35, n° 9, p. 858-861, sept. 1987.

- [26] A. K. Sharma et W. J. R. Hoefer, « Empirical Expressions for Fin-Line Design », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 31, n° 4, p. 350-356, avr. 1983.
- [27] J. P. Montgomery, « On the Complete Eigenvalue Solution of Ridged Waveguide », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 19, n° 6, p. 547-555, juin 1971.
- [28] W. J. R. Hoefer, « The Transmission-Line Matrix Method - Theory and Applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 33, n° 10, p. 882-893, oct. 1985.
- [29] W. Hong *et al.*, « Half Mode Substrate Integrated Waveguide: A New Guided Wave Structure for Microwave and Millimeter Wave Application », in *2006 Joint 31st International Conference on Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Terahertz Electronics*, 2006, p. 219-219.
- [30] Q. Lai, C. Fumeaux, W. Hong, et R. Vahldieck, « Characterization of the Propagation Properties of the Half-Mode Substrate Integrated Waveguide », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, n° 8, p. 1996-2004, août 2009.
- [31] Q. H. Lai, W. Hong, Z. Q. Kuai, Y. S. Zhang, et K. Wu, « Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Transverse Slot Array Antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, n° 4, p. 1064-1072, avr. 2009.

Chapitre III :

**Application des techniques de
miniaturisation pour la conception
des filtres passe bande**

III.1. Introduction :

Avec l'explosion des besoins technologiques, la diversité des applications dans différentes bandes de fréquences et le nombre des dispositifs immense, l'usage des filtres est devenu indispensable dans les systèmes de télécommunication RF [1]. Les filtres micro-ondes ont un rôle prépondérant puisqu'ils servent à séparer les signaux utiles des signaux parasites. Les perturbations internes qui ont comme origines les produits d'intermodulation, les fréquences harmoniques d'une transposition de fréquence, ..., s'ajoutent au signal des données suite aux différents traitements, qui justifient aussi l'utilisation des filtres [1]. Les filtres sont omniprésents et apparaissent dans presque tous les équipements, toutes les opérations de multiplexage/démultiplexage et pour séparer les signaux émis et reçus lorsque l'antenne est commune entre voies d'émission et de réception (Démodulation). Ce dispositif permet donc de transmettre les signaux utiles de manière transparente en laissant passer que la bande souhaitée et en éliminant complètement les autres bandes [1]. Tout cela aide à la réduction du coût de fabrication et à l'amélioration des propriétés électriques du système (pertes dans la bande passante, réjection, largeur de bande,...) qui sont des paramètres fondamentaux qui préoccupent les chercheurs depuis des années. Plusieurs travaux de recherche sont menés pour répondre à ces critères [2]–[6].

Les filtres micro-ondes sont les dispositifs les plus étudiés et réalisés avec la technologie GIS. Par conséquence, plusieurs topologies de filtres compatibles avec la technologie GIS sont proposées et divers types de filtres passe bande ont été conçus, analysés et fabriqués [7]–[38].

Dans ce chapitre, nous allons appliquer quelques techniques de miniaturisation pour concevoir des filtres micro-ondes miniaturisés. Nous commencerons tout d'abord par une étude théorique sur la synthèse des filtres micro-ondes. Nous présenterons par la suite une étude des performances de quelques types de filtres miniaturisés en utilisant la technique GIS à demi mode. Enfin, la technique multicouche sera appliquée pour la conception de deux filtres passe bande multicouche, un à iris et un autre hautement sélectif, miniaturisés afin de réduire leurs tailles et en déterminant leurs performances par simulation grâce au logiciel électromagnétique HFSS.

III.2. Classification des filtres micro-ondes :

Les filtres micro-ondes sont des dispositifs importants pour la sélection du canal et l'extraction du signal dans les systèmes de communication moderne larges bandes. Le terme micro-onde sert à désigner une bande de fréquence située entre environ 300 MHz et 300 GHz. Chaque filtre est défini par sa bande passante, sa pente de rejection ou sélectivité, ses pertes d'insertion et son taux d'ondulation. On distingue quatre types de filtrage selon qu'ils favorisent ou défavorisent les composantes spectrales d'un signal dans une bande de fréquences donnée. Nous pouvons citer les filtres : passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande (Figure III. 1) [5].

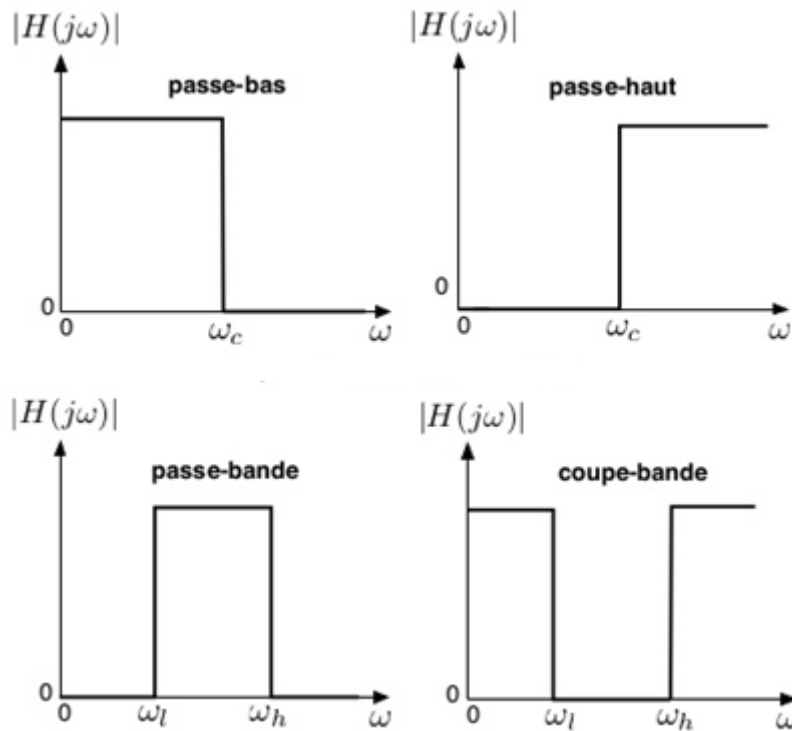


Figure III. 1 Gabarit des filtres idéaux.

avec ω_c est la pulsation de coupure. ω_l et ω_h sont respectivement la pulsation inférieure et supérieure de la bande. $H(j\omega)$ est la fonction du transfert.

Les différentes catégories de filtre peuvent se dériver du filtre passe-bas normalisé idéal par une transformation de fréquence [39], [40]. Le filtre passe-bas idéal est irréalisable car il se caractérise par un affaiblissement nul dans la bande passante et un déphasage linéaire afin d'éviter toute distorsion du signal transmis.

En effet, la réalisation d'un filtre idéal en amplitude et en phase ne satisfait pas le principe de causalité [41] et la relation de Bayard-Bode [42]. Il faut donc définir une fonction d'approximation soit en amplitude soit en phase.

De plus, en considérant les contraintes importantes imposées sur l'amplitude dans les systèmes actuels en termes de pertes et de réjection, seules les approximations en amplitude sont considérées [43]. Il existe trois approximations principales : Butterworth, Tchebychev et Elliptique.

La Figure III. 2 présente les trois types d'approximations citées précédemment. Il apparaît que la distorsion devient de plus en plus importante avec l'amélioration de la réjection.

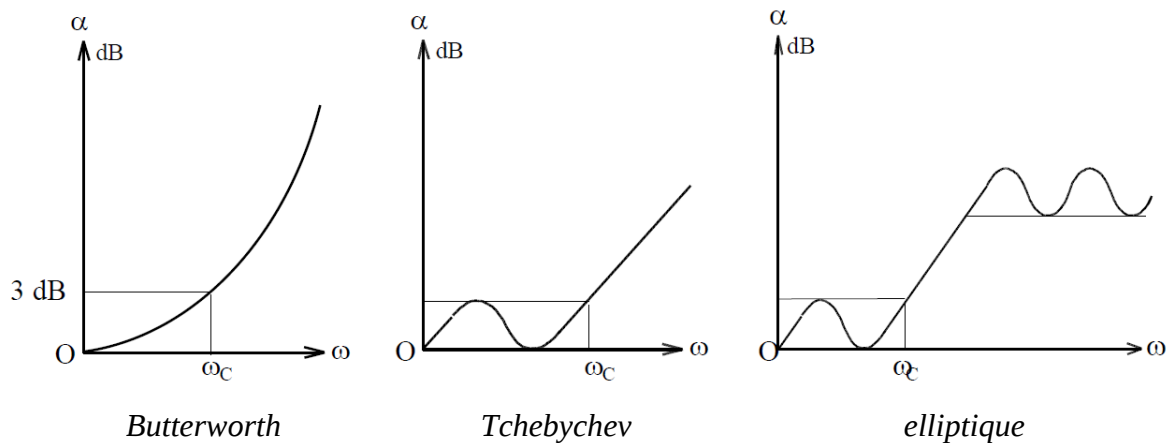


Figure III. 2 Trois types de filtres de prototype passe-bas.

α : atténuation du filtre

III.2.1. L'approximation de Butterworth :

C'est l'approximation la plus simple. Ce type de filtre ne présente aucune ondulation dans la bande passante, mais en contrepartie, il offre une mauvaise réjection hors bande. Cette dernière peut être améliorée par une augmentation du nombre de pôles, mais elle reste cependant moins bonne que celle des deux autres. Elle correspond à une courbe de réponse « à plat maximal » et à la fonction suivante:

$$|S_{12}(j\omega)| = \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{III.1})$$

Où : n est l'ordre du filtre et ω_c est la pulsation de coupure.

Pour ce type de filtres, l'atténuation devient rapidement très faible pour $\omega < \omega_c$ et augmente aussi rapidement dès que $\omega > \omega_c$. L'atténuation (en dB) pour cette approximation est définie par :

$$\alpha_{dB} = 10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \quad (\text{III.2})$$

À la pulsation de coupure ω_c , l'atténuation égale à 3 dB. On peut remarquer que l'atténuation du filtre augmente avec l'augmentation de l'ordre du filtre (Figure III. 3).

Une telle réponse constitue une bonne approximation en amplitude du filtre passe-bas idéal dans la mesure où l'ordre du filtre est élevé.

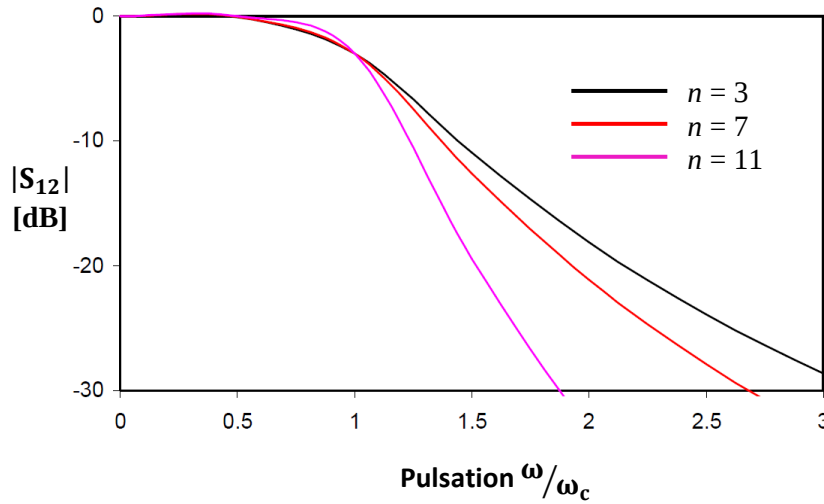


Figure III. 3 Réponse d'un filtre de Butterworth pour différents ordres [38].

III.2.2. L'approximation de Tchebychev :

Cette approximation fournit une ondulation en bande, mais procure une meilleure réjection que le filtre de type Butterworth (Figure III. 4). L'approximation de Tchebychev correspond à la réponse qui représente des ondulations d'amplitude jusqu'à $\frac{\omega}{\omega_c} = 1$ et est spécifiée par le coefficient de transmission :

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)} \quad (\text{III.3})$$

Où : ε est l'erreur maximale dans la bande, et $T_n(\omega)$ le polynôme de Tchebychev d'ordre n , tels que :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (\text{III.4})$$

Avec L_{Ar} est l'ondulation dans la bande, exprimée en dB.

$$T_n(\omega) = \begin{cases} \cos\left(n \cos^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right) & \text{si } \omega \leq \omega_c \\ \cosh\left(n \cosh^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right) & \text{si } \omega \geq \omega_c \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Ce type d'approximation trouve son utilité dans la possibilité de fixer l'erreur maximale dans la bande passante (Figure III. 4). De plus, selon le niveau d'erreur toléré dans la bande, il est possible d'obtenir des niveaux importants de réjection dans la bande atténuée sans pour autant augmenter l'ordre du filtre.

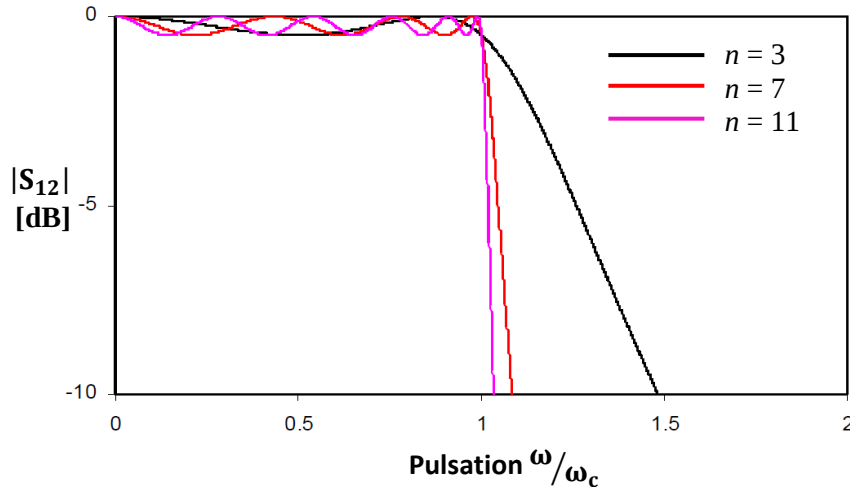


Figure III. 4 Réponse d'un filtre de Tchebychev pour différents ordres [38].

Les filtres de Tchebychev sont caractérisés par l'acceptation d'une ondulation, en bande passante ou bien en bande atténuée. Dans le premier cas, on parle de filtres Tchebychev de type 1 ou directs, dans le second, de filtres Tchebychev de type 2 ou inverses.

III.2.3. L'approximation elliptique :

Les deux approximations Butterworth et Tchebychev ont une augmentation monotone d'atténuation dans la bande atténuée ce qui n'est pas adapté aux applications où des atténuations élevées sont requises. Il existe d'autres filtres qui présentent une ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée [44]–[46], ils ont comme appellation les filtres elliptiques. Ils présentent une meilleure réjection à la limite de la bande passante parce qu'ils possèdent des zéros de transmission en dehors de la bande.

Pour un filtre passe-bas, la réponse en amplitude est spécifiée par le coefficient de transmission suivant:

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)} \quad (\text{III.6})$$

Où : ε est un paramètre déterminant l'ondulation dans la bande passante à la pulsation de coupure ω_c et C_n est une fonction elliptique d'ordre n .

Cette approximation est généralement utilisée pour concevoir les filtres des multiplexeurs dans les satellites de télécommunication.

Bien que ces filtres présentent de meilleures performances, ils sont plus délicats au niveau de la conception et de l'implémentation physique. Une présentation complète sur la théorie des fonctions elliptiques est présentée dans [47].

III.3. Réseaux du prototype passe-bas :

La deuxième étape de la conception d'un filtre est la synthèse de son circuit équivalent afin de reproduire les caractéristiques de la fonction du transfert qui sont dérivés du processus d'approximation. Ce circuit équivalent devrait modéliser les performances électriques de la construction réelle utilisée pour l'implémentation des filtres, et servir d'interface entre la fonction du filtrage abstraite et la structure pratique du filtre, afin que les dimensions physiques des filtres puissent être obtenues à partir des valeurs des éléments des prototypes. Généralement, un prototype de filtre passe-bas normalisé est choisi comme réseau équivalent avec les valeurs de la résistance ou conductance de la source égale à 1 (notée $g_0 = 1$) et la fréquence angulaire de coupure à l'unité (notée $\Omega_c = 1$ rad/s).

L'un des circuits les plus couramment utilisés pour la réalisation des fonctions rationnelles dans la conception des filtres est le réseau en échelle [3], [46]. Le réseau en échelle est composé d'impédances en série et en parallèle en configuration en échelle. La Figure III. 5 présente deux formes typiques du réseau en échelle pour réaliser une réponse de filtre tous-pôles. Le premier type est de forme Π (Figure III. 5 (a)) et le deuxième est de forme T (Figure III. 5 (b)). Ces deux formes peuvent servir comme prototype pour la conception des filtres avec une réponse tous-pôles, telles que les réponses Butterworth et Tchebychev.

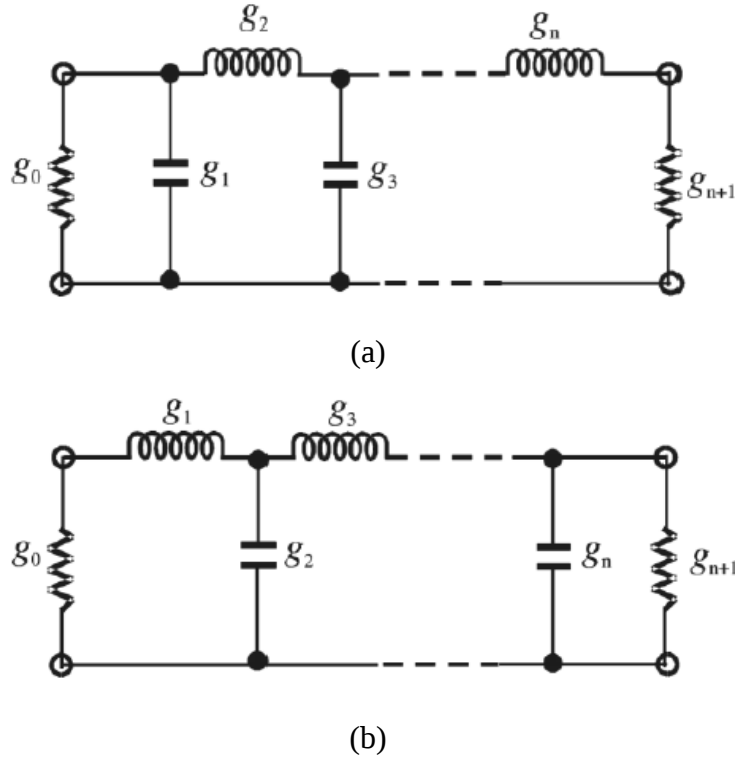


Figure III. 5 Prototypes passe-bas (a) Forme II, (b) Forme T.

III.3.1 Prototype passe-bas de Butterworth :

Pour les prototypes de filtres passe-bas de Butterworth avec une perte d'insertion $L_{Ar} = 3$ dB à la fréquence de coupure $\Omega_c = 1$, les valeurs d'éléments pour les réseaux à deux ports montrés dans la Figure III. 5 peuvent être calculées par [46], [48]:

$$\begin{aligned} g_0 &= 1 \\ g_i &= 2 \sin \left(\frac{(2i-1)\pi}{2n} \right), \quad i = 1, 2, \dots, n \\ g_{n+1} &= 1 \end{aligned} \quad (III.7)$$

Comme on peut voir d'après l'équation (III.7), le prototype de filtre de Butterworth est considéré ici comme une structure de réseau symétrique, à savoir : $g_0 = g_{n+1}$, $g_1 = g_n$ et ainsi de suite.

Pour des spécifications du filtre données et avec la perte de retour minimale L_{Ar} à la fréquence $\Omega = \Omega_p$ et la perte d'insertion minimale L_{AS} à $\Omega = \Omega_s$, la formule suivante peut être utilisée pour déterminer l'ordre du prototype passe-bas Butterworth qui satisfera les spécifications données [46], [48]:

$$n \geq \max \left(\frac{\log_{10}(10^{0.1L_{AS}} - 1)}{2 \log_{10} \Omega_c}, \frac{L_{Ar} + L_{AS}}{20(\log_{10}(\Omega_s/\Omega_p))} \right) \quad (III.8)$$

III.3.2 Prototype passe-bas de Tchebychev :

Pour un filtre prototype passe-bas Tchebychev avec une ondulation L_{Ar} et une fréquence de coupure $\Omega_c = 1$, les valeurs d'éléments indiquées dans la Figure III. 5 peuvent être calculées par [46], [48]:

$$\begin{aligned}
 g_0 &= 1 \\
 g_1 &= \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \\
 g_i &= \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-2)\pi}{2n}\right] \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]}, \quad i = 2, 3, 4 \dots n \\
 g_{n+1} &= \begin{cases} 1 & \text{pour } n \text{ impair} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{pour } n \text{ pair} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{III.9}$$

où: $\beta = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right]$ et $\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)$.

Certaines valeurs typiques des éléments de ce type de filtres peuvent être trouvées dans la littérature telle que [3], [46], [48].

L'ordre du prototype de Tchebychev, avec l'ondulation L_{Ar} requise et la perte d'insertion minimale L_{AS} dB à $\Omega = \Omega_s$, est donné par [46]:

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{AS}-1}}{10^{0.1L_{Ar}-1}}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \tag{III.10}$$

III.4. Transformations fréquentielle et d'impédance :

Les filtres prototypes passe-bas décrits antérieurement ont une fréquence de coupure $\Omega_c = 1$ et une impédance de source normalisée $g_0 = 1$. Ces restrictions les rendent non utilisable en pratique. Par conséquent, il est nécessaire d'appliquer des transformations fréquentielle et d'impédance afin d'obtenir les réponses en fréquence et les valeurs d'éléments des filtres pratiques. La transformation fréquentielle est capable de mapper une réponse dans le domaine fréquentiel prototype passe-bas Ω vers le domaine fréquentiel angulaire réel ω , où la réponse de filtre pratique est exprimée (passe bas, passe-haut, passe-bande et stop-bande). Cela a un effet sur tous les éléments réactifs, mais sans effet sur les éléments résistifs. Pour la transformation d'impédance, il est possible de supprimer la normalisation de l'impédance de source dans les prototypes passe-bas ($g_0 = 1$) et d'ajuster le filtre pour fonctionner avec

n'importe quelle valeur de l'impédance de source sans affecter les caractéristiques fréquentielles des filtres [46].

III.4.1 Transformation passe-bas :

Pour transformer un prototype de filtre passe-bas en un filtre passe-bas pratique avec une fréquence angulaire de coupure ω_c sur l'axe des fréquences angulaires ω , la transformation de fréquence suivante peut être appliquée [46]:

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{\omega_c} \omega \quad (\text{III.11.1})$$

La transformation des éléments peut alors être trouvée comme suit:

$$L \rightarrow L \frac{\Omega_c}{\omega_c} \quad (\text{III.11.2})$$

$$C \rightarrow C \frac{\Omega_c}{\omega_c} \quad (\text{III.11.3})$$

La Figure III. 6 montre la transformation des éléments passe-bas. On peut voir que la transformation passe-bas/passe-bas est une mise à l'échelle linéaire et que tous les éléments ont de nouvelles valeurs mais tout en gardant leur configuration initiale.

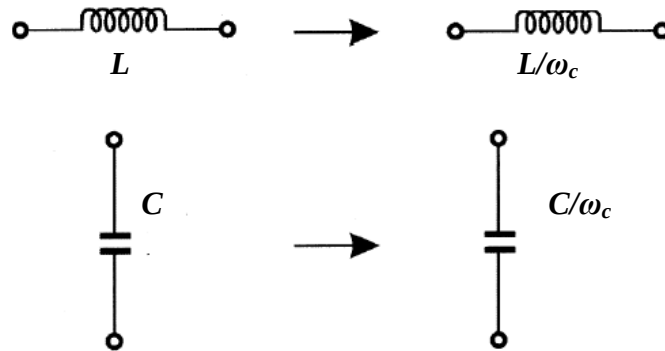


Figure III. 6 Transformation des éléments passe-bas [46].

III.4.2 Transformation passe-haut :

Pour un filtre passe-haut pratique avec une pulsation de coupure ω_c , la transformation fréquentielle est donnée par [2]:

$$\Omega = -\frac{\Omega_c}{\omega} \quad (\text{III.12.1})$$

L'application de cette transformation fréquentielle sur les éléments réactifs produit la transformation des éléments suivante:

$$L \rightarrow \frac{1}{\Omega_c \omega_c C} \quad (\text{III.12.2})$$

$$C \rightarrow \frac{1}{\Omega_c \omega_c L} \quad (\text{III.12.3})$$

Ce type de transformation est illustré dans Figure III. 7. On peut voir que les éléments inductifs se transforment en éléments capacitifs et inversement lors de la transformation.

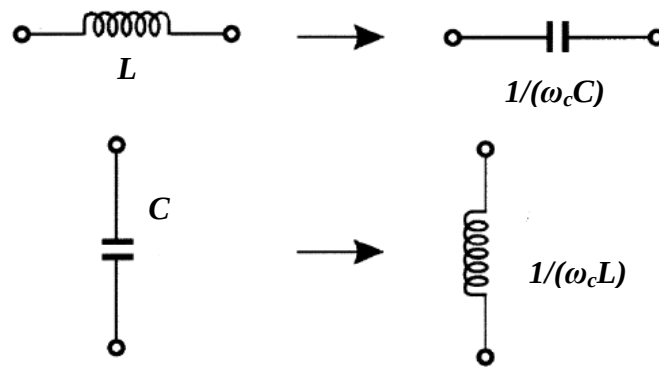


Figure III. 7 Transformation des éléments passe-haut [46].

III.4.3 Transformation passe-bande :

Pour convertir la réponse prototype passe-bas en une réponse passe-bande avec une bande passante $\omega_2 - \omega_1$, où ω_1 et ω_2 désignent les fréquences angulaires des deux bornes de la bande passante, la transformation de fréquence requise peut être décrite comme suit [46]:

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (\text{III.13.1})$$

où :

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (\text{III.13.2})$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (\text{III.13.3})$$

où : FBW est appelé la bande passante relative; ω_0 est la fréquence centrale.

Lorsque cette transformation fréquentielle est appliquée à un élément réactif du prototype passe-bas, les inductances seront converties en un circuit LC en série dont les valeurs sont exprimées comme suit:

$$L_s = \frac{\Omega_c L}{FBW \omega_0} \quad (\text{III.14.1})$$

$$C_s = \frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c L} \quad (\text{III.14.2})$$

De même, les condensateurs sont transformés en un circuit LC parallèle, où les paramètres de ce circuit résonnant LC peuvent être obtenus à partir de:

$$C_p = \frac{\Omega_c C}{FBW \omega_0} \quad (\text{III.14.3})$$

$$L_p = \frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c C} \quad (\text{III.14.4})$$

Il devrait être noté que la fréquence résonante des résonateurs s'est coïncide avec la fréquence centrale du filtre, à savoir:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (\text{III.14.5})$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} \quad (\text{III.14.6})$$

La transformation passe-bande est présentée dans la Figure III. 8.

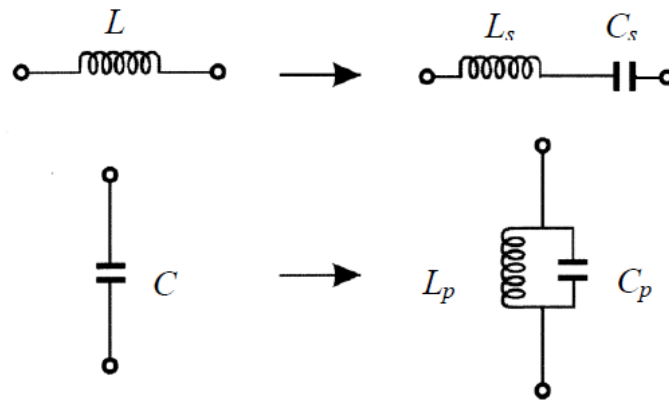


Figure III. 8 Transformation des éléments passe-bande [46].

III.4.4 Transformation coupe-bande :

La transformation fréquentielle du prototype passe-bas en filtre coupe-bande est définie comme suit:

$$\Omega = \frac{\Omega_c^{FBW}}{(\omega_0/\omega - \omega/\omega_0)} \quad (\text{III.15.1})$$

Ce type de transformation est l'opposé de la transformation passe-bande. Comme montre la Figure III. 9, les éléments inductifs du prototype passe-bas seront convertis en un circuit LC parallèle avec les valeurs décrites ci-dessous:

$$C_p = \frac{1}{FBW \omega_0 \Omega_c L} \quad (\text{III.15.2})$$

$$L_p = \frac{FBW \Omega_c L}{\omega_0} \quad (\text{III.15.3})$$

Pour les éléments capacitifs, ils seront transformés en un circuit LC en série avec les paramètres donnés par:

$$L_s = \frac{1}{FBW \omega_0 \Omega_c C} \quad (\text{III.15.4})$$

$$C_s = \frac{FBW \Omega_c C}{\omega_0} \quad (\text{III.15.5})$$

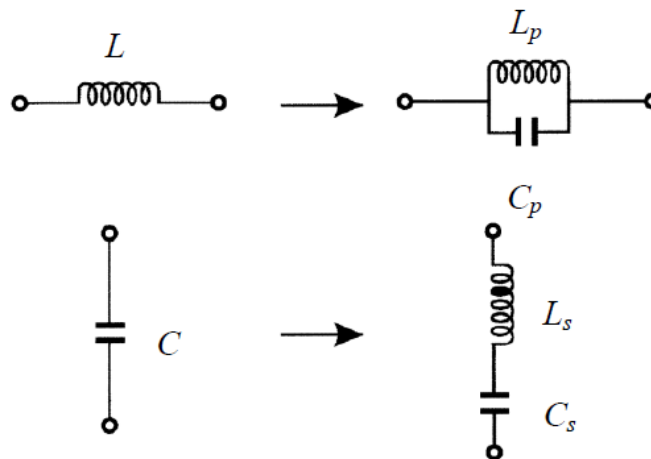


Figure III. 9 Transformation des éléments coupe-bande [46].

III.5. Gabarit d'un filtre Passe -Bande :

La définition du gabarit de chaque type de réponses d'un filtre passe-bande se caractérise selon un certain nombre de critères électriques: la fréquence centrale, la largeur de la bande passante et les pertes d'insertion comme le montre la Figure III. 10.

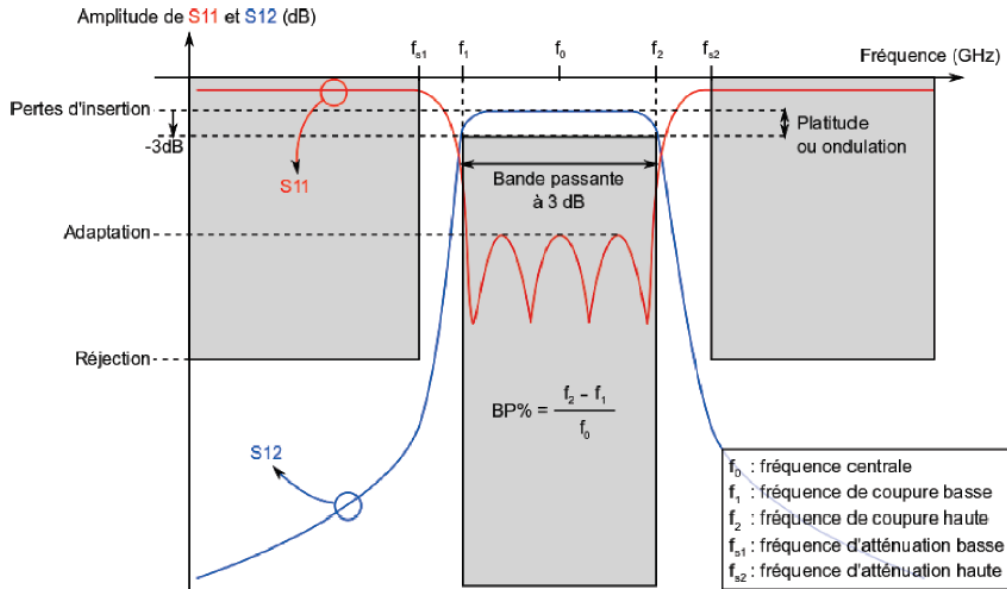


Figure III. 10 Gabarit d'un filtre passe bande avec ses principaux critères électriques.

- **Fréquence centrale f_0** : C'est la fréquence à laquelle la fonction de transfert du filtre est purement réelle. On l'appelle aussi la fréquence de résonance. La fréquence centrale est la moyenne des deux fréquences basse (f_1) et haute (f_2), de la bande passante, elle est définie par : $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$. Le filtre passe-bande présente une amplitude maximale de la fonction de transfert à la fréquence centrale.
- **Largeur de bande BP** : C'est la largeur de la bande passante relative.
- **Facteur de qualité Q** : C'est le rapport entre la fréquence centrale et la largeur de bande. Le facteur de qualité est une mesure de la largeur de la bande passante indépendamment de la fréquence centrale et il représente la sélectivité du filtre [49].

Les ondulations dans la bande passante sont aussi un paramètre critique qui ne doit pas dépasser 0.5 dB pour garantir un niveau de puissance quasi-homogène du signal à la sortie du filtre.

La réjection nommée aussi le niveau d'atténuation hors bande est un facteur important dans le concept de filtrage qui évite les interférences entre deux canaux adjacents dans le domaine des télécommunications surtout pour des cas critiques où les bandes de séparation sont étroites.

En conséquence, les bandes de transition doivent être les plus étroites possibles ramenant à des facteurs de qualités élevés [50].

III.6. Caractérisation des résonateurs :

Pour réaliser une fonction de filtrage passe-bande, plusieurs résonateurs sont reliés entre eux à l'aide d'un couplage. Souvent, les résonateurs d'un filtre mono-bande fonctionnent à la même fréquence. Ces résonateurs sont généralement de nature identique. Il est difficile de comparer les performances électriques des filtres directement. Pour cela, les performances du filtre dépendent essentiellement de celles des résonateurs. Les paramètres permettant de mesurer les performances d'un résonateur à partir de sa réponse électrique seront présentées par la suite.

III.6.1 Les pertes d'insertion :

Les pertes d'insertion sont définies comme le niveau de pertes mesuré à la résonance sur la réponse électrique en transmission, ce qui correspond à l'atténuation du paramètre $|S_{21}|$ à la fréquence centrale (Figure III. 11). Les pertes d'insertion sont le plus souvent exprimées en dB, cependant, il arrive parfois qu'elles soient données ou utilisées en valeur naturelle.

L'intérêt de ce paramètre est de représenter l'ensemble des pertes rencontrées dans l'élément considéré ainsi que dans les dispositifs de couplage du résonateur avec l'extérieur (pertes par rayonnement, ohmiques, diélectriques). Dans le cas d'un seul résonateur, il s'agit du niveau de perte du paramètre S_{21} à la fréquence de résonance.

Dans tous les cas, l'adaptation à F_c doit être au plus de l'ordre de -15 dB afin qu'une désadaptation ne fausse pas les valeurs des pertes d'insertion (Figure III. 11).

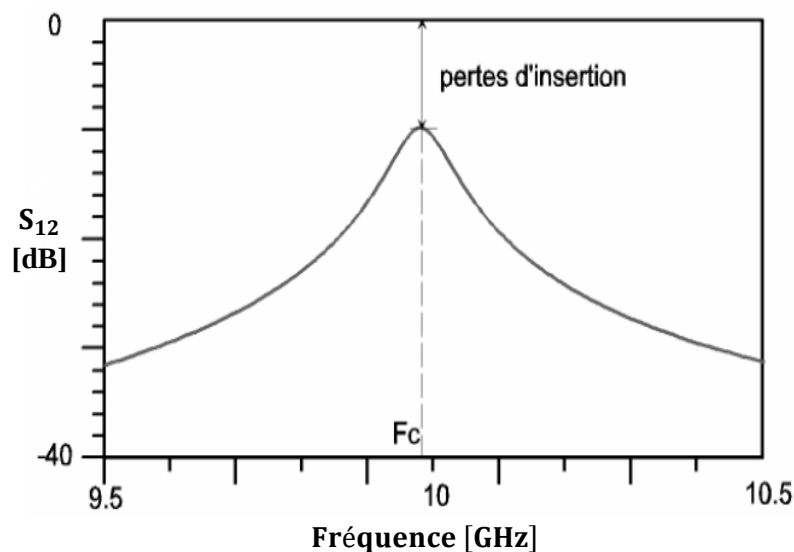


Figure III. 11 Les pertes d'insertion d'un résonateur.

III.6.2 Le coefficient de qualité d'un résonateur :

Il n'existe pas de coefficient de qualité dans le cas d'un filtre, c'est donc le coefficient de qualité des résonateurs, qui le composent, qui peut témoigner de la qualité d'un filtre. Plusieurs coefficients de qualité sont à distinguer : le coefficient de qualité en charge et le coefficient de qualité en vide.

a) Le coefficient de qualité en charge :

Le coefficient de qualité en charge, défini à la fréquence de résonance, est un indice sans unité permettant de quantifier la sélectivité d'un résonateur. Plus ce coefficient est important, meilleure sera la sélectivité. Il est calculé à partir de la réponse électrique en transmission $|S_{21}|$ comme suit :

$$Q_{ch} = \frac{F_c}{F_2 - F_1} \quad (\text{III.16})$$

Où : les fréquences F_1 et F_2 correspondent à la bande passante prise à -3 dB et F_c est la fréquence de résonance, c'est-à-dire la fréquence pour laquelle le niveau de pertes est minimal (Figure III. 12).

Il faut bien noter que dans le calcul du coefficient de qualité en charge, le niveau de pertes n'intervient pas.

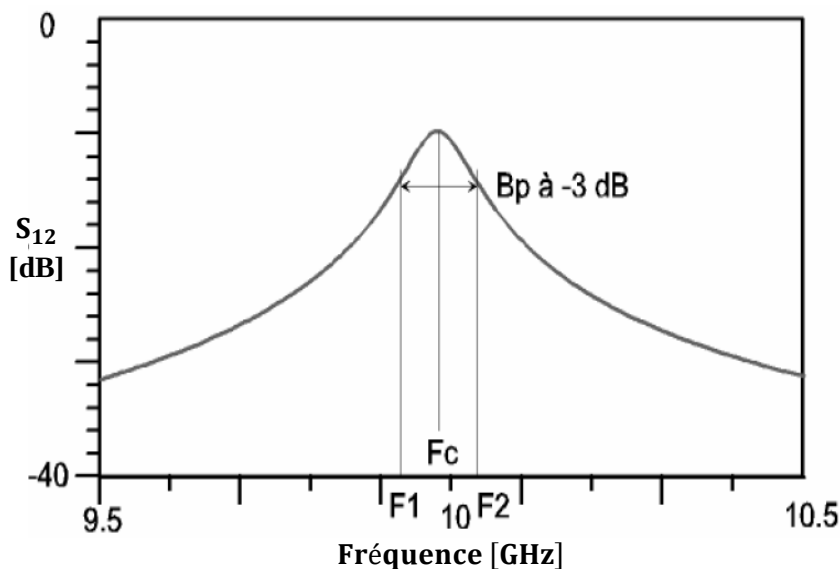


Figure III. 12 Calcul du coefficient de qualité en charge à partir de la réponse électrique en transmission d'un résonateur.

Le calcul du coefficient de qualité en charge permet seulement de juger la sélectivité d'un résonateur. Cependant, il n'est pas suffisant pour juger les performances globales intrinsèques du résonateur car il ne prend pas en compte le niveau de pertes. Pour avoir un indice qui permet de juger les performances électriques intrinsèques d'un résonateur, nous utilisons le coefficient de qualité à vide.

b) Le coefficient de qualité à vide :

Le coefficient de qualité à vide est une grandeur, aussi sans unité, qui résume les performances électriques intrinsèques d'un résonateur. Typiquement, plus le coefficient de qualité à vide Q_v est élevé, plus les pertes d'insertions seront faibles et/ou meilleur sera le niveau de réjection. Le facteur de qualité à vide est défini de la manière suivante [3]:

$$Q_v = \omega_c \frac{\text{Energie moyenne stockée}}{\text{Energie dissipée par période}} \quad (\text{III.17})$$

où ω_c c'est la pulsation de coupure. L'exploitation de cette expression théorique est difficile.

Il existe une méthode permettant d'obtenir le coefficient de qualité à vide à partir du niveau des pertes d'insertion et du coefficient de qualité en charge. Cette méthode repose sur la manière dont un résonateur est alimenté comme décrit dans l'équation (III.18.1).

$$\frac{1}{Q_{ch}} = \frac{1}{Q_{ext}} + \frac{1}{Q_v} \quad (\text{III.18.1})$$

où Q_v est le coefficient de qualité à vide et Q_{ch} est le coefficient de qualité en charge. Q_{ext} est le coefficient de qualité externe, il modélise les pertes liées au système d'excitation du résonateur.

Ce coefficient de qualité externe peut aussi être exprimé comme suit:

$$Q_{ext} = \frac{Q_{ch}}{|S_{21}(f_c)|} \quad (\text{III.18.2})$$

avec $|S_{21}|$ correspondant aux pertes d'insertion exprimées en valeur naturelle.

D'après cette expression et en utilisant l'équation (III.18.1), Q_v est donné par :

$$Q_v = \frac{Q_{ch}}{1 - |S_{21}(f_c)|} \quad (\text{III.18.3})$$

Ce coefficient de qualité à vide modélise bien les performances d'un résonateur car il tient en compte la sélectivité et les pertes d'insertion en même temps.

Cependant, cette méthode souffre d'un inconvénient : son calcul est basé sur la largeur de bande passante à -3 dB, ce qui rend impossible de différencier un filtre dont sa réponse électrique présente de très fortes réjections à -10 dB d'un filtre avec des faibles réjections à -10 dB. En outre, la sélectivité calculée est une sélectivité globale sur l'ensemble de la bande passante, ce qui ne prend pas en compte le cas des filtres dont la réponse électrique est non-symétrique, c'est-à-dire qui présentent une forte réjection d'un seul côté de la bande passante. Pour surmonter ce problème, il est préférable de déterminer des coefficients de qualité pour la "demi" bande passante basse et pour la "demi" bande passante haute, celles-ci étant situées de part et d'autre de la fréquence centrale [51].

Comme nous l'avons précisé, un filtre est constitué de plusieurs résonateurs et les performances de ce filtre dépendent directement des performances des résonateurs qui le composent. Nous avons présenté une méthode pour calculer le coefficient de qualité à vide à l'aide de la réponse d'un résonateur seul, mais parfois, il est plus intéressant de calculer le coefficient de qualité à vide d'un résonateur à partir de la réponse électrique d'un filtre composé de n résonateurs identiques. Dans ce cas, nous utiliserons l'expression suivante [3]:

$$Q_v = \frac{4.343 \times n}{L_A \times FBW} \quad (\text{III.19})$$

où n est l'ordre du filtre, L_A représente les pertes d'insertion exprimées en dB et FBW est la bande passante relative mesurée du filtre. Pour pouvoir utiliser cette expression, il faut que les pertes d'insertion L_A du filtre soient inférieures à n dB pour avoir une bonne précision dans le calcul de Q_v [52].

III.7. Principe du filtrage passe bande à éléments distribués:

Dans les systèmes micro-ondes à hautes fréquences, les éléments localisés classiques du filtre (R, L, C) ne sont plus utilisés à cause des effets de propagation et de pertes. Pour cela, les nouveaux composants et circuits pour le traitement du signal sont alors souvent constitués d'éléments distribués.

Des accès d'entrée/sortie des signaux ainsi qu'un ou plusieurs éléments résonants en série ou en réflexion constituent le filtre passe-bande hyperfréquence tout en permettant la sélection fréquentielle du signal.

Le principe des filtres passe-bandes à éléments résonants en série est basé sur la transmission de l'énergie du signal présentée à un des accès de la structure. Elle passe d'un élément à un

autre, jusqu'à l'arrivée à l'autre accès, si la fréquence du signal correspond à la fréquence de résonance de ces éléments (Figure III. 13 (a)). Les filtres à éléments résonants en réflexion (Figure III. 13 (b)), sélectionnent le signal par réflexions partielles successives de l'énergie du signal, sur les éléments du dispositif. La combinaison en phase des signaux réfléchis est constructive ou destructive en fonction de leur longueur d'onde. Une autre approche consiste à associer des sections de guides d'ondes propageantes et évanescentes (Figure III. 13 (c)), cette approche est généralement utilisée pour les filtres large bandes. Ces trois principes sont présentés sur la Figure III. 13 [53].

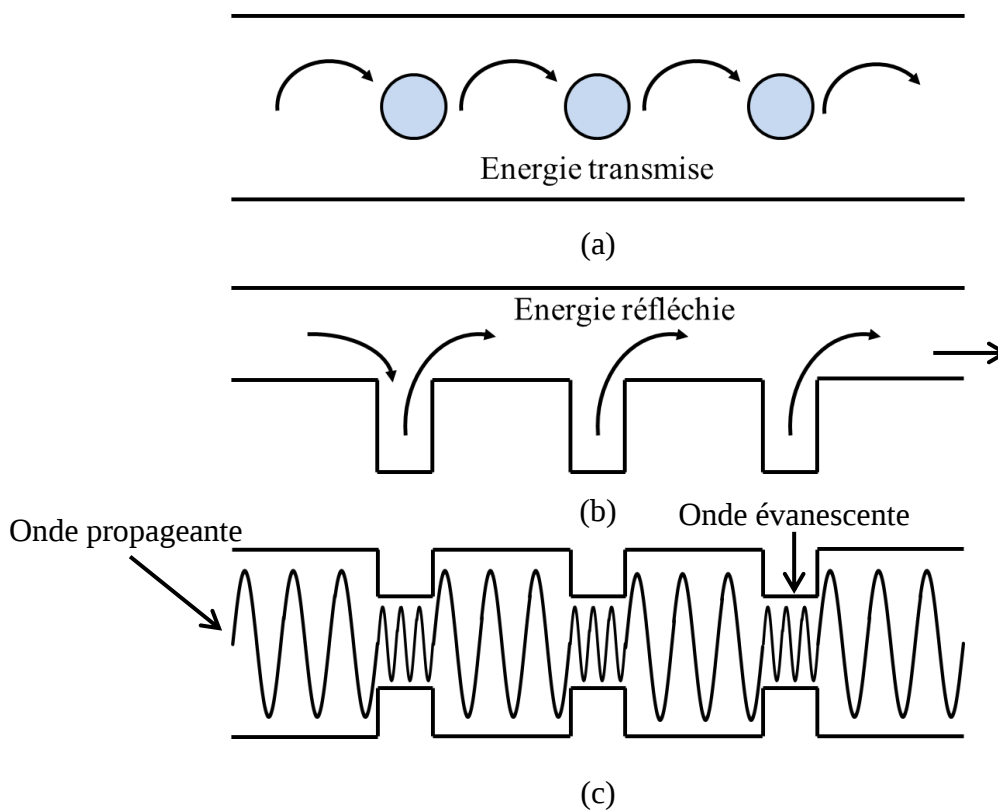


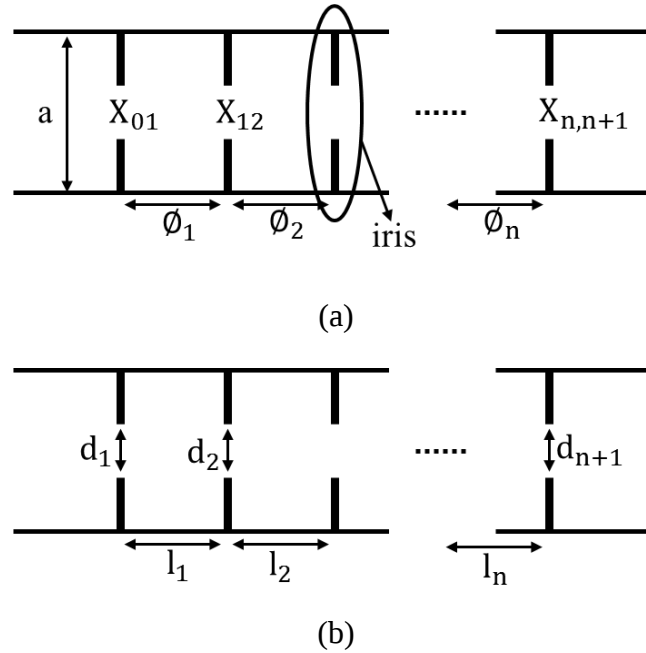
Figure III. 13 Principes du filtrage passe-bande.

III.8. Théorie et équations de conception :

Dans les structures en guides d'ondes, les filtres passe-bande peuvent être conçus en plaçant des iris inductifs à l'intérieur du guide d'ondes (généralement un guide d'ondes remplis d'air). Cette topologie est facile à fabriquer et donne de très bonnes propriétés de filtrage.

Dans cette topologie, les parois à iris (Figure III. 14) sont considérées comme ayant une épaisseur finie, et les deux paramètres clés à calculer et à optimiser s'appellent la largeur de la cavité et la distance entre les iris le long de la direction de propagation longitudinale du guide.

La largeur de l'ouverture est la séparation entre deux parois d'iris le long de la direction transversale du guide d'ondes et est représentée avec d_i ($i = 1, 2, \dots, n+1$) sur la Figure III. 14. De même, la distance entre deux iris dans la direction longitudinale du guide d'ondes est donnée par l_i ($i = 1, 2, \dots, n$). Il est important de noter que l'implémentation de cette topologie dans la technologie GIS est simple, qui sera expliqué par la suite.



$X_{i,j}$: est la réactance des iris. ϕ_i : est la longueur électrique.

Figure III. 14 Filtre passe-bande en guide d'onde à iris. (a) Les paramètres électriques et (b) les paramètres physiques.

La première étape pour concevoir ces filtres est de déterminer les valeurs des éléments du prototype passe-bas (aussi appelées les valeurs g) [3], selon le type d'approximation choisie.

Une fois que les valeurs de g sont calculées, on peut utiliser la méthode de synthèse du filtre à iris en guide d'ondes décrit dans [54].

Dans cette méthode, l'épaisseur des iris est considéré comme infiniment petite. Par conséquent, la structure obtenue en utilisant cette méthode doit être simulée avec un logiciel de simulation Electromagnétique 3D avant de passer à l'étape de fabrication afin de voir l'effet de l'épaisseur de l'iris (Généralement, lorsque l'épaisseur des iris augmente, la largeur de bande diminue, et vice versa) [54].

Étant donné que la plupart des filtres (Tchebychev ou Butterworth) conçus et étudiés ont généralement d'ordre impair, les équations de conception pour un filtre passe-bande à iris en guide d'ondes rempli d'air sont données par les équations (III.20) à (III.28) comme suit:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \approx \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (\text{III.20})$$

Où : f_1 et f_2 sont les bornes de la bande de fréquences.

Les longueurs d'onde guidées correspondantes sont données par :

$$\lambda_{gi} = \frac{2a}{\sqrt{\left(\frac{2af_i}{c}\right)^2 - 1}}, \quad i = 0, 1, 2 \quad (\text{III.21})$$

Où : a est la largeur du guide d'onde et c est la vitesse de la lumière dans l'espace.

La réactance des iris ($x_{i,i+1}$) et la longueur électrique (ϕ_i en radians) entre les iris peuvent être trouvées comme suit [54]:

$$x_{i,i+1} = \left(\frac{L}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \right) / \left(1 - \frac{L^2}{g_i g_{i+1}} \right), \quad i = 0, 1, \dots, n \quad (\text{III.22})$$

$$\phi_i = \pi - \frac{1}{2} [\tan^{-1}(2x_{i-1,i}) + \tan^{-1}(2x_{i,i+1})], \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (\text{III.23})$$

Où : L est donnée par :

$$L = \pi \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}} \quad (\text{III.24})$$

Après avoir déterminé les réactances et les longueurs électriques entre les cavités, ces valeurs sont utilisées pour calculer la largeur de l'ouverture de l'iris (d_i) et la longueur physique (l_i) entre les iris. La largeur de la fenêtre de l'iris (d_i) peut être extraite de l'équation suivante [54]:

$$x_{i,i+1} = \frac{a}{\lambda_{g0}} / \left\{ \frac{1}{s_i^2} - 1 - \frac{(1-s_i^2)^2}{1-\delta_3 s_i^6} \left[3\delta_3 + 5\delta_5 \frac{[2s_i^2 - 1 + \delta_3 s_i^6 (s_i^2 - 2)]^2}{(1-\delta_3 s_i^6)(1-\delta_5 s_i^{10}) - 15s_i^6 \delta_5 (1-s_i^2)^2} \right] \right\} \quad (\text{III.25})$$

où:

$$s_i = \sin\left(\frac{\pi d_i}{2a}\right), \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (\text{III.26})$$

et:

$$\delta_m = 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{2a}{m\lambda_0}\right)^2}, \quad m = 3, 5 \quad (\text{III.27})$$

Enfin, la longueur physique (l_i) entre les iris est obtenue comme suit :

$$l_i = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \phi_i, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (\text{III.28})$$

Dans le cas où l'ordre du filtre est pair, les paramètres g_0 et g_{n+1} ne seront plus 1. Ils prendront la valeur de :

$$g_0 = g_{n+1} = L/R \quad (\text{III.29})$$

où R est donné par :

$$R = 2k^2 + 1 - 2k\sqrt{1 + k^2}; \quad \text{avec } n \text{ est pair} \quad (\text{III.30})$$

avec k est :

$$k = \sqrt{10^{L_{Ar}/10} - 1} \quad (\text{III.31})$$

Ensuite, à nouveau, les paramètres du filtre seront trouvés en utilisant une autre fois les équations (III.20) - (III.28).

III.9. Conception des filtres passe-bande miniaturisés en GIS :

Le filtre à fentes est un filtre qui comporte plusieurs cavités résonnantes couplées par des ouvertures métalliques. Avant d'aborder la conception de ces filtres, nous allons étudier un résonateur à fentes en GIS afin de montrer l'influence de ces fentes sur les paramètres de dispersion S_{ij} .

III.9.1 Résonateurs à fentes en demi-mode :

Le résonateur présenté dans la Figure III. 15 se compose de deux fentes insérées dans le plan H d'un GIS. La bande de fonctionnement du mode fondamental de ce guide est entre 7.35 GHz et 8.35 GHz.

Chaque fente a une hauteur $L = 9$ mm. Les extrémités des fentes sont séparées par une distance $D = 6$ mm, chaque fente a une largeur $W = 0.4$ mm. Ce résonateur est conçu sur un substrat d'une permittivité relative $\epsilon_r = 2.25$, d'une épaisseur $h = 0.5$ mm et $\tan\delta = 0,0001$. Les trous métalliques présentent un diamètre $d = 0.4$ mm, l'espace entre deux trous adjacents est $s = 0.8$ mm et la largeur du GIS est $W_{GIS} = 14.2$ mm (Figure III. 15).

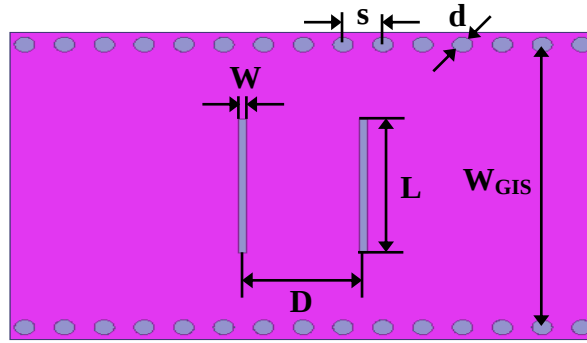


Figure III. 15 Topologie d'un résonateur à fentes en GIS.

La réponse fréquentielle du résonateur GIS obtenue par le logiciel HFSS est illustrée dans la Figure III. 16.

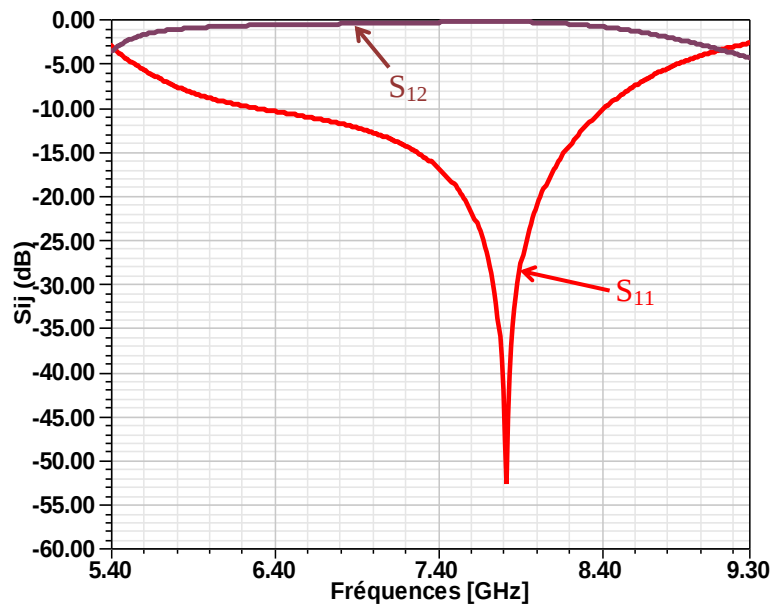


Figure III. 16 Réponse fréquentielle d'un résonateur à fentes en GIS.

Le résonateur GIS à fentes présente une bonne adaptation inférieure à -50 dB à la fréquence 7.8 GHz.

La répartition du champ électrique dans cette structure est obtenue à l'aide du logiciel HFSS, pour la fréquence de pic : $f = 7.8$ GHz (Figure III. 17).

Dans le but de réduire la taille de cette structure, nous avons utilisé la technique GIS en demi-mode. La nouvelle géométrie de la structure étudiée est présentée sur la Figure III. 18.

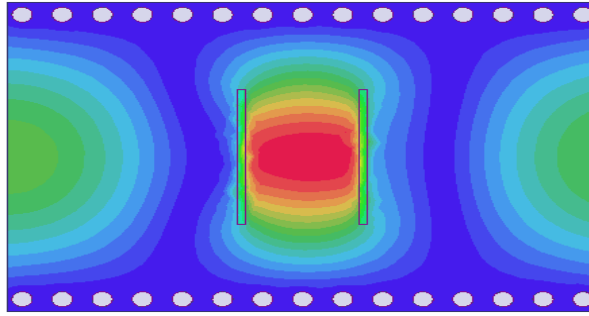


Figure III. 17 Distribution du champ électrique dans un résonateur à fentes en GIS.

Pour concevoir cette structure, le résonateur GIS étudié précédemment est bissecté par un mur magnétique fictif et chaque moitié de ce résonateur devient un résonateur GIS en demi-mode. Cette structure est gravée sur le même substrat.

Les nouvelles dimensions des fentes sont: une longueur $L = 4.5$ mm, la distance entre les deux fentes $D = 5$ mm et chaque fente à une largeur $W = 0.4$ mm.

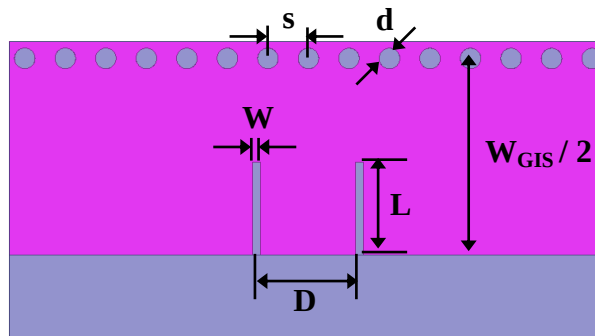


Figure III. 18 Topologie d'un résonateur à deux fentes en GIS à demi-mode.

Le couplage entre résonateurs est principalement contrôlé par la largeur et la longueur des fentes. Ce type de discontinuité a été analysé par le logiciel basé sur la méthode des éléments finis : Ansoft HFSS en tenant compte de la présence du mode $TE_{0,5,0}$ dans cette structure.

Les figures III. 19 et III. 20 illustrent respectivement les modules du coefficient de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} en fonction de la fréquence ainsi que la répartition du champ électrique dans cette structure pour la fréquence centrale $F = 7.8$ GHz.

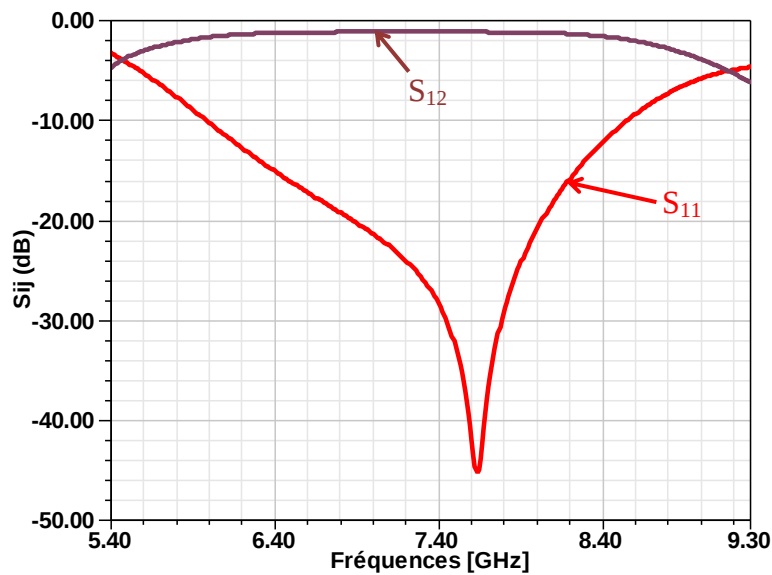


Figure III. 19 Réponse fréquentielle d'un résonateur à fentes en GIS à demi-mode.

Nous constatons d'après la Figure III. 19 que la structure du résonateur à demi-mode à doubles fentes présente un pic d'adaptation de l'ordre de -40 dB autour de la fréquence 7.6 GHz.

Cette adaptation est traduite par une grande puissance transmise le long du GIS en demi-mode à cette fréquence. Ceci est d'ailleurs confirmé par la distribution du champ électrique donnée en Figure III. 20.

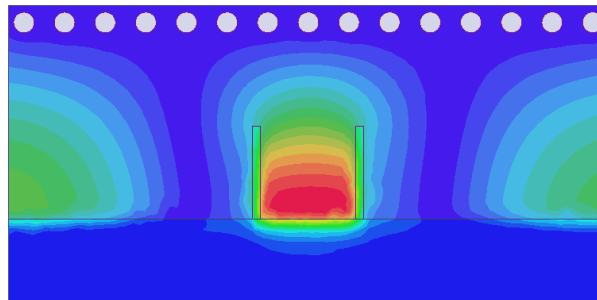


Figure III. 20 Distribution du champ électrique dans un résonateur à fentes en GIS à demi-mode.

III.9.2 Filtres passe-bande à fentes en demi-mode :

Afin de connaître les caractéristiques et les performances des filtres passifs en GIS en demi-mode, nous avons étudié deux filtres passe bande dans la bande H, le premier comporte deux cavités métalliques rectangulaires et trois fentes insérées dans un GIS en demi-mode (filtre à trois pôles) ; lorsque le deuxième se compose de quatre cavités métalliques rectangulaires et cinq fentes insérées dans un GIS en demi-mode (filtre GIS à cinq pôles).

Dans ce travail, nous utiliserons seulement la synthèse d'un filtre de Tchebychev. Ce dernier présente une bonne réjection et une ondulation dans sa bande passante dont l'amplitude peut être limitée. Après le calcul des ordres des filtre, c'est-à-dire le nombre de résonateurs qui le constituent et connaissant l'ondulation maximale de 0.01 dB fixée par les spécifications, nous obtenons les éléments prototype passe-bas g_i de Tchebychev des deux filtres suivants :

- Filtre GIS en demi-mode à trois pôles :

g_0	g_1	g_2	g_3
1	0.4489	0.4078	1.1008

- Filtre GIS en demi-mode à cinq pôles :

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5
1	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476	1.1008

A partir de ceux-ci, il est possible de calculer directement les différents éléments des deux filtres passe-bande avec des inverseurs d'impédance, ces inverseurs d'impédances sont calculés comme suit :

$$K_{i,i+1} = \frac{L}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}$$

- Filtre GIS en demi-mode à trois pôles :

$K_{0,1}$	$K_{1,2}$	$K_{2,3}$
0.7494	0.5893	0.7494

- Filtre GIS en demi-mode à cinq pôles :

$K_{0,1}$	$K_{1,2}$	$K_{2,3}$	$K_{3,4}$	$K_{4,5}$
0.5947	0.2725	0.2002	0.2725	0.5947

Ces valeurs correspondent aux coefficients de couplages des accès et aux coefficients de couplage entre les résonateurs. Il est possible d'utiliser une représentation matricielle, où chaque ligne ou colonne correspond à un accès ou à un résonateur.

Nous obtenons ainsi les matrices de couplage des deux filtres :

- Filtre GIS en demi-mode à trois pôles :

$$[K] = \begin{bmatrix} 0 & 0.7494 & 0 & 0 \\ 0.7494 & 0 & 0.5893 & 0 \\ 0 & 0.5893 & 0 & 0.7494 \\ 0 & 0 & 0.7494 & 0 \end{bmatrix}$$

- Filtre GIS en demi-mode à cinq pôles :

$$[K] = \begin{bmatrix} 0 & 0.5947 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.5947 & 0 & 0.2725 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.2725 & 0 & 0.2002 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.2002 & 0 & 0.2725 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.2725 & 0 & 0.5947 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5947 & 0 \end{bmatrix}$$

Les dimensions des deux structures présentées sur les figures III. 21 et III.22, sont reportées dans les tableaux III. 1 et III. 2.

Symbole	Valeur (mm)	Symbole	Valeur (mm)
w	1.5	w ₁	0.15
t _w	2.5	w ₂	0.4
t _l	14	l ₁	4.8
a	7.45	l ₂	5.1
d	0.4	d ₁	5
s	0.8	x	11.9

Tableau III. 1 Dimensions du filtre en GIS à demi-mode à trois pôles.

Symbole	Valeur (mm)	Symbole	Valeur (mm)
w	1.5	w ₂	0.35
p	1.1	w ₃	0.35
x	3.925	d ₁	4.25
a	7.1	d ₂	3.15
d	0.4	l ₁	2.7
s	0.8	l ₂	3.1
w ₁	0.19	l ₃	3.3

Tableau III. 2 Dimensions du filtre en GIS à demi-mode à cinq pôles.

Les topologies des deux filtres sont illustrées sur les figures suivantes.

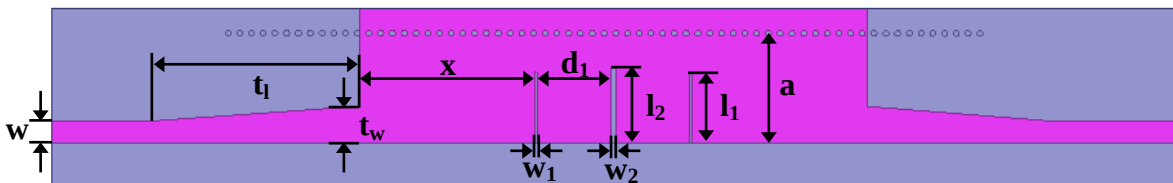


Figure III. 21 Structure et géométrie d'un filtre en GIS à demi-mode à trois fentes.

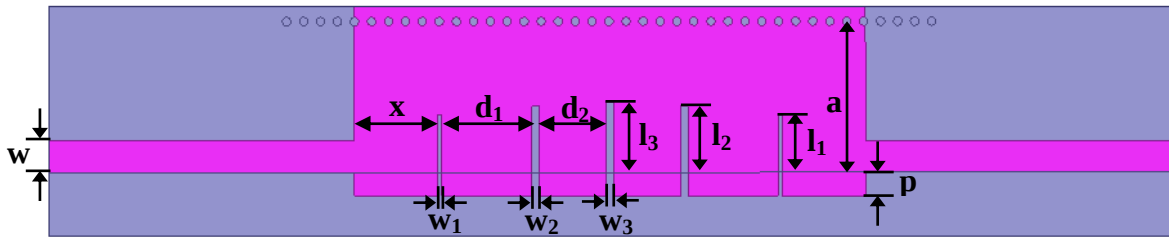


Figure III. 22 Structure et géométrie d'un filtre en GIS à demi-mode à cinq fentes.

Les figures III. 23 et III. 24 montrent respectivement la réponse fréquentielle et la distribution du champ électrique du filtre à trois fentes en technologie GIS à demi-mode, obtenues à l'aide du logiciel HFSS.

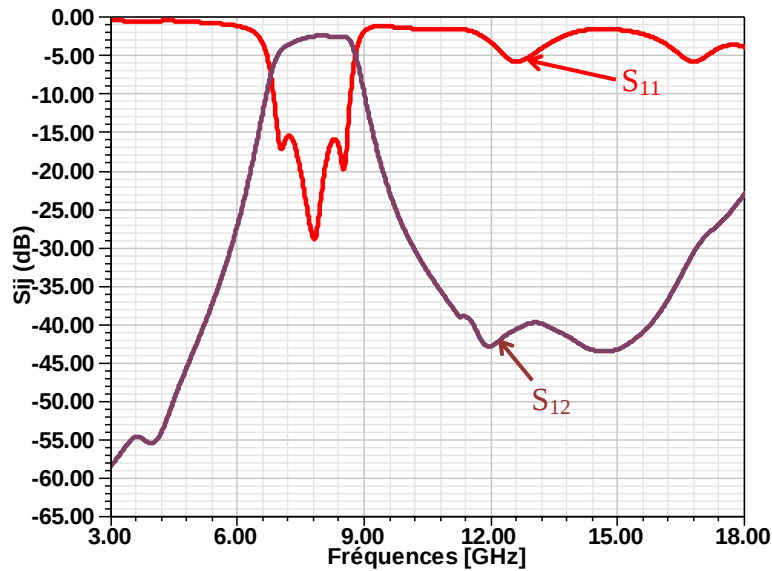


Figure III. 23 Réponse fréquentielle du filtre à trois pôles en demi-mode.

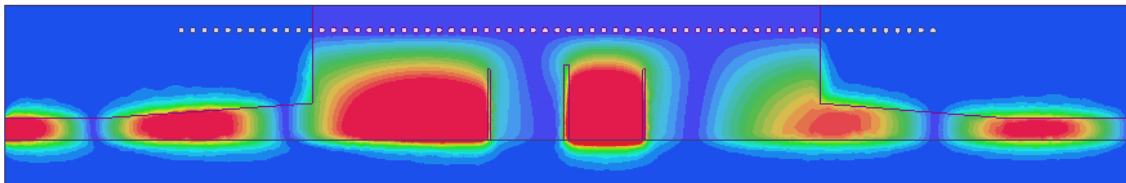


Figure III. 24 Distribution du champ électrique du filtre à trois pôles en demi-mode.

Le filtre en GIS demi-mode à trois fentes présente une bonne adaptation inférieure à -15 dB dans une bande de [6.8, 8.7] GHz.

Les figures III. 25 et III. 26 montrent respectivement la réponse fréquentielle et la distribution du champ électrique du filtre à cinq fentes en technologie GIS à demi-mode.

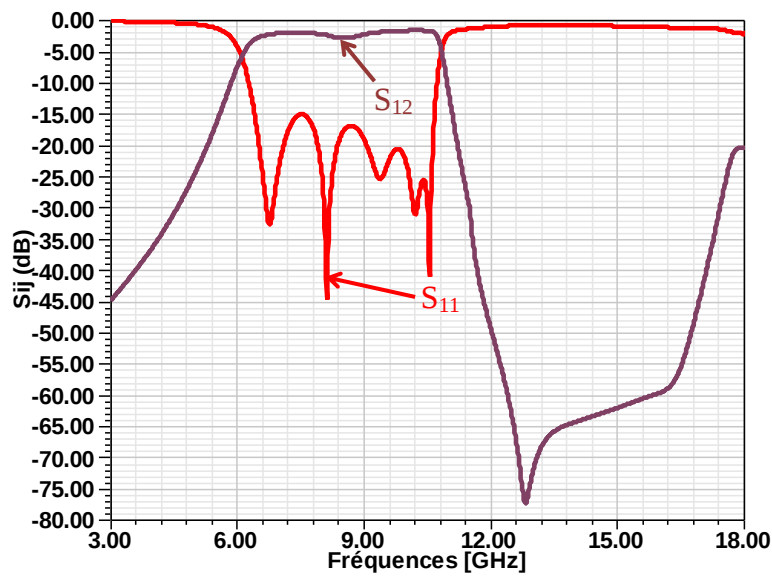


Figure III. 25 Réponse fréquentielle du filtre à cinq pôles en demi-mode.

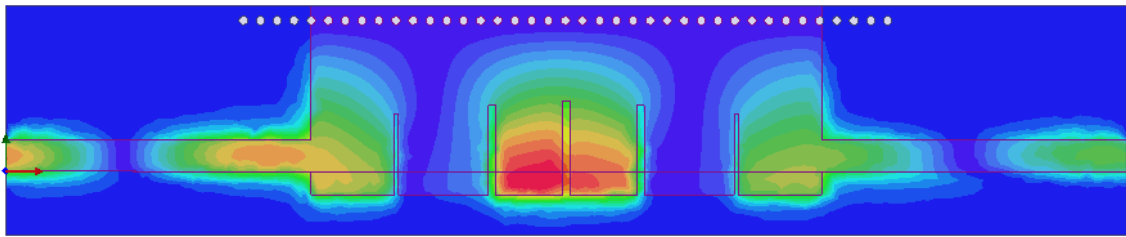


Figure III. 26 Distribution du champ électrique du filtre à cinq pôles en demi-mode

Le filtre GIS demi-mode à cinq fentes présente une fréquence centrale de l'ordre de 7.5 GHz, une adaptation inférieure à -15 dB dans une bande de fréquence [6.5, 10.6] GHz et des pertes d'insertion de l'ordre de -1.5 dB dans cette bande.

III.9.3 Filtre passe-bande à défaut au plan de masse en demi-mode :

Récemment, les résonateurs en anneaux fendus (SRRs), les résonateurs en anneaux fendus complémentaires (CSRRs) et les structures à défaut au plan de masse (DGS : Defected Ground Structure) commencent à devenir plus populaires en raison de leurs performances.

Plusieurs topologies des filtres innovantes utilisant ces structures ont été proposées [55]–[57]. Parmi ces structures, les CSRRs et les DGS peuvent être utilisés dans l'architecture des GIS pour concevoir de nouveaux filtres passe bande.

La Figure III. 27 présente la géométrie d'un filtre passe bande à DGS en demi-mode. Tous les paramètres géométriques sont présentés dans le Tableau III. 3. Ce filtre est conçu sur un substrat d'une permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$, d'une épaisseur $h = 0.254$ mm et $\tan\delta = 0.0009$.

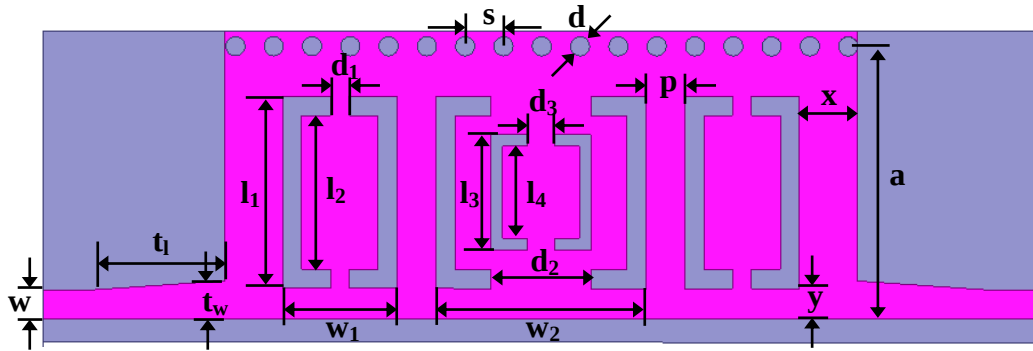


Figure III. 27 Filtre passe-bande à défaut au plan de masse en demi-mode [56].

Symbole	Valeur (mm)	Symbole	Valeur (mm)
w	0.76	w ₁	3
t _w	1	w ₂	5.5
t _l	3.5	l ₁	5
a	7.1	l ₂	4
d	0.5	l ₃	3
s	1	l ₄	2.4
x	1.5	d ₁	0.5
y	0.8	d ₂	2.6
p	1	d ₃	0.7

Tableau III. 3 Dimensions du filtre à DGS en demi-mode.

Les résultats de simulation de ce filtre sont présentés dans la Figure III. 28, les pertes d'insertion à la fréquence de fonctionnement (9 GHz) sont de l'ordre de -1 dB et une bonne adaptation inférieure à -20 dB est obtenue dans la bande de fréquence [7.5, 10] GHz.

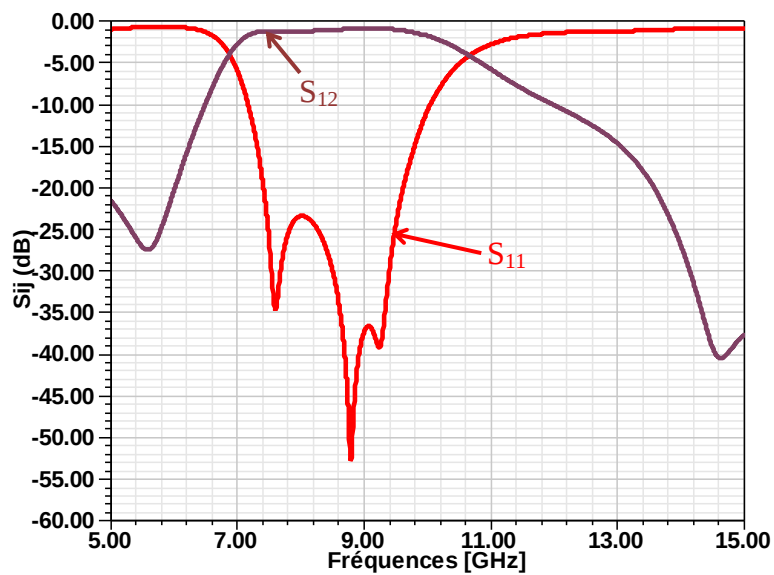


Figure III. 28 Réponse fréquentielle du filtre passe-bande à DGS en demi-mode.

III.9.4 Filtre passe-bande multicouche à iris :

La nouvelle technologie du GIS est efficace pour l'intégration des circuits planaires en utilisant la technique de fabrication des circuits multicouches. Les modules des systèmes en boîtier micro-ondes (SiP : System in Package) pour les communications sans fil sont de plus en plus fabriqués à l'aide de la technologie de céramique co-cuite à basse température (Low Temperature Co-fired Ceramic : LTCC) [58], [59]. Grâce à la capacité multicouche du LTCC, il est facile d'obtenir des cavités GIS empilées pour la conception de nouvelles topologies de filtres.

D'autre part, il est connu que l'utilisation des topologies multicouches [60] offre plus de liberté pour concevoir des chemins de couplage et contrôler les niveaux de couplage entre les résonateurs tout en préservant une taille physique compacte.

Garreau a présenté dans [1] une structure d'un filtre passe bande multicouche dans la bande C. La structure de base était un filtre à iris d'ordre 6 planaire comme montre la Figure III. 29.

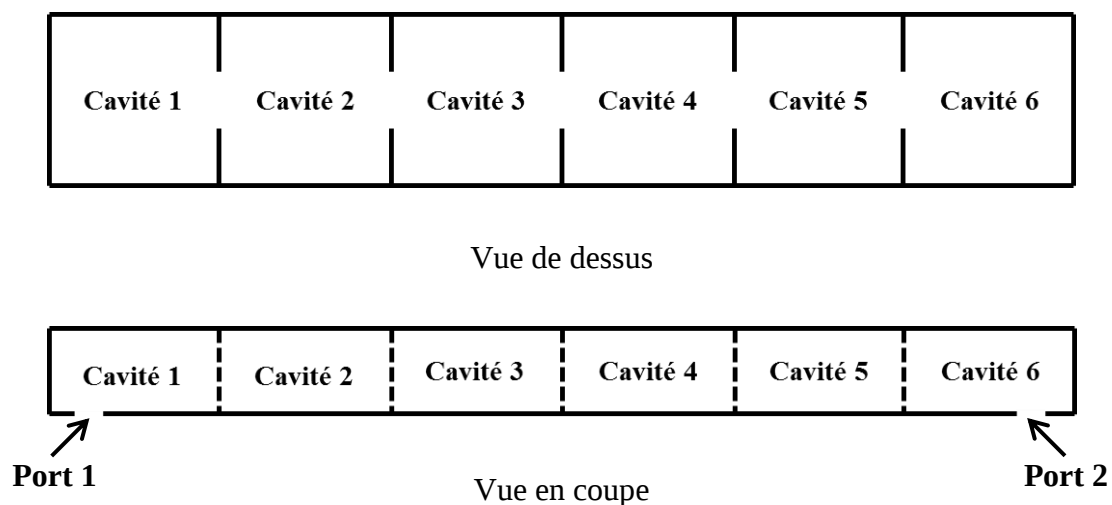


Figure III. 29 Configuration d'un filtre GIS d'ordre 6 planaire à une seule couche.

A cause de l'utilisation d'un substrat à permittivité élevée dans cette structure, la taille de ce filtre est déjà réduite. Mais cette taille peut encore être réduite en empilant les cavités de ce filtre comme montré dans la Figure III. 30. Les cavités 3 et 4 sont empilées sur les cavités 2 et 5 respectivement.

Le couplage entre les cavités empilées est assuré avec des fentes dans le métal commun. La taille est donc réduite de deux cavités par rapport à la taille de la structure précédente.

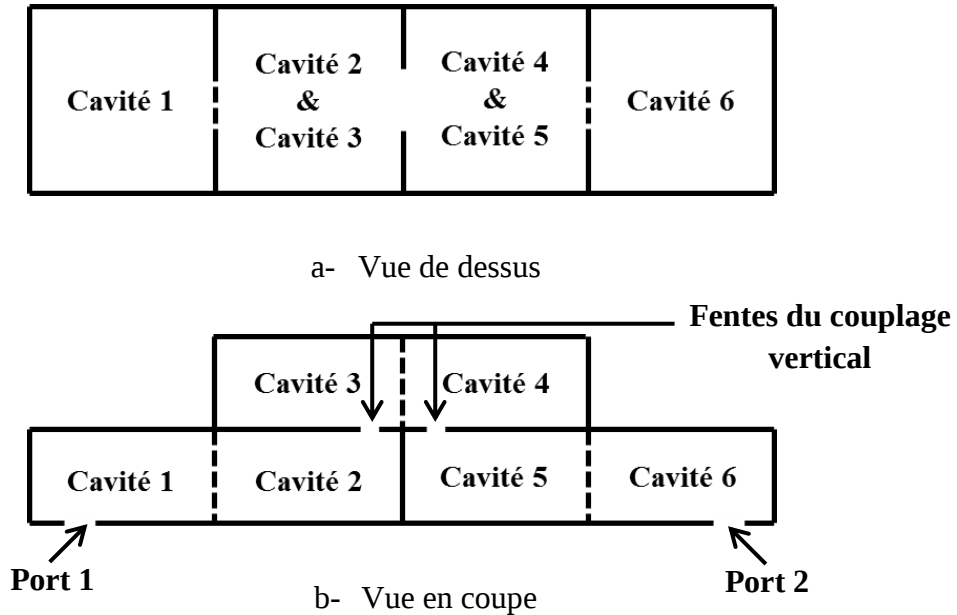


Figure III. 30 Configuration d'un filtre GIS multicouche d'ordre 6 [1].

La géométrie du filtre passe-bande multicouche conçu avec le logiciel HFSS est présentée dans la Figure III. 31. Les dimensions utilisées sont présentées dans le Tableau III. 4. Une transition de type coplanaire est utilisée pour l'excitation de ce filtre.

Symbole	Valeur (mm)	Symbole	Valeur (mm)
a	3.3	T	1.2
t_w	1.7	l_1	3.89
t_l	1.4	l_2	3.473
p	0.3	l_3	3.579
d	0.15	w_1	1.54
s	0.375	w_2	1.25

Tableau III. 4 Dimensions du filtre passe-bande multicouche à iris.

Le filtre passe bande multicouche est basé sur un substrat d'une permittivité relative $\epsilon_r = 68.7$, d'une épaisseur $h = 0.42$ mm et $\tan\delta = 0,00173$. Les vias métalliques présentent un diamètre $d = 0.4$ mm, l'espace entre deux vias adjacents est $s = 0.8$ mm. Ce filtre est d'une taille de 16.375×4.3 mm².

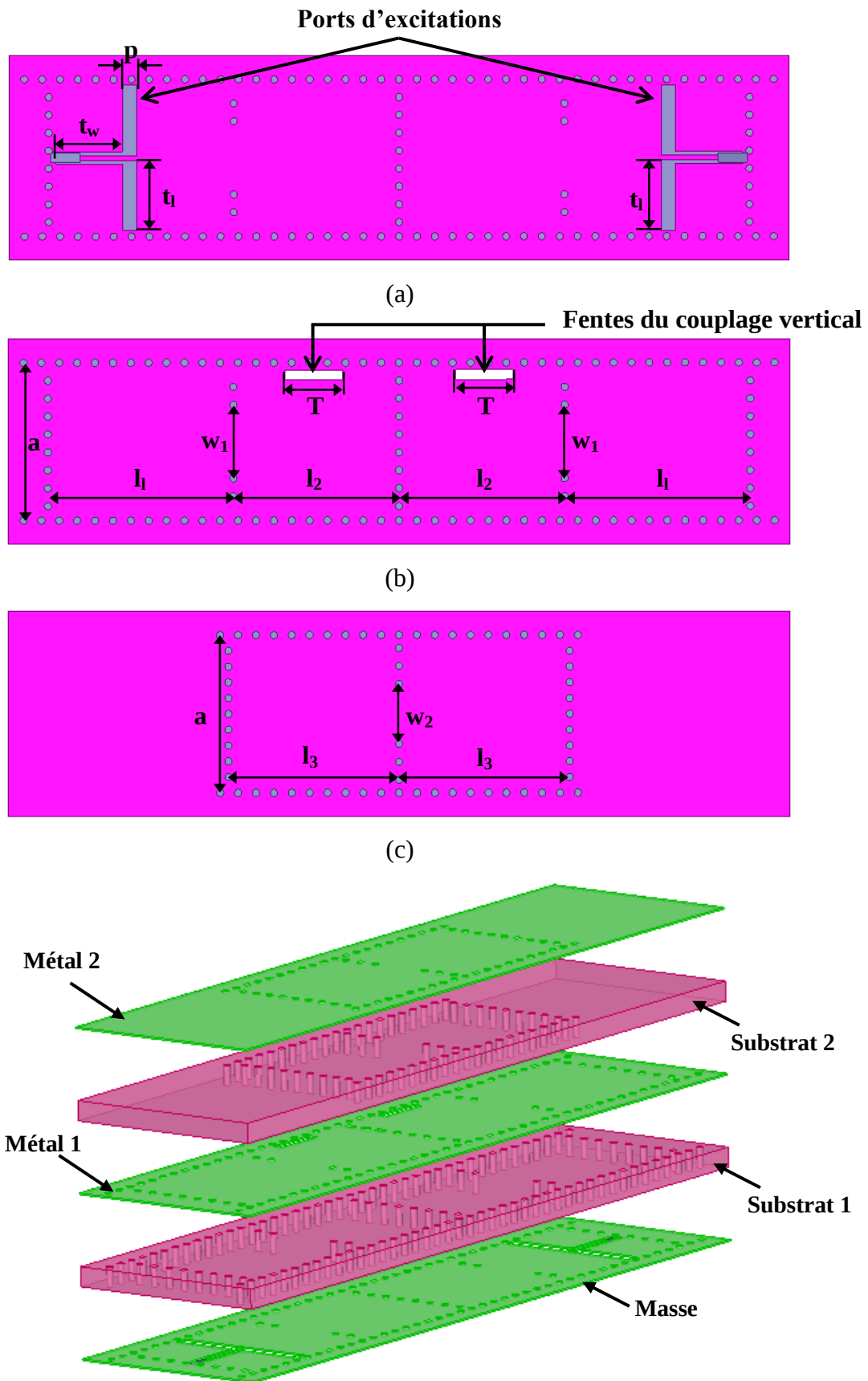


Figure III. 31 Géométrie d'un filtre passe-bande multicouche à iris. (a) La masse, (b) Le métal commun et (c) Le métal du deuxième couche.

La réponse fréquentielle du filtre conçu est montrée dans la Figure III. 32.

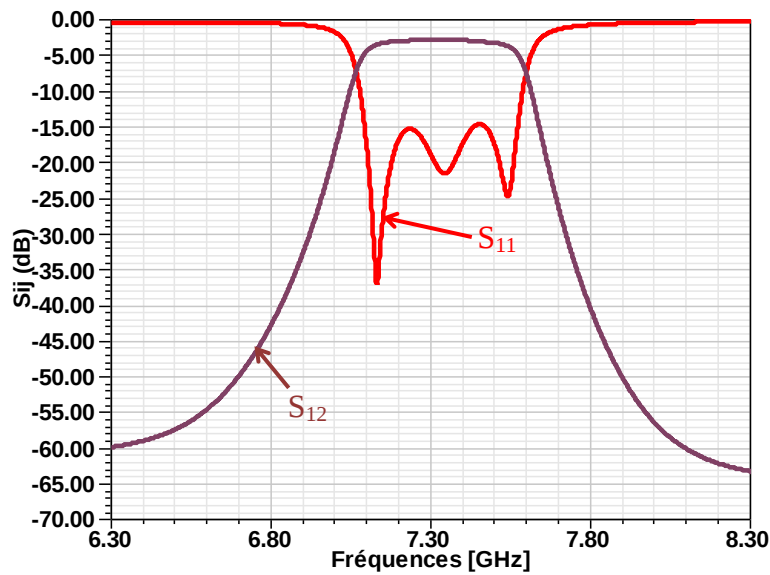
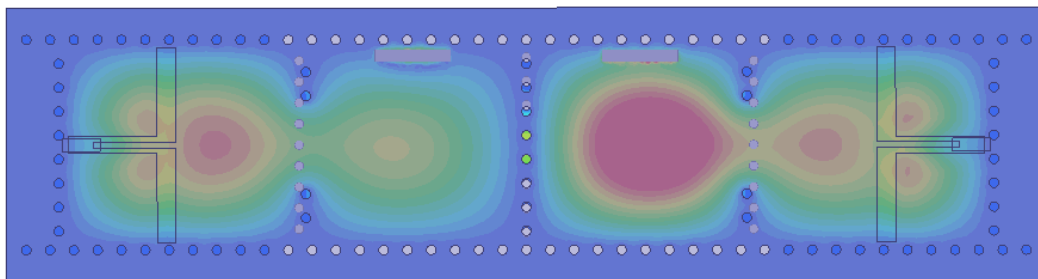


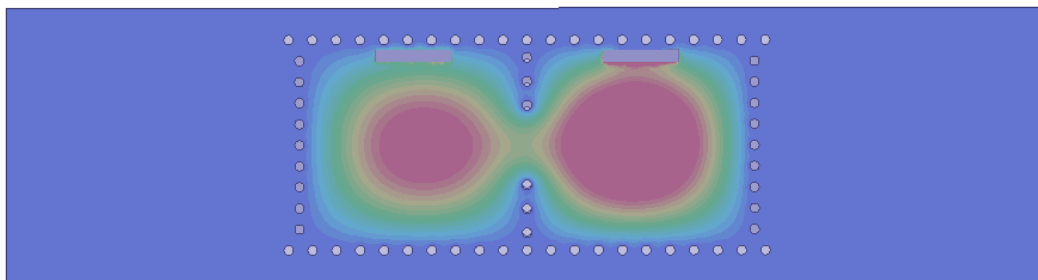
Figure III. 32 Réponse fréquentielle du filtre passe-bande multicouche.

D'après la Figure III. 32, le filtre conçu présente une adaptation inférieure de -15 dB dans la bande [7 – 7.6] GHz. Les pertes d'insertion de ce filtre dans cette bande sont de l'ordre de -3 dB.

La répartition du champ électrique dans ce filtre multicouche pour la fréquence 7.3 GHz est présentée dans la Figure III. 33.



(a)



(b)

Figure III. 33 Distribution du champ électrique du filtre multicouche (a) La couche inférieure
(b) La couche supérieure.

III.9.5 Filtre passe-bande multicouche hautement sélectif :

En utilisant la même méthodologie présentée dans [1], nous avons pu concevoir un autre filtre multicouche miniaturisé. La structure de base est un filtre planaire très sélectif présenté par Shen dans [61] (Figure III. 34). La taille de ce filtre est $101 \times 52.2 \text{ mm}^2$.

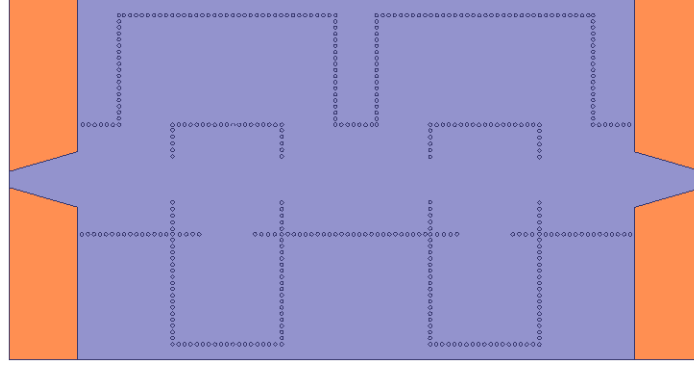
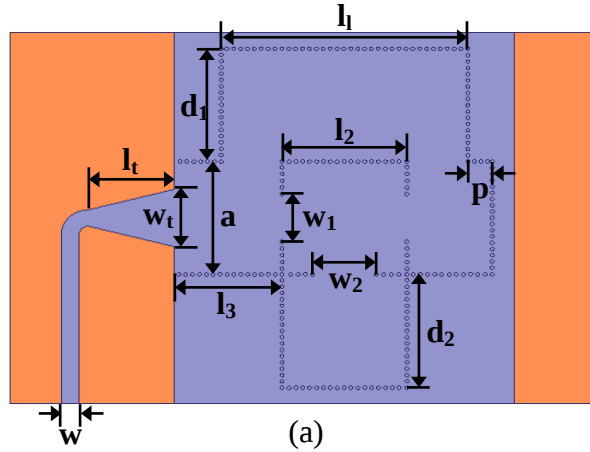
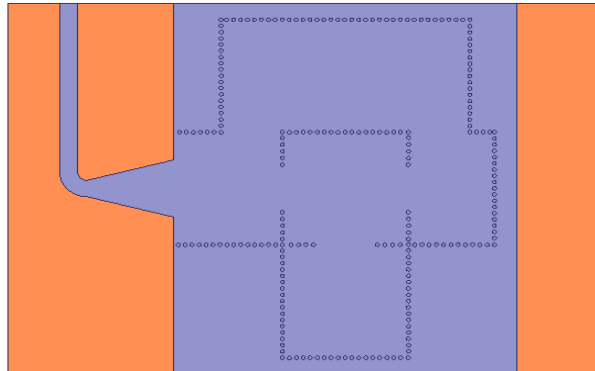


Figure III. 34 Structure d'un filtre GIS passe-bande planaire hautement sélectif [61].

L'idée était de plier ce dernier horizontalement pour former deux couches comme montré dans la Figure III. 35 (a) et (b). Une fente, d'une longueur de 15 mm et d'une épaisseur de 1.5 mm dans la masse commune a été utilisée pour assurer le couplage entre les deux couches (Figure III. 35 (c)). Le filtre conçu présente une taille globale de $65 \times 52.2 \text{ mm}^2$.



(a)



(b)

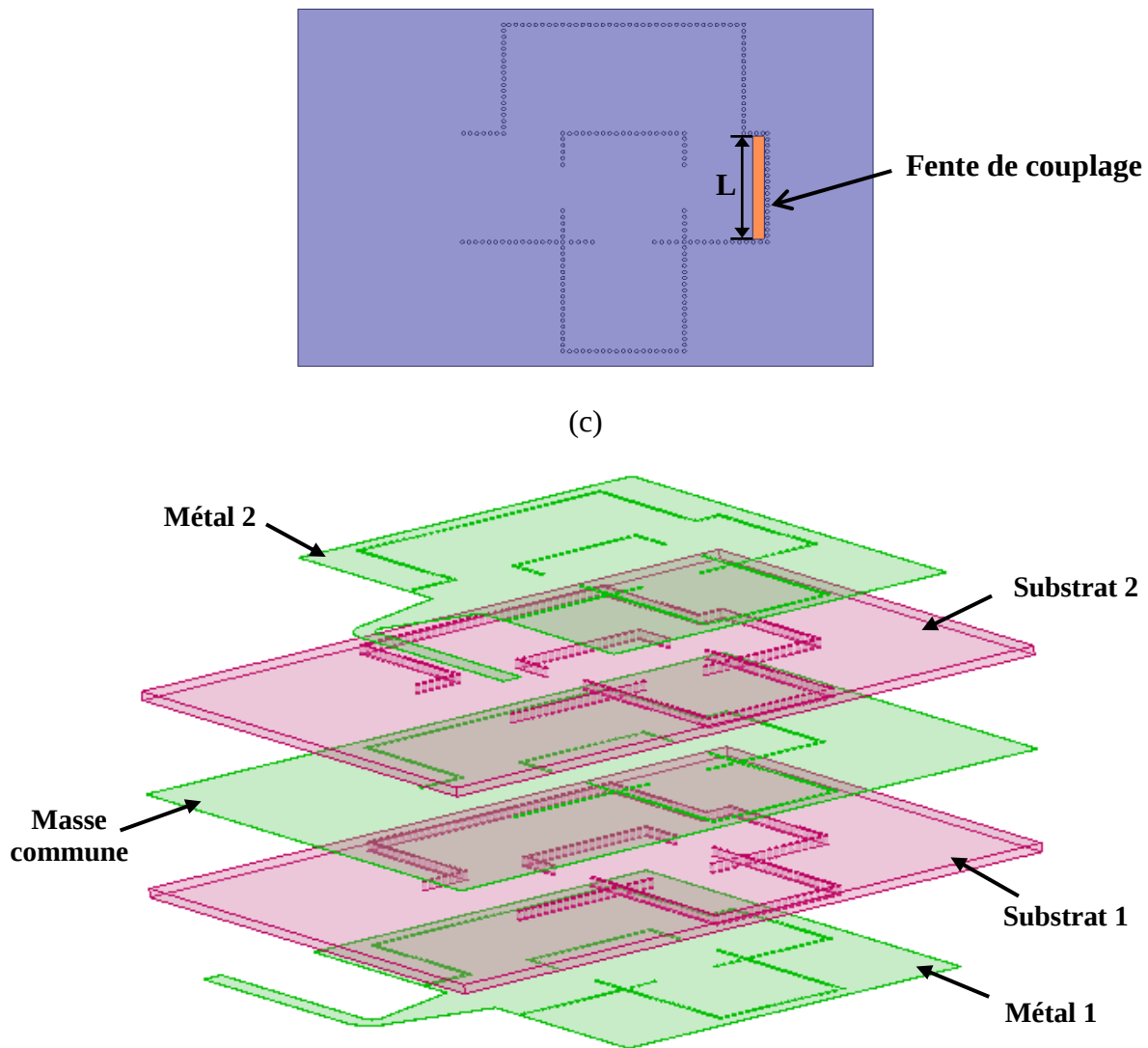


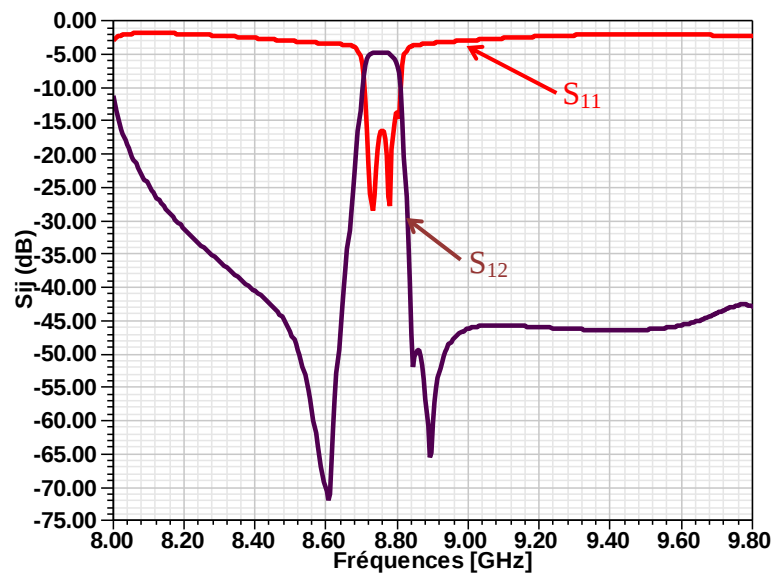
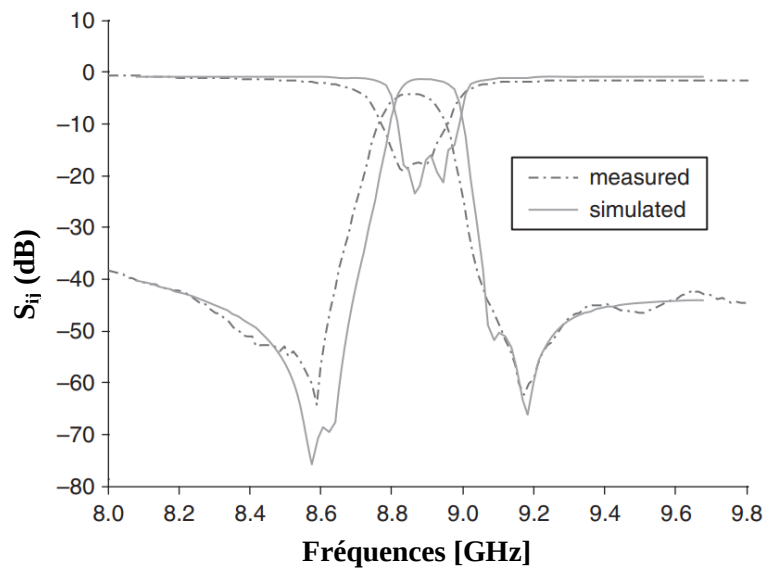
Figure III. 35 Géométrie d'un filtre GIS passe-bande multicouche hautement sélectif. (a) Métal de la couche supérieure, (b) Métal de la couche inférieure et (c) Masse commune.

Les dimensions de ce filtre multicouche sont présentées dans le Tableau III. 5.

Symbole	Valeur (mm)	Symbole	Valeur (mm)
a	15.9	w_1	6.7
d	0.5	w_2	8.12
s	0.88	l_1	31.5
w	2.7	l_2	15.96
w_t	8.08	l_3	13.77
l_t	11	d_1	15.9
p	3.12	d_2	15.96

Tableau III. 5 Dimensions du filtre passe-bande multicouches hautement sélectif.

La réponse du filtre multicouche conçu et celle du filtre planaire du [61] sont présentées dans la Figure III. 36 et Figure III. 37 respectivement.

Figure III. 36 Paramètres S_{ij} du filtre multicouche hautement sélectif.Figure III. 37 Paramètres S_{ij} du filtre planaire hautement sélectif [61].

Nos résultats montrent une adaptation de l'ordre de -16.7 dB dans une bande passante très sélective [8.7 - 8.8] GHz.

Les résultats obtenus avec la simulation de la structure multicouche conçue avec le logiciel HFSS montrent des performances presque les mêmes que celles de la structure de référence [61] à une seule couche mais avec l'avantage d'une taille réduite ($\approx -40\%$).

III.10. Conclusion :

Au cours de ce chapitre, nous avons dressé tout d'abord un état de l'art sur la conception des filtres micro-ondes. La conception et les performances obtenues de plusieurs types de filtres miniaturisés tirés de la littérature sont détaillées. Nous avons montré que l'application de la technique de miniaturisation GIS à demi mode sur les filtres planaires, qui sont très utilisés dans les domaines des télécommunications, permet de réduire leurs tailles tout en gardant des bonnes performances qui sont presque similaires aux performances de leurs topologies planaires. Nous avons conçu par la suite deux filtres miniaturisés basés sur la technique de conception des GIS multicouches. La structure de base du dernier filtre est planaire hautement sélectif qui existe déjà dans la littérature. Les résultats obtenus montrent que le filtre multicouche conçu présente des bonnes performances qui sont similaires à celles trouvées dans la référence mais avec l'avantage d'une taille réduite près de 40%.

Bibliographie du chapitre III :

- [1] J. Garreau, « Étude de filtres hyperfréquence SIW et hybride-planaire SIW en technologie LTCC », Thèse de doctorat, Université de Bretagne occidentale - Brest, 2012.
- [2] S. B. Cohn, « Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator Filters », *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 6, n° 2, p. 223-231, avr. 1958.
- [3] G. L. Matthaei, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. McGraw-Hill, 1964.
- [4] M. Kirschning, R. H. Jansen, et N. H. L. Koster, « Measurement and Computer-Aided Modeling of Microstrip Discontinuities by an Improved Resonator Method », in *1983 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1983, p. 495-497.
- [5] I. C. Hunter, L. Billonet, B. Jarry, et P. Guillon, « Microwave filters-applications and technology », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, n° 3, p. 794-805, mars 2002.
- [6] R. Levy, R. V. Snyder, et G. Matthaei, « Design of microwave filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, n° 3, p. 783-793, mars 2002.
- [7] T.-S. Yun, H. Nam, K.-B. Kim, et J.-C. Lee, « Iris waveguide bandpass filter using substrate integrated waveguide (SIW) for satellite communication », in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2005, vol. 1, p. 4.
- [8] X. Chen, L. Han, et K. Wu, « Synthesis and Design of Substrate Integrated Waveguide Filter Using Predistortion Technique », in *2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2007, p. 1-4.
- [9] X.-P. Chen et K. Wu, « Accurate and efficient design approach of substrate integrated waveguide filter using numerical TRL calibration technique », in *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2008, p. 1231-1234.
- [10] X. P. Chen et K. Wu, « Substrate Integrated Waveguide Cross-Coupled Filter With Negative Coupling Structure », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, n° 1, p. 142-149, janv. 2008.
- [11] P. Qiu, Y. Zhang, et B. Yan, « A Novel millimeter-wave Substrate Integrated Waveguide (SIW) filter buried in LTCC », in *2008 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2008, p. 1-4.
- [12] B. Potelon, J. Favennec, C. Quendo, E. Rius, C. Person, et J. Bohorquez, « Design of a Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filter Using a Novel Topology of Coupling », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 18, n° 9, p. 596-598, sept. 2008.

- [13] J. Bornemann et F. Taringou, « Substrate-integrated waveguide filter design using mode-matching techniques », in *2011 41st European Microwave Conference*, 2011, p. 1-4.
- [14] Z. Kordiboroujeni, F. Taringou, et J. Bornemann, « Efficient mode-matching design of substrate-integrated waveguide filters », in *2012 42nd European Microwave Conference*, 2012, p. 253-256.
- [15] S. S. Sabri, B. H. Ahmad, et A. R. B. Othman, « A review of Substrate Integrated Waveguide (SIW) bandpass filter based on different method and design », in *2012 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE)*, 2012, p. 210-215.
- [16] X. Chen, W. Hong, T. Cui, J. Chen, et K. Wu, « Substrate integrated waveguide (SIW) linear phase filter », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 15, n° 11, p. 787-789, nov. 2005.
- [17] X. Chen, K. Wu, et Z. Li, « Dual-Band and Triple-Band Substrate Integrated Waveguide Filters With Chebyshev and Quasi-Elliptic Responses », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 12, p. 2569-2578, déc. 2007.
- [18] Z.-C. Hao, W. Hong, X.-P. Chen, J.-X. Chen, et K. Wu, « A single-layer folded substrate integrated waveguide (SIW) filter », in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2005, vol. 1, p. 3.
- [19] R. Li, X. Tang, et F. Xiao, « Design of Substrate Integrated Waveguide Transversal Filter With High Selectivity », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 20, n° 6, p. 328-330, juin 2010.
- [20] L. Szydlowski, A. Lamecki, et M. Mrozowski, « Design of Microwave Lossy Filter Based on Substrate Integrated Waveguide (SIW) », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 21, n° 5, p. 249-251, mai 2011.
- [21] L. Szydlowski, N. Leszczynska, A. Lamecki, et M. Mrozowski, « A Substrate Integrated Waveguide (SIW) Bandpass Filter in A Box Configuration With Frequency-Dependent Coupling », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 22, n° 11, p. 556-558, nov. 2012.
- [22] F. Zhu, W. Hong, J. Chen, et K. Wu, « Cross-Coupled Substrate Integrated Waveguide Filters With Improved Stopband Performance », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 22, n° 12, p. 633-635, déc. 2012.

-
- [23] X.-C. Zhang, Z.-Y. Yu, et J. Xu, « Novel Band-Pass Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filter Based on Complementary Split Ring Resonators (CSRRs) », *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 72, p. 39-46, 2007.
- [24] Y. D. Dong, T. Yang, et T. Itoh, « Substrate Integrated Waveguide Loaded by Complementary Split-Ring Resonators and Its Applications to Miniaturized Waveguide Filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, n° 9, p. 2211-2223, sept. 2009.
- [25] Q. Zhang, W. Yin, S. He, et L. Wu, « Compact Substrate Integrated Waveguide (SIW) Bandpass Filter With Complementary Split-Ring Resonators (CSRRs) », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 20, n° 8, p. 426-428, août 2010.
- [26] Y. Dong et T. Itoh, « Substrate Integrated Waveguide Loaded by Complementary Split-Ring Resonators for Miniaturized Diplexer Design », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 21, n° 1, p. 10-12, janv. 2011.
- [27] K. Deng, Z. Guo, C. Li, et W. Che, « A compact planar bandpass filter with wide out-of-band rejection implemented by substrate-integrated waveguide and complementary split-ring resonator », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 53, n° 7, p. 1483-1487, juill. 2011.
- [28] Q.-L. Zhang, W.-Y. Yin, S. He, et L.-S. Wu, « Evanescent-Mode Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filters Implemented with Complementary Split Ring Resonators », *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 111, p. 419-432, 2011.
- [29] L. Qiang, H.-M. Lu, W. Zhao, H.-B. Qin, et B. Liu, « Half mode substrate integrated waveguide miniaturization using complementary split ring resonators », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 53, n° 5, p. 1074-1077, mai 2011.
- [30] L. Zhou, S. Liu, N. Gao, Y. Chen, et Y. Wei, « Miniaturized substrate integrated waveguide filter with complementary spiral resonator », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 53, n° 6, p. 1308-1311, juin 2011.
- [31] W. Park et S. Lim, « Miniaturized substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filter loaded with double-sided-complementary split ring resonators (DS-CSRRs) », in *2011 41st European Microwave Conference*, 2011, p. 740-743.
- [32] W. Jiang, W. Shen, L. Zhou, et W.-Y. Yin, « Miniaturized and high-selectivity substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filter loaded by complementary split-ring resonators (CSRRs) », *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 26, n° 11-12, p. 1448-1459, août 2012.

-
- [33] Y. Dong, C.-M. Wu, et T. Itoh, « Miniaturised multi-band substrate integrated waveguide filters using complementary split-ring resonators », *Antennas Propag. IET Microw.*, vol. 6, n° 6, p. 611-620, avr. 2012.
- [34] Z.-C. Hao, W. Hong, J.-X. Chen, X.-P. Chen, et K. Wu, « Compact super-wide bandpass substrate integrated waveguide (SIW) filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 9, p. 2968-2977, sept. 2005.
- [35] Y. L. Zhang, W. Hong, K. Wu, J. X. Chen, et H. J. Tang, « Novel substrate integrated waveguide cavity filter with defected ground structure », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 4, p. 1280-1287, avr. 2005.
- [36] W. Shen, W. Yin, et X. Sun, « Compact Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filter With Defected Ground Structure », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 21, n° 2, p. 83-85, févr. 2011.
- [37] Y. Huang, Z. Shao, et L. Liu, « A Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter Using Novel Defected Ground Structure Shape », *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 135, p. 201-213, 2013.
- [38] K. NOURI, « Conception, réalisation et caractérisation de filtres et de duplexeurs en technologies guides d'ondes et SIW application aux systèmes de communications », Thèse de doctorat, Université de Tlemcen, Tlemcen, Algérie, 2008.
- [39] P. F. Combes, *Micro-ondes. 2, Circuits passifs, propagation, antennes*. Paris: Dunod, 1997.
- [40] S. Yin, T. Vasilyeva, et P. Pramanick, « Use of three-dimensional field simulators in the synthesis of waveguide round rod bandpass filters », *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng.*, vol. 8, n° 6, p. 484-497, nov. 1998.
- [41] J. Ortusi, *Etude mathématiques des circuits de l'électronique tome 2 synthese des circuits*. Masson, 1997.
- [42] M. HASLER et J. NIERYNCK, *Traité d'électricité : Filtres électriques*, XIX. Ecole polytechnique de Lausanne: Ed. Georgi, 1996.
- [43] G. Prigent, « Méthode de conception de filtres planaires à bande étroite dans les domaines centimétrique et millimétrique », Thèse de doctorat, Université de Bretagne occidentale, France, 2002.
- [44] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, 3rd Ed*, 3rd edition. New York: Wiley, 2007.
- [45] R. Saal et E. Ulbrich, « On the Design of Filters by Synthesis », *IRE Trans. Circuit Theory*, vol. 5, n° 4, p. 284-327, déc. 1958.

-
- [46] J.-S. Hong, *Microstrip Filters for RF / Microwave Applications*, 2 edition. Hoboken, NJ: Wiley, 2011.
 - [47] M. Chaubet, « Filtres microondes à résonateurs diélectriques », Thèse de doctorat, Université de Limoges, Limoges, France, 1987.
 - [48] I. Hunter, *Theory and Design of Microwave Filters*. London: The Institution of Engineering and Technology, 2001.
 - [49] J. W. Nilsson et S. Riedel, *Electric Circuits*, 9 Edition. Boston: Pearson, 2010.
 - [50] W. Sahyoun, « Modélisation et caractérisation linéaire et non linéaire des filtres RF en technologie BAW et CRF et méthode pseudo-temporelle de test industriel », Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2011.
 - [51] A. MANCHEC, « Définition de nouvelles solutions de filtrage en technologie plaquée », Thèse de doctorat, Université de Bretagne occidentale, Bretagne-UEB, 2006.
 - [52] S. B. Cohn, « Dissipation Loss in Multiple-Coupled-Resonator Filters », *Proc. IRE*, vol. 47, n° 8, p. 1342-1348, août 1959.
 - [53] A. NASSER, « Contribution au développement de méthodes de synthèse pour la conception de filtres hyperfréquences à bandes passantes multiples », Thèse de doctorat, Université de Limoges, Limoges, France, 2008.
 - [54] Y. Zhai, Q. Wang, Z. Wang, et X. x Gao, « The Design of an Iris Waveguide Filter at 35.75 GHz », in *2008 Global Symposium on Millimeter Waves*, 2008, p. 348-350.
 - [55] W. Li, Z. Tang, et X. Cao, « Design of a SIW Bandpass Filter Using Defected Ground Structure with CSRRs », *Act. Passive Electron. Compon.*, 2017.
 - [56] Y. M. Huang, Z. Shao, Z. He, C. J. You, et D. Jiang, « A Bandpass Filter Based on Half Mode Substrate Integrated Waveguide-to-Defected Ground Structure Cells », *Int. J. Antennas Propag.*, 2015.
 - [57] X. Li, Z. Shao, Z. He, et C. You, « Wideband bandpass filter integrating half mode substrate integrated waveguide with novel DGS cell », in *2014 IEEE International Conference on Communication Problem-solving*, 2014, p. 661-664.
 - [58] J. Lee, S. Pinel, J. Laskar, et M. M. Tentzeris, « Design and Development of Advanced Cavity-Based Dual-Mode Filters Using Low-Temperature Co-Fired Ceramic Technology for V-Band Gigabit Wireless Systems », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 9, p. 1869-1879, sept. 2007.
 - [59] J.-H. Lee, N. Kidara, G. DeJean, S. Pinel, J. Laskar, et M. M. Tentzeris, « A V-band front-end with 3-D integrated cavity filters/duplexers and antenna in LTCC

technologies », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, n° 7, p. 2925-2936, juill. 2006.

- [60] K. Chin, C. Chang, C. Chen, Z. Guo, D. Wang, et W. Che, « LTCC Multilayered Substrate-Integrated Waveguide Filter With Enhanced Frequency Selectivity for System-in-Package Applications », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 4, n° 4, p. 664-672, avr. 2014.
- [61] K. Shen, G.- Wang, S.- Fu, et G.- Gu, « Highly selective bandpass filter based on substrate integrated waveguide », *Electron. Lett.*, vol. 45, n° 14, p. 746-748, juill. 2009.

Chapitre VI :

Conception des coupleurs et des six-port planaires et multicouches en GIS

IV.1. Introduction :

Dans les dernières années, les chercheurs scientifiques ne cessent de développer des composants multiports qui peuvent répondre à l'évolution immense des systèmes radiofréquence et sans fils [1]–[5]. L'un de ces composants est le six-port. Les circuits six-port ont été étudiés et développés depuis les années 70s [6]–[10]. Ils ont été utilisés pour la première fois par Cohn et Weinhouse pour mesurer la phase d'un signal micro-onde, et développés par Engen et Hoer pour extraire les coefficients complexes de réflexion d'un signal dans l'analyse micro-onde [11], [12]. Plusieurs technologies de six-port qui ont été développées après par Bosisio, ont été utilisées comme un démodulateur micro-onde et à onde millimétrique [13]. Le six-port est un composant passif, généralement composé de coupleurs et / ou diviseurs de puissance avec ou sans déphaseurs. Il est composé de deux entrées et quatre sorties.

Ces dernières années, plusieurs circuits à six ports ont été développés pour nombreuses applications. Ils peuvent être utilisés en même temps comme un capteur radar à onde continue modulée en fréquence (FMCW) ou comme un récepteur à conversion directe. En plus, le récepteur à six ports peut démoduler différents formats de signaux, y compris la modulation par déplacement de phase binaire (BPSK), la modulation par déplacement de phase en quadrature (QPSK) et la modulation d'amplitude en quadrature (QAM) [14]. Les circuits à six ports peuvent être fabriqués avec plusieurs technologies. Par exemple, les technologies des circuits intégrés micro-ondes hybrides miniaturisés (MHMIC) et des circuits micro-ondes intégrés monolithique (MMIC) qui ont été utilisées pour une démodulation QPSK dans des modules frontaux en six ports dans la bande Ka [15], [16], les guides d'ondes WR-10 usinés qui ont été utilisé pour la conception d'un capteur radar à ondes continue à évitement de collision en bande W [17], et ainsi de suite. Ces structures à base des six-ports sont favorables à cause de leurs performances vis-à-vis la consommation de la puissance, la linéarité, les faibles bruits de système et le faible coût de conception et de fabrication.

Dans ce chapitre, notre intérêt se porte sur l'étude et la conception des circuits six-port micro-ondes. Nous allons tout d'abord commencer par l'étude des composants élémentaires (diviseurs et coupleurs directifs) qui constituant le circuit six-port. La théorie de quelques types de six ports sera détaillée. Nous présentons par la suite l'étude des performances d'un nouveau type de circuit six-port planaire. Ensuite, l'aspect d'un coupleur directif multicouche sera présenté et qui va être appliqué pour la conception d'un nouveau circuit six-port

multicouche afin de réduire sa taille en déterminant leurs performances par simulation grâce au logiciel HFSS.

IV.2. Coupleurs directs :

Le coupleur directif est un composant passif utilisé pour diriger, diviser et combiner les signaux dans les systèmes micro-ondes. Un coupleur directif en guide d'onde est un composant qui contient un port d'alimentation, une ligne directe, une ligne couplée et un dernier port isolé. Les ports direct et couplé sont généralement conçus avec un déphasage de 90° ou 180° lors de l'excitation du port d'alimentation [18].

La matrice $[S]$ d'un coupleur symétrique (Figure IV. 1 – (a)) est donnée par l'équation (IV.1.1). Lorsque celle d'un coupleur asymétrique (Figure IV. 1 – (b)) est donnée par l'équation (IV.1.2).

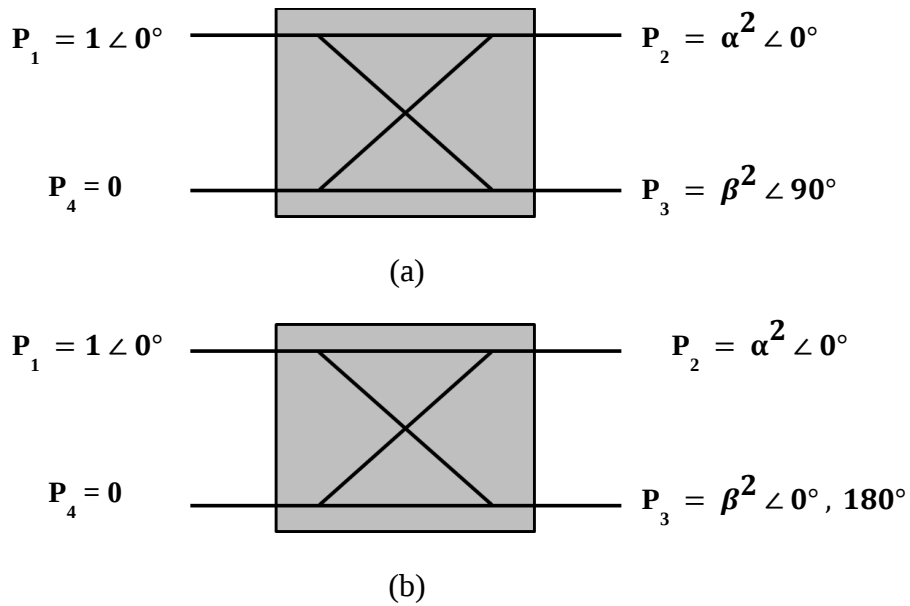


Figure IV. 1 Les schémas généraux des coupleurs directs, (a) symétrique et (b) asymétrique.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.1.1)$$

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.1.2)$$

α et β sont des réels avec $\alpha^2 + \beta^2 = 1$.

Les relations suivantes sont généralement utilisées pour la caractérisation des coupleurs directs [18] :

$$\text{Couplage} = C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log \beta \quad \text{dB} \quad (\text{IV.2.1})$$

$$\text{Directivité} = D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = 20 \log \frac{\beta}{|S_{14}|} \quad \text{dB} \quad (\text{IV.2.2})$$

$$\text{Isolation} = I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |S_{14}| \quad \text{dB} \quad (\text{IV.2.3})$$

Dans le cas où :

$\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$, la puissance injectée est divisée sur deux. Par conséquent, le facteur de couplage sera 3 dB.

Les matrices $[S]$ d'un coupleur 90° (quadrature), et 180° (T-magique) sont données par les relations (IV.3.1) et (IV.3.2), respectivement.

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.3.1})$$

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.3.2})$$

Le facteur de couplage est la mesure de la fraction de la puissance d'entrée injectée qui arrive au port de sortie. La directivité indique la capacité du coupleur d'isoler les ondes incidentes et réfléchies. L'isolation est la mesure de la puissance délivrée au port isolé.

Un des coupleurs directs en guides d'ondes planaires les plus compacts est le coupleur directif Riblet à fente [18]. Ce coupleur contient deux guides d'ondes placer l'un à côté de l'autre, où le couplage est assuré par une fente dans la paroi latérale. Au voisinage de la fente, les modes TE_{10} et TE_{20} sont excités car la fente de couplage a une largeur qui est approximativement le double de celles des ports d'entrée, direct, couplé et isolé. Cette largeur peut être diminuée pour empêcher la propagation du mode TE_{30} [18]. La bonne conception de la fente de couplage permettre d'avoir les propriétés de couplage et d'isolation désirées. Un coupleur 3dB de type Riblet à fente en quadrature avec la technologie des guides d'ondes est présenté dans [19] (Figure IV. 2).

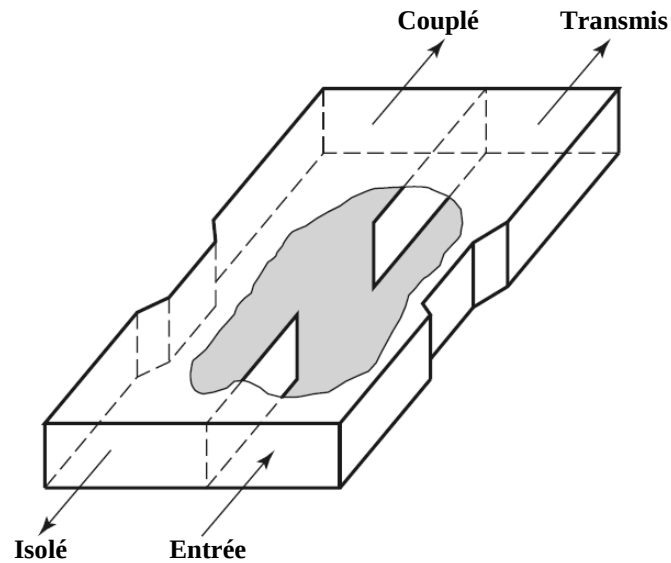


Figure IV. 2 Un coupleur 3 dB de type Riblet à fente en quadrature.

IV.2.1 Conception d'un coupleur Riblet en technologie GIS :

Nous avons simulé un coupleur directif en GIS de type Riblet qui est destiné à fonctionner dans la bande X. Ce coupleur a été conçu sur un substrat d'une permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$ et d'une épaisseur $h = 0.5\text{mm}$. Les dimensions du coupleur présenté dans la Figure IV. 3 sont indiquées dans le Tableau IV. 1.

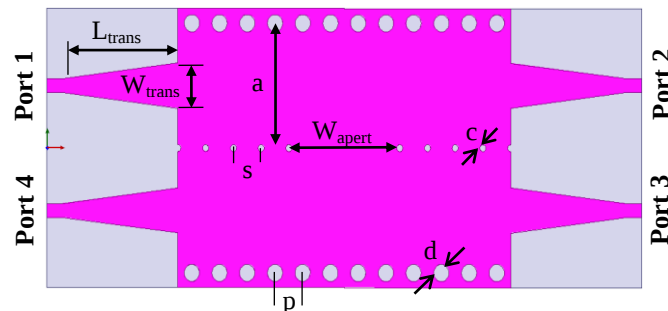


Figure IV. 3 Géométrie du coupleur directif 90°.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
a	14.4	W_{trans}	5.2
h	0.5	L_{trans}	15
p	3.6	W_{apert}	18
d	2	s	3.6
c	0.8		

Tableau IV. 1 Paramètres du coupleur directif 90°.

La largeur de la fente W_{apert} a été optimisée pour garantir les performances de couplage, de réflexion et d'isolation suivantes :

- Minimiser le coefficient de réflexion S_{11} dans le port 1 et le coefficient d'isolation S_{41} entre les ports 1 et 4.
- Garder les amplitudes des coefficients de transmission S_{12} et S_{13} égales ou proche de -3 dB.
- Garder un déphasage de 90° entre S_{12} et S_{13} dans la bande de fréquence.

Les modules et les phases obtenus avec simulation du coupleur directif au moyen du logiciel HFSS sont présentés respectivement dans les Figures IV.4 et IV. 5.

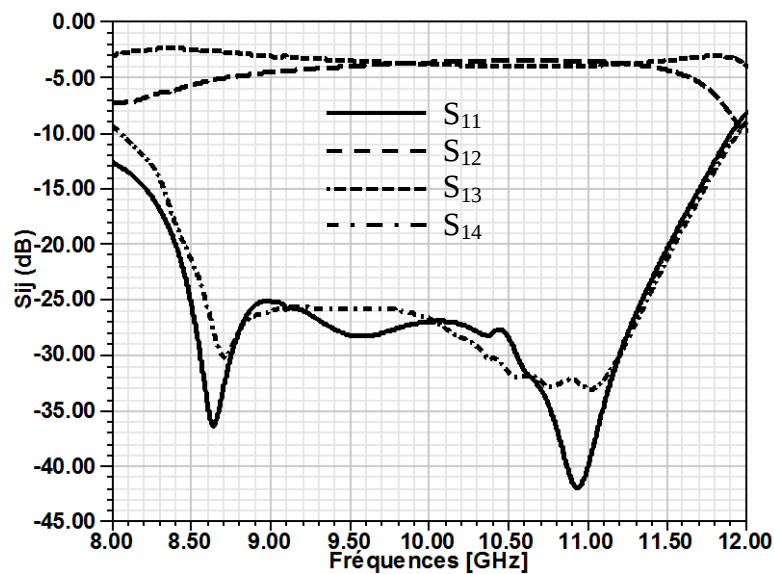


Figure IV. 4 Paramètres S_{ij} du coupleur directif 90° .

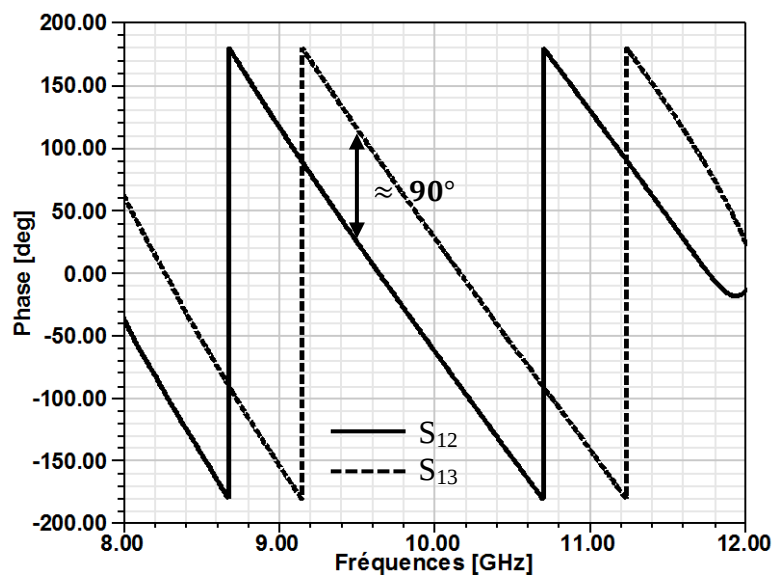


Figure IV. 5 Phases des coefficients de transmission du coupleur directif 90° .

La distribution du champ électrique obtenue avec simulation du coupleur directif est présentée dans la Figure IV. 6 pour la fréquence $f = 10$ GHz.

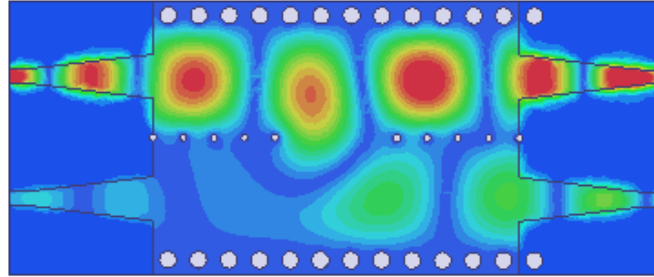


Figure IV. 6 Distribution du champ électrique du coupleur directif 90° .

Nous remarquons que ce coupleur présente une bonne adaptation qui est inférieure de -20 dB dans la bande de fréquence [8.45 - 11.50] GHz, une bonne isolation de l'ordre de -25 dB dans la bande [8.60 – 11.37] GHz et une transmission proche de -3.7 dB autour de la fréquence 10 GHz.

IV.3. Diviseurs de puissance :

Les diviseurs de puissance sont des composants micro-ondes utilisés dans la division et l'acheminement des copies multiples d'un signal dans un système. Ils existent aussi des diviseurs de puissances multiports avec des rapports de division de puissance inégaux. Nous concentrons dans cette thèse sur les diviseurs de puissance de trois ports qui assure un rapport de division égal à (-3dB) du signal d'entrée et chaque moitié est délivrée à chacun des deux ports de sortie. Alternativement, pour une structure réciproque, un combineur peut être réalisé avec deux signaux d'entrées qui s'additionnent dans un seul port de sortie. La Figure IV. 7 présente le schéma d'un diviseur de puissance.

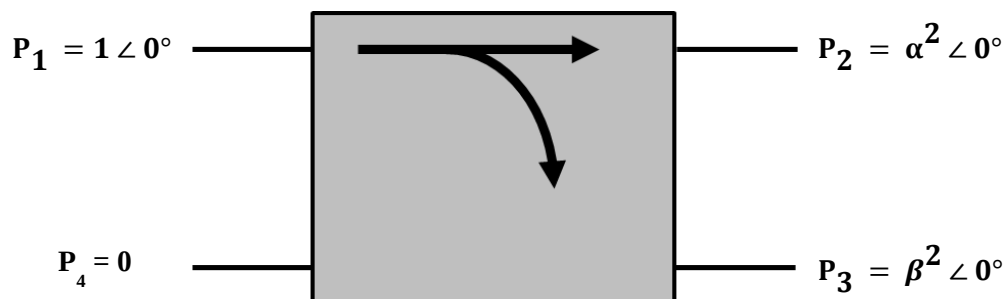


Figure IV. 7 Schéma général d'un diviseur de puissance.

Les paramètres S_{ij} d'un hexapôle à trois ports, démontrés dans [18], sont donnés par l'équation (IV.4).

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.4})$$

Si le composant est passif et ne contient pas des matériaux anisotropes, la matrice $[S]$ deviendra symétrique par rapport à la diagonale ce qui donne un dispositif réciproque, $S_{ij} = S_{ji}$. Pour une transmission maximale de la puissance, le composant doit être de faible pertes et adapté au niveau de tous les ports. Si le composant est bien adapté à tous les ports, il n'y aura pas de puissance réfléchie au niveau des ports et la diagonale de la matrice $[S]$ contient que des zéros, $S_{ii} = 0$. La matrice $[S]$ pour un composant à trois ports adaptés et réciproque est donnée par l'équation (IV.5).

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.5.1})$$

$$[S] = -j \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.5.2})$$

Pour que l'hexapôle soit non dissipatif, la loi de conservation d'énergie présentée par les équations (IV.6) doit être vérifiée.

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (\text{IV.6.1})$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad (\text{IV.6.2})$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad (\text{IV.6.3})$$

$$S_{13}^* S_{23} = 0 \quad (\text{IV.6.4})$$

$$S_{23}^* S_{12} = 0 \quad (\text{IV.6.5})$$

$$S_{12}^* S_{13} = 0 \quad (\text{IV.6.6})$$

Pour satisfaire les conditions données par les équations (IV.6.4 à 6), deux des trois paramètres (S_{12} , S_{13} , S_{23}) de la matrice $[S]$ doivent être égaux à zéro. Ce qui est incompatible avec les équations (IV.6.1 à 3). Pour cela, c'est impossible de créer un diviseur de puissance réciproque, sans pertes et simultanément adapté à ses trois accès. Dans la pratique, pour concevoir un diviseur de puissance, une de ces conditions doit être négligée [18].

Communément, les diviseurs de puissance en guides d'ondes rectangulaires et en GIS sont conçus en jonction de forme T. En réalité, le diviseur en jonction T peut être implémenté dans la pratique avec n'importe quel type de ligne de transmission [18]. Dans les guides d'ondes rectangulaires classiques, nous formons cette jonction avec trois guides rectangulaires dont les axes longitudinaux sont disposés en forme T. Ce type des diviseurs de puissance en T peut être dans le plan E où les petits côtés des trois guides d'ondes sont parallèles au plan de la jonction ou dans le plan H où les grands côtés des trois guides sont parallèles au plan de la jonction. Puisque les composants en GIS sont fabriqués sur un substrat planaire, les jonctions T et Y en plan H, comme montre la Figure IV. 8, sont les plus utilisées [20]. Les diviseurs de puissance GIS en jonctions T et Y sont étudiés en détail dans [18]-[19].

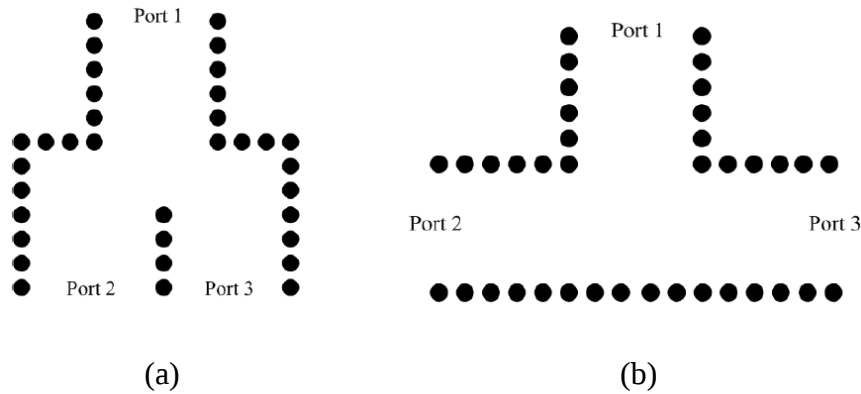


Figure IV. 8 Diviseurs de puissance en GIS, (a) Jonction Y, (b) Jonction T.

IV.3.1 Conception d'un diviseur de puissance en GIS :

Un diviseur de puissance en jonction Y en GIS dans la bande X a été simulé (Figure IV. 9). Le diviseur de puissance est gravé sur un substrat d'une permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$, d'une épaisseur $h = 0.5$ mm et une tangente de pertes $\tan(\delta) = 0.0009$.

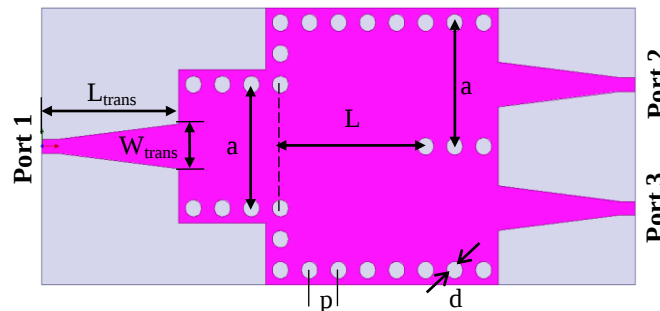


Figure IV. 9 Géométrie du diviseur de puissance en GIS.

Les dimensions du diviseur de puissance présenté dans la Figure IV. 9 sont illustrées sur le Tableau IV. 2.

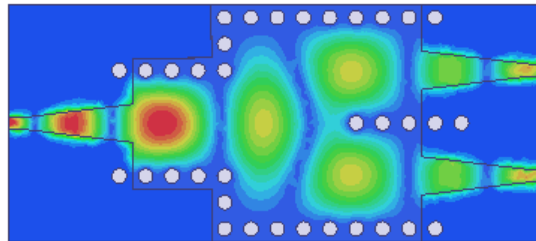
Parameter	Value (mm)	Parameter	Value (mm)
a	14.4	W_{trans}	5.2
h	0.5	L_{trans}	15
p	3.6	L	18
d	2		

Tableau IV. 2 Paramètres du diviseur de puissance.

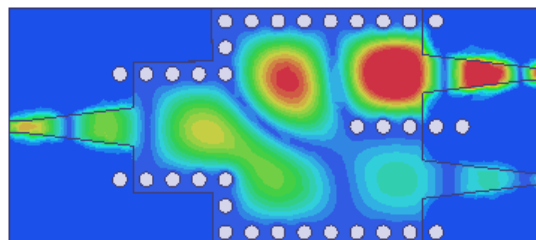
La distance L entre les deux discontinuités (Figure IV. 9) est optimisée pour satisfaire les critères suivants:

- Minimiser le coefficient de réflexion S_{11} au niveau du port 1.
- Garder les valeurs des coefficients de transmissions S_{12} et S_{13} égales ou proche de -3 dB.
- Garder S_{12} et S_{13} en phase dans la bande de fréquence.

La distribution du champ électrique d'un diviseur de puissance en jonction Y pour une fréquence $f = 10$ GHz est présentée dans la Figure IV. 10. Dans le cas (a), l'excitation est au niveau du port 1 et dans le cas (b), l'excitation est au niveau de l'un des deux portes 2 ou 3.



(a)



(b)

Figure IV. 10 Distributions du champ électrique d'un diviseur de puissance en jonction Y, (a) Excitation du port 1, (b) Excitation du port 3 ou 2.

Les paramètres de transmission (S_{12} et S_{13}) et de réflexion (S_{11}) du diviseur de puissance obtenus avec le logiciel de simulation HFSS sont présentés dans la Figure IV. 11.

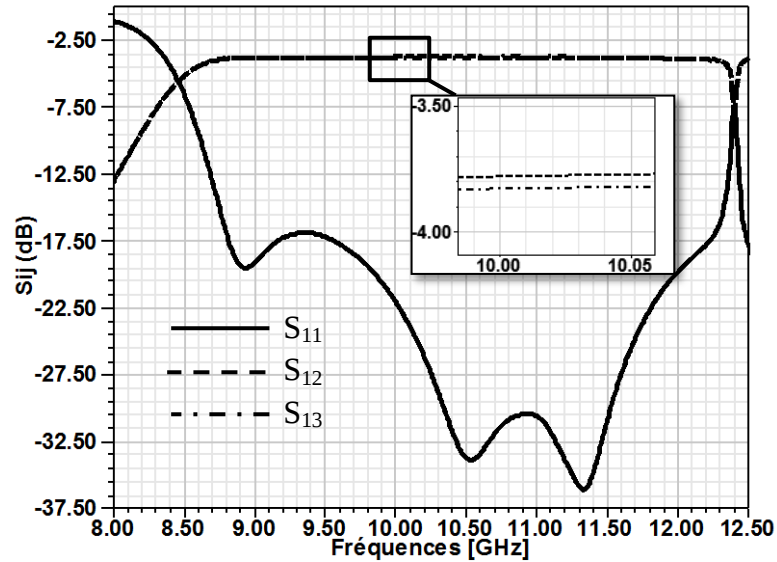


Figure IV. 11 Paramètres S_{ij} du diviseur de puissance.

La Figure IV. 12 donne la différence de phases entre S_{12} et S_{13} . On remarque que les signaux à ces deux ports sont en phase (Les deux courbes sont superposées).

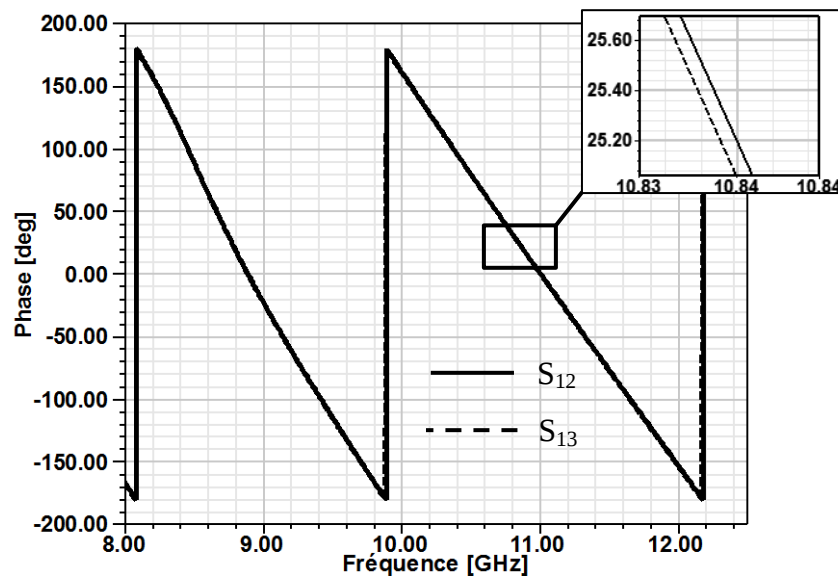


Figure IV. 12 Les phases des coefficients de transmission du diviseur de puissance.

IV.4. Théorie des Six-Port :

Dans des travaux antérieurs, le circuit six-port a été présenté comme un excellent candidat pour la conception des analyseurs et modulateur/démodulateur micro-ondes et à onde millimétrique pour les systèmes de communication et de radar [23]–[26].

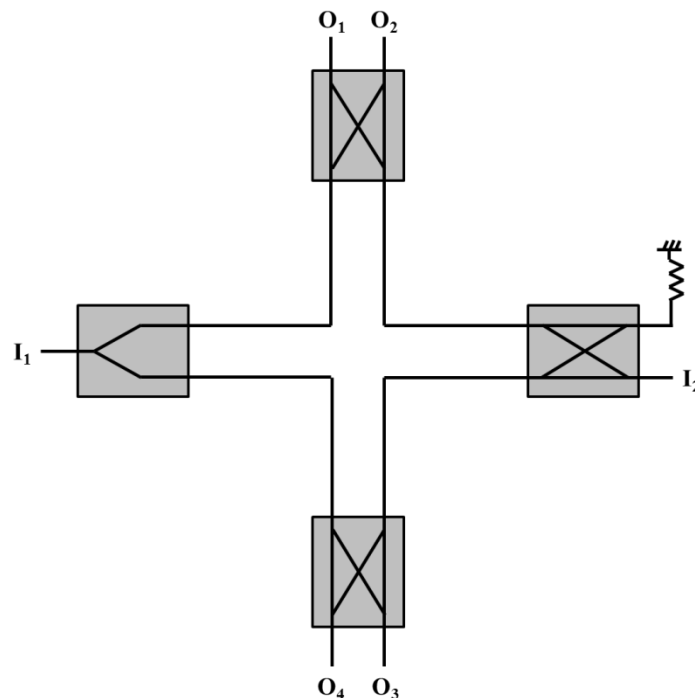
Les trois topologies les plus utilisées pour la conception des six-port sont les suivantes :

- Trois coupleurs + un diviseur de puissance
- Deux coupleurs + deux diviseurs de puissance + un déphaseur 90°
- Quatre coupleurs + un déphaseur 90°

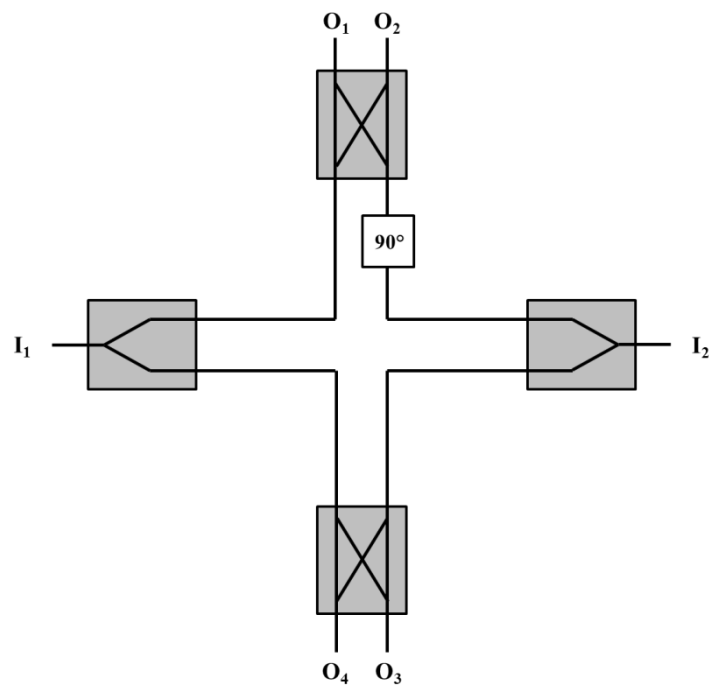
Chacune de ces trois topologies à ses propres caractéristiques, ses avantages et ses inconvénients :

- Pour le premier type, il ne contient pas de déphaseur.
- Pour le deuxième type, pas d'impédance d'adaptation requise.
- Pour le troisième type, pas de diviseur requis.

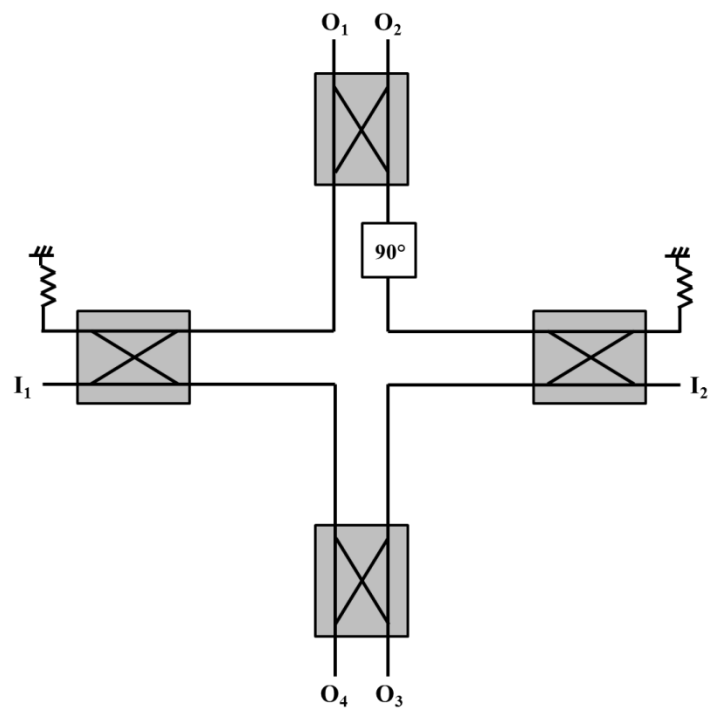
La Figure IV. 13 présente les trois types de circuit six-port.



(a) Type 1



(b) Type 2



(c) Type 3

Figure IV. 13 Topologies de trois types de circuit six-port.

En utilisant les équations précédentes (IV.3.1) et (IV.5.2), l'analyse des trois types de six-port a permis d'obtenir leurs matrices $[S]$. Tous les ports d'entrées (I) et de sorties (O) sont numérotés afin de faciliter la construction de la matrice $[S]$.

Pour le premier type :

$$O_1 = \frac{1}{2}(-jI_1 - I_2) \quad (\text{IV.7.1})$$

$$O_2 = \frac{1}{2}(I_1 + jI_2) \quad (\text{IV.7.2})$$

$$O_3 = \frac{1}{2}(I_1 + I_2) \quad (\text{IV.7.3})$$

$$O_4 = \frac{1}{2}(-jI_1 + jI_2) \quad (\text{IV.7.4})$$

Puisque :

$$[O] = [S] \cdot [I]$$

Les paramètres S_{ij} du premier type peuvent être formulés comme suit :

$$\begin{bmatrix} O_1 \\ O_2 \\ O_3 \\ O_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -j & -1 \\ 1 & j \\ 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

Pour le deuxième type :

$$O_1 = \frac{1}{2}(-jI_1 + jI_2) \quad (\text{IV.9.1})$$

$$O_2 = \frac{1}{2}(I_1 + I_2) \quad (\text{IV.9.2})$$

$$O_3 = \frac{1}{2}(I_1 - jI_2) \quad (\text{IV.9.3})$$

$$O_4 = \frac{1}{2}(-jI_1 + I_2) \quad (\text{IV.9.4})$$

Les paramètres S_{ij} du deuxième type peuvent être donnés comme suit :

$$\begin{bmatrix} O_1 \\ O_2 \\ O_3 \\ O_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -j & j \\ 1 & 1 \\ 1 & -j \\ -j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.10})$$

Pour le troisième type :

$$O_1 = \frac{1}{2}(jI_1 + jI_2) \quad (\text{IV.11.1})$$

$$O_2 = \frac{1}{2}(-I_1 + I_2) \quad (\text{IV.11.2})$$

$$O_3 = \frac{1}{2}(-I_1 + jI_2) \quad (\text{IV.11.3})$$

$$O_4 = \frac{1}{2}(jI_1 - I_2) \quad (\text{IV.11.4})$$

Les paramètres S_{ij} du troisième type peuvent être donnés comme suit :

$$\begin{bmatrix} O_1 \\ O_2 \\ O_3 \\ O_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} j & j \\ -1 & 1 \\ -1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

IV.5. Conception d'un circuit Six-port en GIS :

Un nouveau circuit six-port similaire au premier type a été présenté par le chercheur Li-nan dans la référence [27]. Le bloc diagramme de ce circuit six-port est présenté dans la Figure IV. 14.

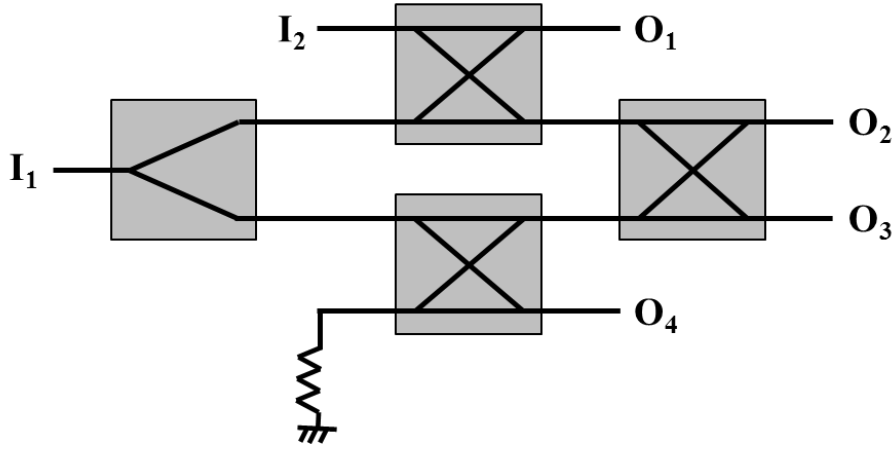


Figure IV. 14 Le schéma du circuit Six-Port proposé dans [27].

Les relations entre les entrées et les sorties de ce six-port peuvent être exprimées comme suit :

$$O_1 = \frac{1}{2\sqrt{2}} (\sqrt{2}I_1 + 2I_2) \quad (\text{IV.13.1})$$

$$O_2 = \frac{1}{2\sqrt{2}} ((1-j)I_1 + \sqrt{2}I_2) \quad (\text{IV.13.2})$$

$$O_3 = \frac{1}{2\sqrt{2}} ((1-j)I_1 + j\sqrt{2}I_2) \quad (\text{IV.13.3})$$

$$O_4 = \frac{1}{2\sqrt{2}} (\sqrt{2}I_1) \quad (\text{IV.13.4})$$

Les paramètres S_{ij} de ce nouveau type peuvent être donnés par:

$$\begin{bmatrix} O_1 \\ O_2 \\ O_3 \\ O_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 2 \\ (1-j) & \sqrt{2} \\ (1-j) & j\sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

En se basant sur la topologie présentée dans la Figure IV. 14, nous avons conçu un six-port en technologie GIS avec le logiciel HFSS. La configuration de ce circuit est présentée dans la Figure IV. 15. Il comporte un diviseur de puissance et trois coupleurs directifs 90° en GIS. Des transitions micro-ruban vers GIS sont utilisées pour faciliter l'intégration du circuit six-port dans l'environnement planaire.

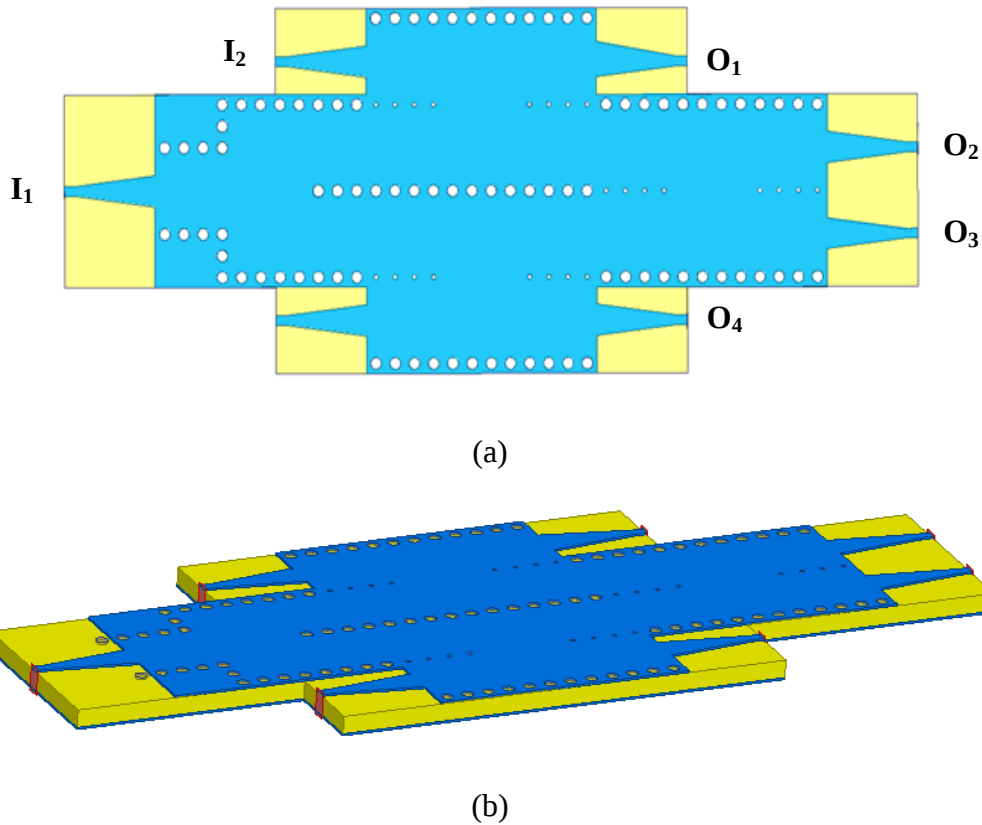


Figure IV. 15 Topologie de circuit six-port en GIS. (a) structure en 2D, (b) structure en 3D

Cependant, après l'intégration et l'association de tous les composants (diviseur et coupleurs), et en raison des discontinuités entre les composants utilisés, certains des paramètres doivent être ré-optimisés à nouveau selon les exigences de conception suivantes :

- Minimiser les coefficients de réflexions S_{11} à I_1 et S_{22} à I_2 , et le coefficient d'isolation S_{21} entre I_1 et I_2 .
- Garder les amplitudes des coefficients de transmission S_{31} jusqu'à S_{61} et S_{32} jusqu'à S_{52} égale ou proche de -7 dB.
- Garder le septième port totalement isolé.

Le diviseur de puissance en GIS est utilisé comme point d'injection. Il reçoit la puissance injectée depuis le port I_1 et délivre chaque moitié aux deux coupleurs directifs pour alimenter les deux ports de sortie O_1 et O_4 et le reste de la puissance injectée passe au dernier coupleur pour l'alimentation des deux autres ports de sortie O_2 et O_3 . Le septième port reste toujours isolé. Nous pouvons isoler les deux derniers ports en utilisant le port I_2 comme port d'injection.

En utilisant le port I_1 comme port d'injection, les résultats de notre simulation du circuit six-port planaire comparés à ceux de la référence [27] sont présentés dans les deux figures suivantes.

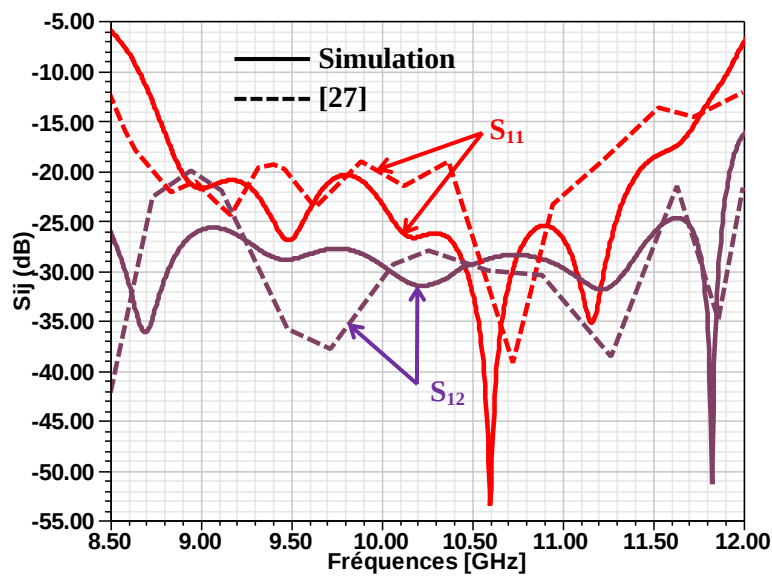


Figure IV. 16 Paramètres S_{ij} des ports d'entrées.

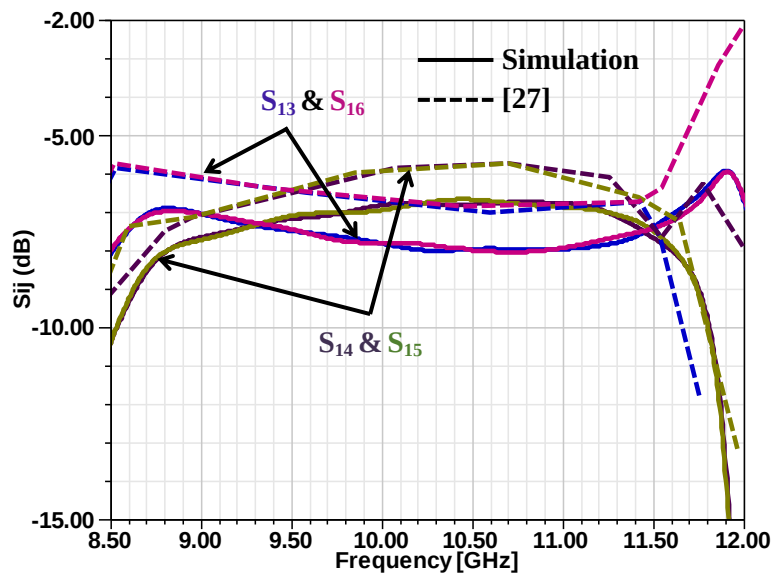


Figure IV. 17 Paramètres S_{ij} des ports de sorties.

Les résultats obtenus montrent que le six-port simulé avec HFSS présente des bonnes performances, qui sont cohérentes avec celles obtenues dans [27]. La différence est due à l'utilisation d'une transition micro-ruban vers GIS de forme différente et aussi à l'utilisation d'une large jonction L dans le diviseur de puissance. Nos résultats de six-port présentent une meilleure isolation et une bonne adaptation qui sont inférieures à -20 dB dans toute la bande, avec des pertes de transmission (S_{13} à S_{16}) inférieures de 10 dB.

La Figure IV. 18 illustre le déphasage entre le port d'entrée et les ports de sortie du circuit six-port simulé.

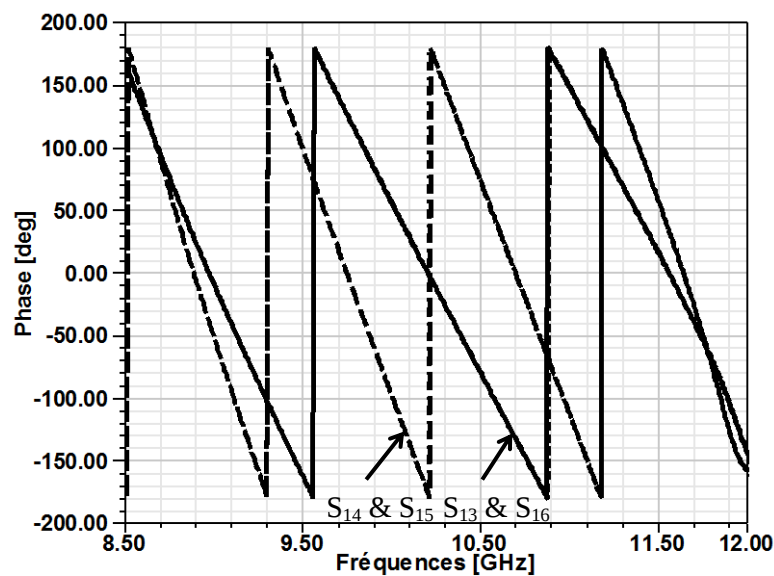


Figure IV. 18 Phases des coefficients de transmission du circuit six-port en GIS.

IV.6 Les coupleurs directifs multicouches en GIS :

IV.6.1 Théorie des coupleurs directifs bicouches en GOR :

En technologie guide d'onde rectangulaire (GOR), on peut utiliser des coupleurs à fentes [28], comme indiqué dans la Figure IV. 19. Dans ce cas, l'utilisation des fentes plus grandes ou plus nombreuses ou en modifiant l'orientation relative des guides qui compose le coupleur, permet l'augmentation du coefficient de couplage et donc concevoir des coupleurs plus équilibrés [29]. Comme montré dans les Figures IV. 19 et IV. 20, nous pouvons utiliser des fentes rectangulaires ou circulaires pour assurer le couplage entre les deux couches. Ce type de coupleur est appelé coupleur BH venant du nom de Bethe Hans, physicien américain d'origine allemande, qui l'a inventé [30].

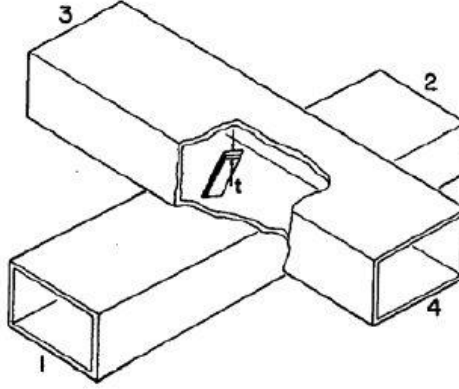


Figure IV. 19 Exemple de coupleur directionnel à fente [28].

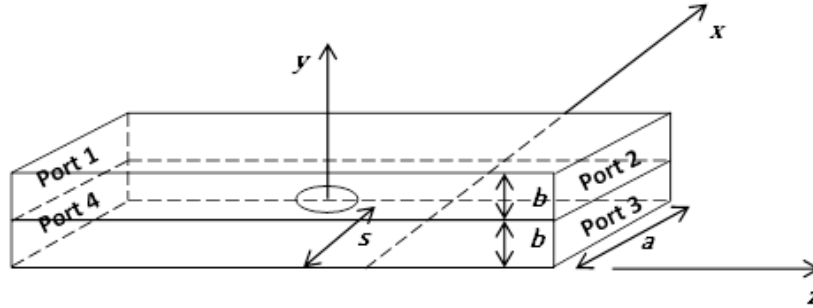


Figure IV. 20 Coupleur directif bicouches en GOR.

Comme mentionné dans la référence [31], l'ouverture peut être remplacée par des sources équivalentes composées de moments dipolaires électriques et magnétiques. Le moment dipolaire électrique normal et le moment dipolaire magnétique axial rayonnent avec une symétrie paire dans le guide couplé, tandis que le moment dipolaire magnétique transverse rayonne avec une symétrie impaire. Ainsi, en ajustant les amplitudes relatives de ces deux sources équivalentes, on peut annuler le rayonnement en direction du port isolé, tout en augmentant le rayonnement en direction du port couplé. Les deux guides d'ondes sont parallèles et le couplage est contrôlé par s , le décalage de l'ouverture par rapport à la paroi latérale du guide d'onde.

Considérant la configuration du coupleur, avec un mode TE_{10} incident dans le port 1 (Figure IV. 20). Les champs dans ce coupleur peuvent être déterminés comme suit :

$$E_y = A \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (\text{IV.15.1})$$

$$H_x = \frac{-A}{Z_{10}} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (\text{IV.15.2})$$

$$H_z = \frac{j\pi A}{\beta a Z_{10}} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (\text{IV.15.3})$$

où: $Z_{10} = k_0 \eta_0 / \beta$ est l'impédance d'onde du mode TE_{10} .

k_0 est le vecteur d'onde dans l'espace libre.

η_0 est l'impédance intrinsèque dans l'espace libre.

A est l'amplitude du mode propagé.

β est la constante de propagation.

Cette onde incidente génère les courants de polarisations équivalents suivants au niveau de l'ouverture ($x = s, y = b, z = 0$) [30] :

$$\bar{P}_e = \epsilon_0 \alpha_e \hat{y} A \sin \frac{\pi s}{a} \delta(x - s) \delta(y - b) \delta(z) \quad (\text{IV.16.1})$$

$$\bar{P}_m = -\alpha_m A \left[\frac{-\hat{x}}{Z_{10}} \sin \frac{\pi s}{a} + \hat{z} \frac{j\pi}{\beta a Z_{10}} \cos \frac{\pi s}{a} \right] \delta(x - s) \delta(y - b) \delta(z) \quad (\text{IV.16.2})$$

où : ϵ_0 est la permittivité du vide.

α_e et α_m sont respectivement la polarisabilité électrique et magnétique de la fente de couplage.

En reliant $\bar{P}_e$ et $\bar{P}_m$ aux courants $\bar{J}$ et $\bar{M}$, et en se basant sur [30], l'amplitude des ondes progressives vers l'avant et vers l'arrière dans le guide supérieur est donnée par :

$$A_{10}^+ = \frac{-1}{P_{10}} \int_v \bar{E}_{10}^- \cdot \bar{J} dv + \frac{1}{P_{10}} \int_v \bar{H}_{10}^- \cdot \bar{M} dv$$

$$\Rightarrow A_{10}^+ = \frac{-j\omega A}{P_{10}} \left[\epsilon_0 \alpha_e \sin^2 \frac{\pi s}{a} - \frac{\mu_0 \alpha_m}{Z_{10}^2} \left(\sin^2 \frac{\pi s}{a} + \frac{\pi^2}{\beta^2 a^2} \cos^2 \frac{\pi s}{a} \right) \right] \quad (\text{IV.17.1})$$

$$A_{10}^- = \frac{-1}{P_{10}} \int_v \bar{E}_{10}^+ \cdot \bar{J} dv + \frac{1}{P_{10}} \int_v \bar{H}_{10}^+ \cdot \bar{M} dv$$

$$\Rightarrow A_{10}^- = \frac{-j\omega A}{P_{10}} \left[\epsilon_0 \alpha_e \sin^2 \frac{\pi s}{a} + \frac{\mu_0 \alpha_m}{Z_{10}^2} \left(\sin^2 \frac{\pi s}{a} - \frac{\pi^2}{\beta^2 a^2} \cos^2 \frac{\pi s}{a} \right) \right] \quad (\text{IV.17.2})$$

où $P_{10} = ab/Z_{10}$ est la constante de normalisation de puissance.

D'après les équations (IV.17.1) et (IV.17.2), on peut remarquer que l'amplitude de l'onde reçue au niveau du port 4 (A_{10}^+) est généralement différente de celle reçue au niveau du port 3 (A_{10}^-) car ($H_x^+ = -H_x^-$). Cela nous permettra d'annuler la puissance délivrée au port 4 en définissant $A_{10}^+ = 0$. Si nous supposons que l'ouverture est circulaire, nous pouvons définir les polarisations $\alpha_e = 2r_0^3/3$ et $\alpha_m = 4r_0^3/3$ où r_0 est le rayon de l'ouverture [30].

A partir de (IV.17.1), nous obtenons la condition suivante pour $A_{10}^+ = 0$:

$$\begin{aligned} \left(2\epsilon_0 - \frac{4\mu_0}{Z_{10}^2}\right) \sin^2 \frac{\pi s}{a} - \frac{4\pi^2 \mu_0}{\beta^2 a^2 Z_{10}^2} \cos^2 \frac{\pi s}{a} &= 0 \\ \Rightarrow (k_0^2 - 2\beta^2) \sin^2 \frac{\pi s}{a} &= \frac{2\pi^2}{a^2} \cos^2 \frac{\pi s}{a} \\ \Rightarrow \left(\frac{4\pi^2}{a^2} - k_0^2\right) \sin^2 \frac{\pi s}{a} &= \frac{2\pi^2}{a^2} \end{aligned}$$

où:

$$\sin \frac{\pi s}{a} = \pi \sqrt{\frac{2}{4\pi^2 - k_0^2 a^2}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2(\lambda_0^2 - a^2)}} \quad (\text{IV.18})$$

Les facteurs de couplage et de directivité sont alors donnés par :

$$C = 20 \log \left| \frac{A}{A_{10}^-} \right| \text{ dB} \quad (\text{IV.19.1})$$

$$D = 20 \log \left| \frac{A_{10}^-}{A_{10}^+} \right| \text{ dB} \quad (\text{IV.19.2})$$

Finalement, le coupleur directif multicouche peut être conçu en utilisant les équations (IV.18) et (IV.19.1) pour déterminer la position s et le rayon r_0 , afin d'avoir le facteur de couplage souhaité.

IV.6.2 Conception d'un coupleur directif multicouche en GIS :

La géométrie d'un coupleur directif bicouche en GIS est réalisé par deux guides d'ondes juxtaposés ayant des fentes en forme de croix inclinée, résonnantes dans leur large paroi commune (Figure IV. 21).

Dans ce travail, le couplage est assuré avec deux fentes de forme croix dans la paroi commune. La longueur, l'angle de rotation et l'emplacement de la fente transversale incliné d'un 1mm d'épaisseur sont optimisés afin de garantir un niveau de couplage maximal à la fréquence de fonctionnement choisie 5.8 GHz.

Le coupleur multicouche proposé est simulé en utilisant le logiciel Ansoft HFSS. En se basant sur un substrat avec une permittivité diélectrique $\epsilon_r=3$, $\tan\delta = 0.03$ et une hauteur $h = 0.254$ mm. Le niveau de couplage est contrôlé avec le changement des dimensions des fentes et leurs inclinaisons α . Le couplage et l'isolation sont affectés par la rotation des fentes.

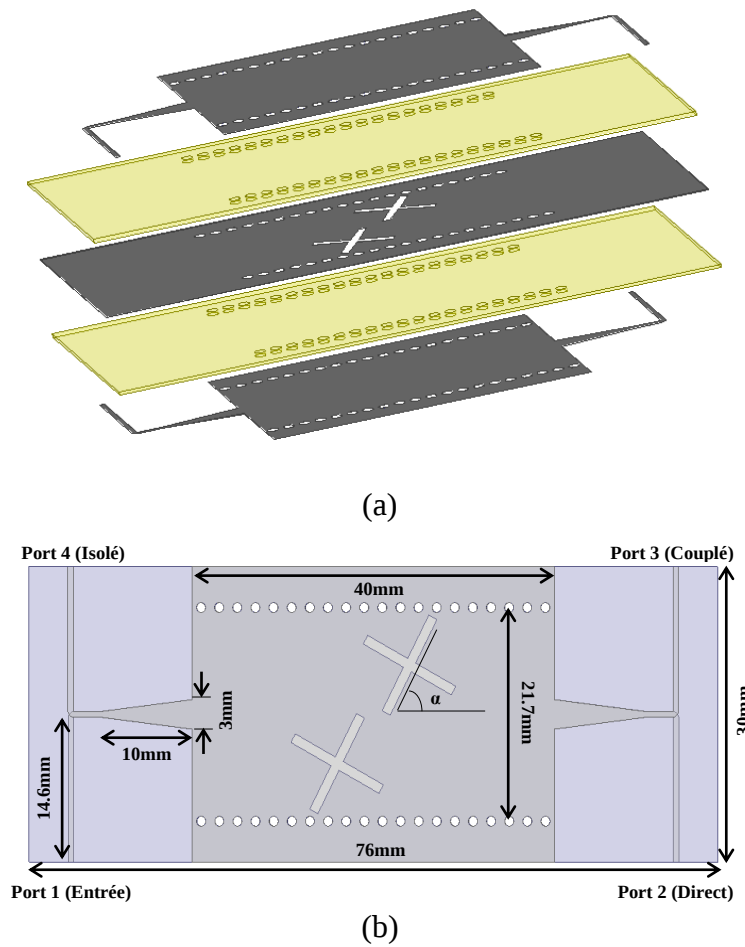


Figure IV. 21 Géométrie du coupleur directif multicouche en GIS, (a) Trois dimensions et (b) Deux dimensions.

Le tableau suivant présente la variation du couplage et de l'isolation en fonction de la valeur d'angle d'inclinaison α . Ces résultats sont obtenus au moyen d'HFSS.

Angle d'inclinaison	Couplage à 5.8 GHz	Isolation à 5.8 GHz
20°	-7.09 dB	-13.59 dB
40°	-6.50 dB	-18.86 dB
60°	-6.25 dB	-21.22 dB
80°	-6.87 dB	-20.04 dB
90°	-6.91 dB	-15.23 dB

Tableau IV. 3 Valeurs de couplage et de l'isolation en fonction de l'angle α .

Après optimisation avec le logiciel HFSS, les meilleurs résultats en termes de couplage et de faibles pertes d'insertion sont obtenus avec un angle d'inclinaison $\alpha = 62^\circ$.

Les résultats obtenus (avec deux croix) comparés avec ceux trouvés dans [32] (avec deux fentes longitudinales) sont présentés dans la Figure IV. 22.

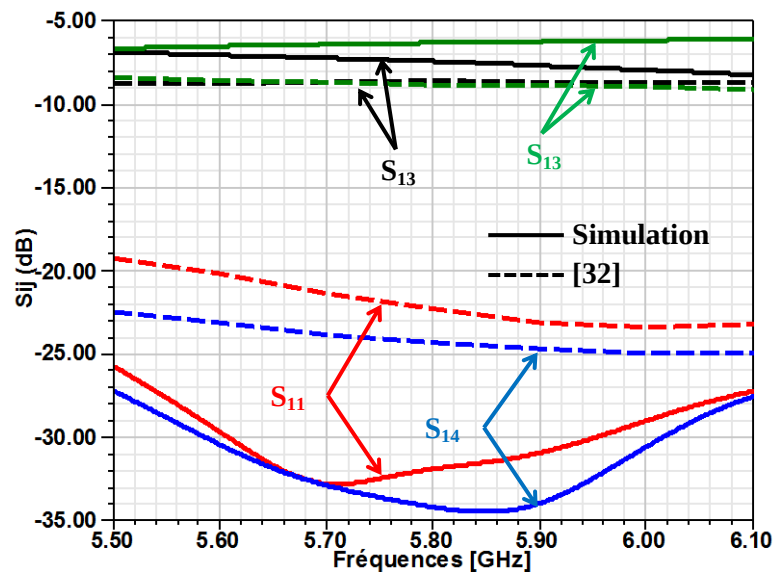


Figure IV. 22 Paramètres S_{ij} du coupleur multicouche proposé.

Le Tableau IV. 4 présente une comparaison des résultats de simulation de notre coupleur proposé avec deux fentes en croix et ceux trouvés avec le coupleur à deux fentes longitudinales [32].

	Avec deux fentes longitudinales [32]	Avec deux croix
S_{11} : Adaptation	-22.22 dB	-31.87 dB
S_{12} : Directivité	-08.50 dB	-07.48 dB
S_{13} : Couplage	-08.68 dB	-06.37 dB
S_{14} : Isolation	-24.33 dB	-34.16 dB

Tableau IV. 4 Comparaison des résultats de simulation trouvés avec HFSS et ceux obtenus dans [32].

A partir des résultats trouvés et après la comparaison avec ceux obtenus dans [32], le coupleur directif multicouche en GIS proposé a la même taille réduite que celui de la référence [32] mais avec des meilleurs performances en termes de transmission et de couplage.

IV.7 Circuit Six-Port multicouche en GIS :

Afin de réduire la taille et d'augmenter la densité d'intégration de notre circuit six-port en GIS, nous avons proposé un nouveau design. Ce design consiste à appliquer la technique « multicouche » sur la structure planaire de la Figure IV. 15. L'idée était de remplacer les deux coupleurs planaires au milieu avec des coupleurs multicouches dans le but de réduire la largeur du circuit six-port avec un rapport de 50%.

L'utilisation des fentes parallèles longitudinales dans la paroi commune pour remplacer les ouvertures des deux coupleurs directifs (W_{apert} dans la Figure IV. 3) est nécessaire pour garantir le couplage entre les couches du circuit six-port et pour que la puissance arrive aux ports des sorties supérieures (3 et 6). Les fentes utilisées sont optimisées (forme, dimensions, position et inclinaison) pour avoir le meilleur couplage possible entre les deux niveaux. La Figure IV. 23 montre la géométrie du circuit six-port multicouche en GIS proposé.

En utilisant le logiciel de simulation Ansoft HFSS et en se basant sur un substrat d'une permittivité relative de 2.2, d'une épaisseur de 0.5 mm et un tangent de perte de 0.001, le circuit six-port multicouche en GIS a été conçu et optimisé.

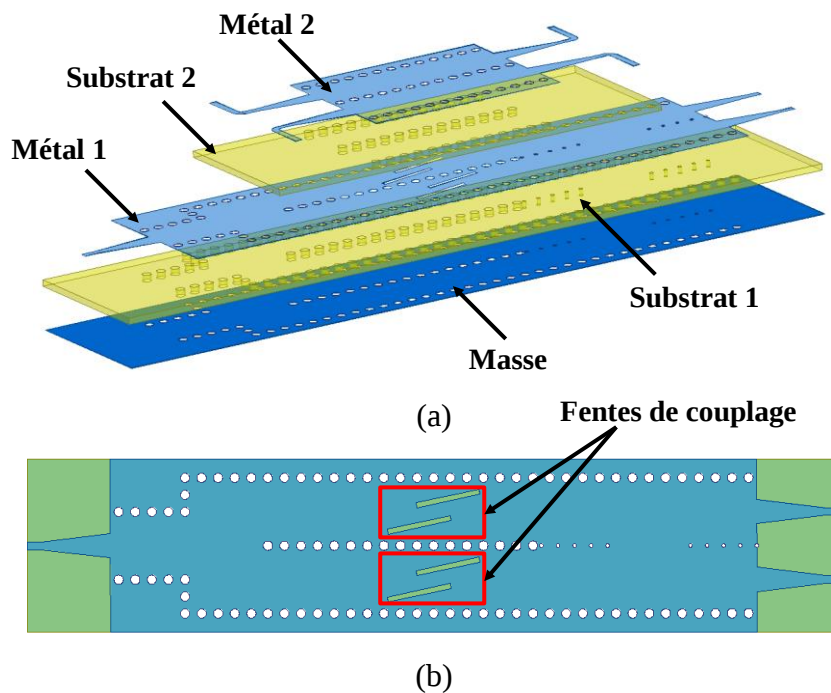


Figure IV. 23 Géométrie du circuit six-port multicouche en GIS obtenue avec HFSS. (a) à trois dimensions et (b) à deux dimensions.

La Figure IV. 24 présente les résultats de simulation obtenus au moyen du HFSS du circuit six-port multicouche en GIS.

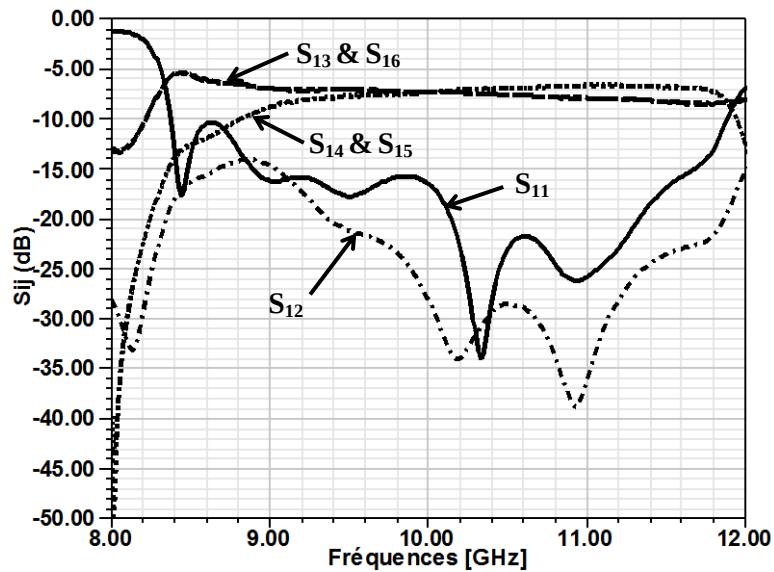


Figure IV. 24 Paramètres S_{ij} du circuit six-port multicouche en GIS simulé.

Les Figures IV. 25 et IV. 26 illustrent les phases entre le port d'entrée 1 et les ports 3 et 6 puis les ports 4 et 5, respectivement.

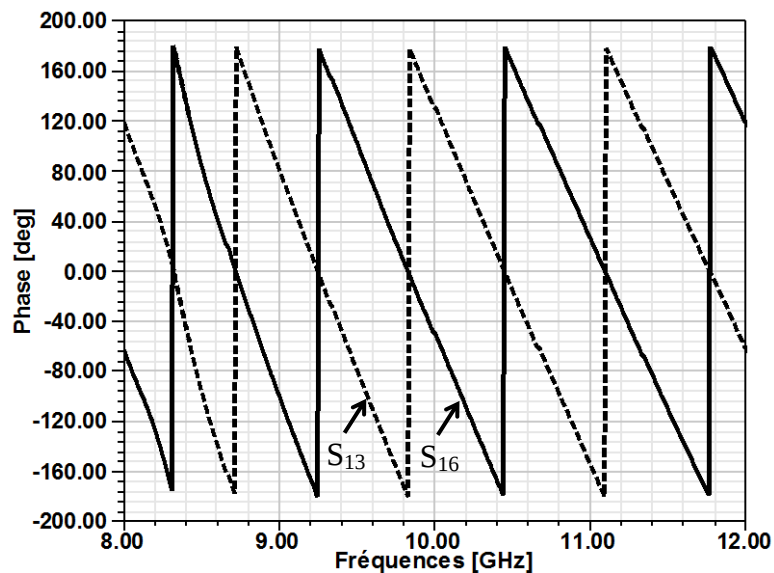


Figure IV. 25 Phases des coefficients de transmission S_{13} et S_{16} du circuit six-port multicouche en GIS.

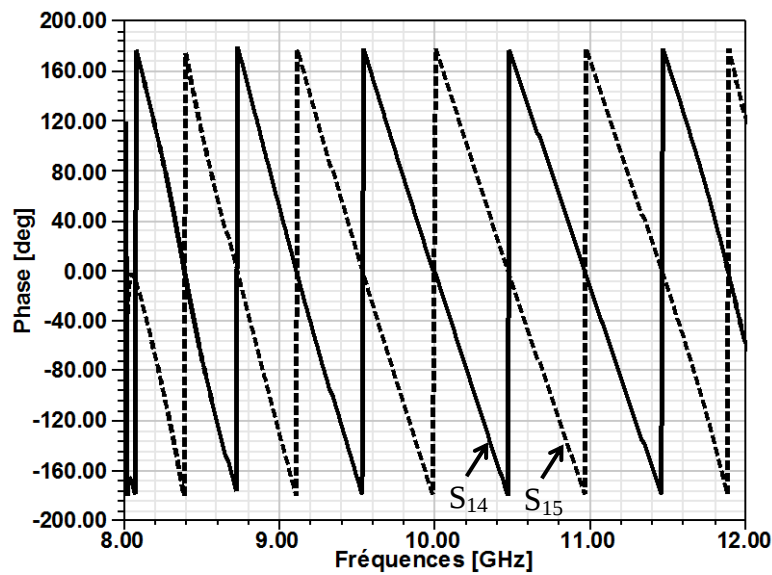


Figure IV. 26 Phases des coefficients de transmission S_{14} et S_{15} du circuit six-port multicouche en GIS.

La simulation du circuit six-port multicouche en GIS proposé montre que le port d'entrée présente une bonne adaptation qui est inférieure à -15 dB dans la bande de fréquence entre 9 et 11.5 GHz. L'isolation entre les deux ports d'entrées est meilleure que -20 dB. Ce circuit présente des pertes d'insertions entre le port d'entrée et les ports de sortie autour de -7 dB.

Ce circuit six-port multicouche en GIS présente l'avantage d'une faible taille comparé à la structure planaire présentée sur la Figure IV. 15. Nous signalons que les performances de ce circuit sont dégradées mais restent toujours suffisantes pour une bonne opération dans la bande choisie. Le circuit six-port multicouche devient plus compact et a une haute densité d'intégration pour des bandes de fréquences plus élevées.

IV.8 Conclusion :

Dans ce quatrième chapitre, un nouveau circuit six-port multicouche en guides d'ondes intégrés au substrat (GIS) est proposé. Cette nouvelle topologie de circuit six-port est composée d'un diviseur de puissance et de trois coupleurs directifs hybrides 90°. Ces deux derniers composants (diviseur de puissance et coupleurs) sont tout d'abord conçus et optimisés séparément afin d'avoir des meilleures performances tout en gardant la même largeur. Les résultats de simulation montrent que le diviseur de puissance et les coupleurs hybrides sont bien conçus, ils présentent des adaptations inférieures à -20 dB et des coefficients de transmissions près de -3 dB, autour de la fréquence 11 GHz. Les résultats de simulation du circuit six-port multicouche en GIS proposé montrent que ce dernier présente un bon fonctionnement autour de la fréquence 11 GHz. Tous les ports sont bien adaptés avec des pertes de transmissions inférieures à -10 dB. Cette nouvelle topologie de circuit six-port ne mesure que $16 \times 3.68 \text{ cm}^2$, qui est la moitié de la taille en comparant à la topologie planaire avec une seule couche. Toutes les simulations effectuées montrent que ces structures présentent des bonnes performances en termes d'adaptation, isolation et transmission.

Bibliographie du chapitre IV:

- [1] K. V. Kobrin, M. B. Manuilov, et G. P. Sinyavsky, « Field theory analysis and design of multiport branch-guide couplers for contoured beam antennas », in *4th International Conference on Antenna Theory and Techniques*, 2003, vol. 2, p. 769-771.
- [2] N. V. Kantartzis, M. Gatzianas, T. I. Kosmanis, et T. D. Tsiboukis, « Analysis of multiport waveguide structures by a higher-order FDTD methodology based on non-orthogonal curvilinear grids », in *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2001, vol. 3, p. 2051-2054.
- [3] W. Wessel, T. Sieverding, et F. Arndt, « Mode-matching analysis of general waveguide multiport junctions », in *1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1999, vol. 3, p. 1273-1276.
- [4] M. E. Bialkowski, « Analysis of an n-port consisting of a radial cavity and E-plane coupled rectangular waveguides », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 40, n° 9, p. 1840-1843, sept. 1992.
- [5] S. P. Yeo, L. Qiao, et M. Cheng, « Symmetrical N-port waveguide junction loaded with dielectric sleeve and metallic post », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, n° 6, p. 1298-1302, juin 1995.
- [6] A. Koelpin, G. Vinci, B. Laemmle, D. Kissinger, et R. Weigel, « The Six-Port in Modern Society », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 11, n° 7, p. 35-43, déc. 2010.
- [7] S. O. Tatu, E. Moldovan, K. Wu, R. G. Bosisio, et T. A. Denidni, « Ka-band analog front-end for software-defined direct conversion receiver », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 9, p. 2768-2776, sept. 2005.
- [8] S. O. Tatu et E. Moldovan, « V-Band Multiport Heterodyne Receiver for High-Speed Communication Systems », *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2007, n° 1, p. 034358, déc. 2006.
- [9] E. Moldovan, S. O. Tatu, et S. Affes, « A 60 GHz Multi-port Receiver with Analog Carrier Recovery for Ultra Wideband Wireless Personal Area Networks », in *2008 38th European Microwave Conference*, 2008, p. 1779-1782.
- [10] K. Wu, S. O. Tatu, et R. G. Bosisio, « Multi-port Interferometers for Ultra-wideband Transceiver Systems and Applications », présenté à 2010 IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, Anaheim, Canada, 2010.
- [11] S. B. Cohn et N. P. Weinhouse, « An automatic microwave phase measurement system », *Microw. J.*, vol. 7, n° 2, p. 49-56, févr. 1964.

- [12] G. F. Engen et C. A. Hoer, « Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 27, n° 12, p. 987-993, déc. 1979.
- [13] J. Li, R. G. Bosisio, et K. Wu, « A six-port direct digital millimeter wave receiver », in *Telesystems Conference, 1994. Conference Proceedings., 1994 IEEE National*, 1994, p. 79-82.
- [14] J. Östh, « Study of Six-Port Modulators and Demodulators for High-Speed Data Communications », Thèse de doctorat, Université de Linköping, Linköping, Suède, 2012.
- [15] S. O. Tatu, E. Moldovan, K. Wu, et R. G. Bosisio, « A new direct millimeter-wave six-port receiver », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, n° 12, p. 2517-2522, déc. 2001.
- [16] F. M. Ghannouchi et A. Mohammadi, *The Six-Port Technique With Microwave and Wireless Applications*. Berlin ; New York: Artech House, 2009.
- [17] E. Moldovan, S. O. Tatu, T. Gaman, K. Wu, et R. G. Bosisio, « A new 94-GHz six-port collision-avoidance radar sensor », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, n° 3, p. 751-759, mars 2004.
- [18] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, 3rd Ed*, 3rd edition. New York: Wiley, 2007.
- [19] J.-X. Chen, W. Hong, Z.-C. Hao, H. Li, et K. Wu, « Development of a low cost microwave mixer using a broad-band substrate integrated waveguide (SIW) coupler », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 16, n° 2, p. 84-86, févr. 2006.
- [20] H. Uchimura, T. Takenoshita, et M. Fujii, « Development of a “laminated waveguide” », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, n° 12, p. 2438-2443, déc. 1998.
- [21] Z. Hao, W. Hong, H. Li, H. Zhang, et K. Wu, « Multiway broadband substrate integrated waveguide (SIW) power divider », in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, vol. 1A, p. 639-642.
- [22] S. Germain, D. Deslandes, et K. Wu, « Development of substrate integrated waveguide power dividers », in *CCECE 2003 - Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Toward a Caring and Humane Technology*, 2003, vol. 3, p. 1921-1924.
- [23] T. Jiang, « Six-Port Technology for Millimeter-Wave MIMO Systems », Thèse de Master, École Polytechnique de Montréal, 2014.

- [24] T. Djerafi, M. Daigle, H. Boutayeb, X. Zhang, et K. Wu, « Substrate integrated waveguide six-port broadband front-end circuit for millimeter-wave radio and radar systems », in *2009 European Microwave Conference (EuMC)*, 2009, p. 77-80.
- [25] A. Doghri, T. Djerafi, A. Ghiotto, et K. Wu, « Broadband substrate-integrated-waveguide six-port applied to the development of polarimetric imaging radiometer », in *2011 41st European Microwave Conference*, 2011, p. 393-396.
- [26] M. Dušek et J. Šebesta, « Design of substrate integrated waveguide six-port for 3.2 GHz modulator », in *2011 34th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*, 2011, p. 274-278.
- [27] W. Li-nan, Z. Xu-chun, T. Chuang-ming, et Z. Ming, « A new substrate integrated waveguide six-port circuit », in *2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, 2010, p. 59-61.
- [28] S. R. Rengarajan, « Compound coupling slots for arbitrary excitation of waveguide-fed planar slot arrays », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 38, n° 2, p. 276-280, févr. 1990.
- [29] E. Hodge, « Compact Top-Wall Hybrid Junction », *Trans. IRE Prof. Group Microw. Theory Tech.*, vol. 1, n° 1, p. 29-30, mars 1953.
- [30] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, 4th Ed*, 4th Edition. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2011.
- [31] *Principles of Microwave Circuits*. IET Digital Library, 1987.
- [32] S. Kim, M. M. Tentzeris, et H. Aubert, « An inkjet-printed flexible broadband multilayer SIW coupler for antenna array systems », in *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2014, p. 324-325.

Conclusion générale

Pour répondre à une demande croissante concernant la réduction de la taille des circuits de transmission, il était essentiel de proposer et développer des nouveaux composants hyperfréquences compacts et avec des performances électriques améliorées.

Dans le cadre de ce travail, quelques techniques de miniaturisation ont été étudiées et appliquées sur des composants micro-ondes en technologie GIS dans le but de réduire leurs encombrement tout en conservant des bonnes performances.

Cette technologie offre un compromis souhaitable entre les guides d'ondes métalliques classiques et les structures planaires en matière de performances, du coût, du poids, du confinement et de taille.

L'objectif de cette thèse était d'étudier les caractéristiques et les techniques de miniaturisation des guides GIS afin de concevoir des circuits hyperfréquences miniatures à un très bas coût de réalisation par rapport aux circuits classiques.

De nombreux composants passifs en GIS ont été introduits et conçus, incluant, des filtres, des coupleurs, des diviseurs de puissance et des six-ports.

Dans un premier temps, nos recherches se sont focalisées sur l'étude de la structure des guides d'ondes intégrés dans des substrats. Après un historique sur les origines de cette technologie, nous avons présenté un rapide état de l'art des différents composants conçu avec le GIS qui figurent dans la littérature. Une analyse paramétrique de cette topologie a été menée afin d'investiguer les performances de cette nouvelle technologie et pour définir une méthodologie de conception plus efficace. Différents types de transitions, nommés aussi interconnexions, de cette technologie vers d'autres milieux ont été présentés à la fin de ce premier chapitre.

Au cours du deuxième chapitre, nous avons montré que la forme classique de ce guide d'onde GIS devient encombrante le temps où les nouveaux systèmes de communication nécessitent des nouvelles structures avec des tailles plus faibles. Pour répondre à ce besoin, un état de l'art sur les principales techniques de miniaturisation des composants micro-ondes en technologie GIS a été décrit. En particulier, nous avons étudié tout d'abord la technique du GIS à iris qui est basé sur des discontinuités à travers un ou plusieurs iris le long du GIS pour but de modifier sa fréquence de coupure sans changer sa taille. Nous avons présenté aussi une deuxième technique, qui est la technique du GIS pliée, dédiée à la conception des composants hyperfréquences multicouches de faibles tailles. Le principe de cette technique et les performances des deux types de ces structures pliées (type C et type T) tirés de la référence sont détaillés. Ensuite, nous avons présenté la troisième technique du GIS à demi-mode, nous

avons montré qu'elle possède une largeur qui est un peu plus grande que la moitié d'un GIS classique et qu'elle dispose approximativement les mêmes propriétés.

Puisque les filtres micro-onde sont considérés comme les composants les plus utilisés dans le domaine des télécommunication RF, nous avons consacré un chapitre pour l'étude de ce type de composants. Une présentation de la théorie de conception des filtres micro-ondes a été le sujet de la première partie de ce chapitre. Nous avons présenté aussi le principe de conception des filtres passe bande en guides d'ondes. Cette théorie est suivie par la conception de deux filtres passe-bande à fentes dans la bande X en utilisant les GIS en demi-mode, le premier est un filtre à trois pôles qui comporte deux cavités métalliques rectangulaires et trois fentes insérées dans un GIS en demi-mode; le second est un filtre à cinq pôles qui est constitué de quatre cavités métalliques rectangulaires et cinq fentes insérées dans un GIS en demi-mode. Les deux filtres simulés via le logiciel HFSS ont indiqué une adaptation inférieure à -15 dB avec des pertes d'insertions de l'ordre de -1.5 dB. Ces résultats de simulation montrent que la conception des filtres à faible taille tout en gardant des bonnes performances est possible avec la technique GIS à demi-mode. Nous avons aussi projeté de la lumière sur un nouveau type de filtrage. Ce nouveau filtre passe bande est composé des résonateurs à défaut au plan de masse « DGS » en demi-mode. Ce filtre a été conçu pour fonctionner autour de la fréquence 9 GHz. Il présente de bonnes performances, une adaptation inférieure à -20 dB autour de la fréquence de fonctionnement, des faibles pertes de l'ordre de -1dB et une bande passante de l'ordre de 3.5 GHz, toujours avec l'avantage d'une faible taille. Les performances de ce filtre miniaturisé en GIS à demi-mode sont obtenues au biais de logiciel de simulation HFSS.

Dans la fin de ce chapitre, nous avons conçu deux filtres multicouches. Le premier est un filtre multicouche passe bande à iris d'ordre 6, qui a été conçu en empilant ses résonateurs. L'utilisation de fentes dans le métal commun entre les deux couches nous a permis de créer un couplage entre les résonateurs empilés. Ce filtre présente une réduction de la longueur de l'ordre de 7.1 mm par rapport à sa forme planaire classique. Il présente des bonnes performances dans la bande [7 – 7.6] GHz avec une bonne adaptation et faibles pertes. Le deuxième filtre est un filtre passe bande multicouche hautement sélectif plié qui utilise le même principe de couplage entre ses couches. La taille globale de ce filtre simulé est $65 \times 52.2 \text{ mm}^2$ et il présente les même bonnes performances, en termes de sélectivité, d'adaptation et de faibles pertes d'insertion que la topologie planaire à une seule couche. Les deux structures présentent des bonnes performances avec l'avantage d'une taille réduite par rapport à leurs homologues dans le domaine planaire.

Tout les résultats que nous avons trouvés avec ces techniques montrent un bon potentiel en termes de compacité et de faibles pertes.

Dans le dernier chapitre, nous avons pu réduire la taille d'un circuit six-port planaire en GIS. Ce circuit six-port planaire est composé d'un diviseur de puissance et de trois coupleurs directionnels. Nous avons tout d'abord commencé par l'étude des éléments de base de ce circuit. Chacun de ces éléments a été optimisé séparément. La présentation d'un nouveau coupleur directif multicouche a fait l'objet de la deuxième partie de ce chapitre. Ce coupleur utilise des fentes de forme de croix au niveau du métal commun pour assurer la transmission de puissance entre les couches. Cette nouvelle structure a l'avantage d'une faible taille, de l'ordre de $70 \times 30 \text{ mm}^2$, tout en gardant des bonnes performances. L'idée était de remplacer les deux coupleurs directionnels avec cette nouvelle topologie afin de réduire la taille du circuit six-port (largeur réduite $\approx 50\%$). La nouvelle forme de six-port présente des bonnes performances en termes d'adaptation du port d'entrée qui est inférieure à -15 dB et d'une isolation meilleure que -20 dB. Les résultats obtenus sont en cohérence avec les résultats des structures planaires tirés de la littérature.

Bien que les composants passifs proposés dans cette thèse soient originaux, la miniaturisation de ces composants micro-ondes ne cesse jamais de croître avec les nouveaux standards de télécommunications. Par conséquent, ces composants miniaturisés ont besoin d'amélioration continue en fonction des applications.

Dans le prolongement naturel de ce manuscrit, nous recommandons d'envisager les perspectives suivantes :

- 1- La validation de nos résultats obtenus par simulation avec des réalisations et des mesures expérimentales.
- 2- Développer d'autres techniques de miniaturisation.
- 3- Utiliser les diodes et les transistors pour la conception des composants GIS actifs miniaturisés et accordables.
- 4- Concevoir d'autres topologies miniatures de grandes complexités fonctionnant dans des bandes millimétriques.
- 5- Il est intéressant aussi de concevoir des filtres et des antennes multicouches ou à demi mode multi-bandes.

Annexe A :

Méthodes numériques utilisées pour la conception des circuits GIS

La méthode des Moments :

La méthode des Moments (MoM) est une méthode fréquentielle permettant de résoudre les équations de Maxwell sous forme intégrale en les réduisant à un système linéaire d'équations. Elle transforme en premier lieu l'équation intégrale régissant le problème physique en une matrice représentant des sommes de fonctions pondérées. Par la suite on évalue les éléments de cette dernière. Enfin, on résout le système matriciel. Cette méthode a été popularisée dans le cadre du Génie Électrique par Harrington. Elle est très utilisée pour la modélisation des problèmes des antennes et de transitions entre guides, ainsi que pour les circuits planaires.

La méthode des moments permet de réduire une relation fonctionnelle en une relation matricielle. Elle permet ainsi de déterminer la distribution de courant permettant au champ résultant de satisfaire les conditions aux limites, et ce, en décomposant le courant dans une base de fonctions permettant de transformer des équations intégrales en un système linéaire.

Les principaux avantages de la méthode MoM sont :

- Mailler seulement la géométrie de la structure à étudier sans mailler son environnement.
- Peu de mailles sont nécessaires pour résoudre le problème.
- Le temps de calcul est faible (maillage surfacique).

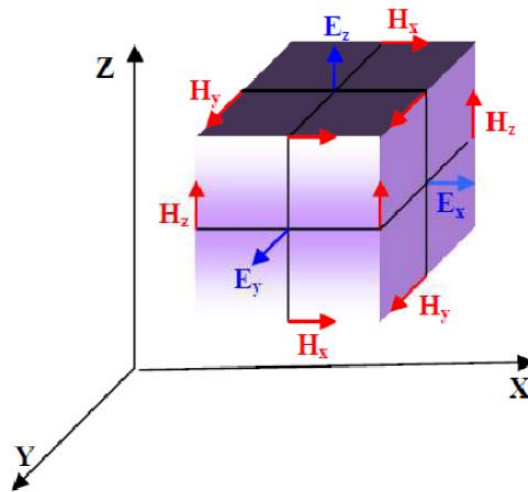
Inconvénients :

- La résolution des structures où la géométrie contient différents milieux diélectriques ou magnétiques se révèle délicate.
- La résolution est effectuée dans le domaine fréquentiel, ce qui complique le traitement des non linéarités.

La méthode des différences finies :

L'une des plus anciennes méthodes est la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (FDTD), des plus répandues et des plus utilisées en modélisation électromagnétique. Elle permet de modéliser la structure à étudier d'une manière très proche de la réalité. Elle est basée sur la résolution discrète des équations de Maxwell dans le domaine temporel. Les dérivées des grandeurs par rapport au temps et à l'espace sont

approchées par des développements limités. Un exemple de maillage est donné sur la Figure suivante.



Les avantages principaux de la méthode FDTD sont :

- Maillage non structuré (géométrie complexe) 3D
- Adaptée pour les structures non homogènes

Inconvénients :

- Le temps de calcul est élevé si on s'intéresse à une petite bande de fréquence

La méthode des éléments finis :

Dans les années 1940 pour et dans le but de résoudre des problèmes de mécanique de structures, A. Hérnikoff et R. Courant ont conceptualisée la méthode des éléments finis (FEM). Quelques années plus tard en, elle est introduite en électromagnétisme pour résoudre les équations de Maxwell. C'est un outil mathématique qui résout de manière discrète les équations aux dérivées partielles. D'une façon générale, l'équation porte sur une fonction spécifique définie sur un domaine et comporte des conditions aux bords permettant d'assurer existence et l'unicité de la solution. Le volume étudié est discrétisé sur un ensemble de tétraèdres. La résolution du système d'équation obtenu est alors réalisée en considérant les équations de Maxwell au sens des distributions et en appliquant les conditions aux limites sur chacune des zones maillées. Cette méthode est capable de caractériser des structures planaires ou volumiques, de milieux isotropes ou non, avec ou sans pertes. Le point faible de cette méthode très rigoureuse est le temps de calcul important. Cependant, afin de le réduire, si la géométrie le permet, des symétries peuvent être utilisées pour réduire les volumes d'étude. D'autre part, la méthode des éléments finis est utilisée pour résoudre les équations de Maxwell sous la forme différentielle. Il faut donc mailler l'espace autour du problème pour

appliquer les conditions aux limites dans cette méthode. Par conséquent, un grand nombre d'éléments est nécessaire à la résolution du problème. Un exemple de maillage est donné sur la Figure A-1.

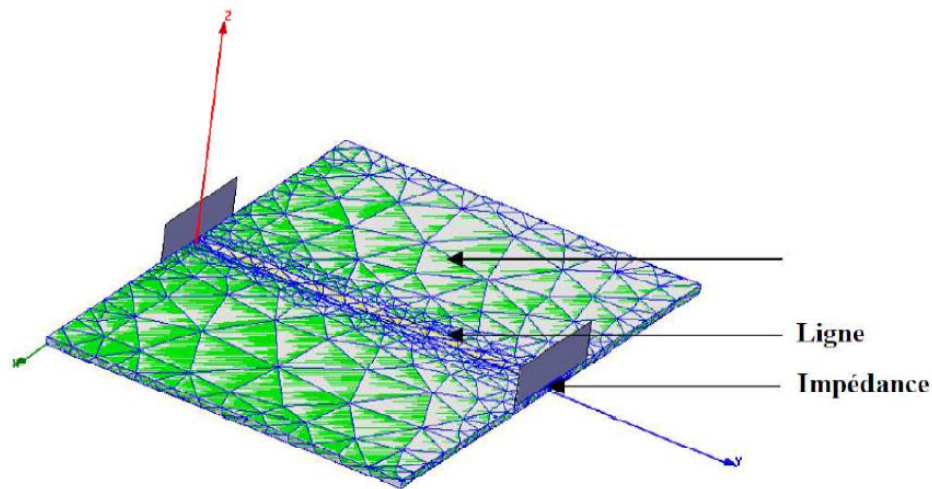


Figure A.1 Maillage d'une ligne micro-ruban.

Les principaux avantages de la méthode FEM sont :

- La simplification de la modélisation des phénomènes discontinus.
- La manipulation facile de géométries très complexes.
- La gestion d'une grande variété de problèmes d'ingénierie.
- La gestion des contraintes complexes.

Inconvénients :

- Le temps de calcul est élevé (maillage volumique).
- Besoin d'un grand espace mémoire

Après avoir présenté succinctement les différentes méthodes d'analyse, nous allons maintenant en faire un bilan pour justifier notre choix vis-à-vis de la simulation de circuits GIS.

Comparaison des méthodes de simulation de problèmes électromagnétiques :

En ce qui concerne la FEM, les temps de calcul évoluent très vite avec les dimensions des structures. Il est généralement délicat de traiter des couches ayant de fortes différences de dimensions. Ainsi, cette méthode très bien adaptée aux structures volumiques, se retrouve moins performante pour les circuits planaires.

D'après le tableau suivant, nous pouvons dire que la méthode des éléments finis est une méthode très intéressante puisqu'elle est employée par la plupart des grands éditeurs de

simulateurs électromagnétiques tels qu'ADS (Advanced Design System), ANSYS HFSS, etc...

Dans le Tableau A.1, les points forts des méthodes sont relevés par ☺ et les points faibles par ☹. Le tableau A.1 fait un bilan des forces et des faiblesses de chacune des méthodes selon la géométrie étudiée :

Méthode	Circuit Planaire	Structure Volumique	Substrat inhomogène	Temps de Calcul
MoM ADS-MoM	Très efficace ☺☺	Non adapté ☹☹	Non adapté ☹☹	Courts ☺☺
FDTD EMPIRE	Efficace ☺	Efficace ☺	Efficace ☺	Longs ☹☹
FEM HFSS	Efficace ☺	Très efficace ☺☺	Très efficace ☺☺	Longs ☹☹

Tableau A.1 Bilan des forces et des faiblesses des méthodes numériques.

Annexe B :

Bandes de fréquences et dimensions intérieures des guides d'ondes

Bande de fréquences	Standard de guide d'ondes	Limites de fréquence (GHz)	Dimensions intérieures (inches ²)	Dimensions intérieures (mm ²)
	WR-2300	0.32 - 0.49	23.000 x 11.500	584.2 x 292.1
	WR-2100	0.35 - 0.53	21.000 x 10.500	533.4 x 266.7
	WR-1800	0.43 - 0.62	18.000 x 9.000	457.2 x 288.6
	WR-1500	0.49 - 0.74	15.000 x 7.500	381.0 x 190.5
	WR-1150	0.64 - 0.96	11.500 x 5.750	292.1 x 146.05
	WR-1000	0.75 - 1.1	9.975 x 4.875	253.365 x 126.6825
	WR-770	0.96 - 1.5	7.700 x 3.385	195.58 x 97.79
	WR-650	1.12 to 1.70	6.500 x 3.250	165.1 x 82.55
R band	WR-430	1.70 to 2.60	4.300 x 2.150	109.22 x 54.61
D band	WR-340	2.20 to 3.30	3.400 x 1.700	86.36 x 43.18
S band	WR-284	2.60 to 3.95	2.840 x 1.340	72.136 x 34.036
E band	WR-229	3.30 to 4.90	2.290 x 1.150	58.166 x 29.21
G band	WR-187	3.95 to 5.85	1.872 x 0.872	47.5488 x 22.1488
F band	WR-159	4.90 to 7.05	1.590 x 0.795	40.386 x 20.193
C band	WR-137	5.85 to 8.20	1.372 x 0.622	34.8488 x 15.7988
H band	WR-112	7.05 to 10.00	1.122 x 0.497	28.4988 x 12.6238
X band	WR-90	8.2 to 12.4	0.900 x 0.400	22.86 x 10.16
X-Ku band	WR-75	10.0 to 15.0	0.750 x 0.375	19.05 x 9.525
Ku band	WR-62	12.4 to 18.0	0.622 x 0.311	15.7988 x 7.8994
K band	WR-51	15.0 to 22.0	0.510 x 0.255	12.954 x 6.477
K band	WR-42	18.0 to 26.5	0.420 x 0.170	10.668 x 4.318
Ka band	WR-28	26.5 to 40.0	0.280 x 0.140	7.112 x 3.556

Q band	WR-22	33 to 50	0.224 x 0.112	5.6896 x 2.8448
U band	WR-19	40 to 60	0.188 x 0.094	4.7752 x 2.3876
V band	WR-15	50 to 75	0.148 x 0.074	3.7592 x 1.8796
E band	WR-12	60 to 90	0.122 x 0.061	3.0988 x 1.5494
W band	WR-10	75 to 110	0.100 x 0.050	2.54 x 1.27
F band	WR-8	90 to 140	0.080 x 0.040	2.032 x 1.016
D band	WR-6	110 to 170	0.0650 x 0.0325	1.651 x 0.8255
G band	WR-5	140 to 220	0.0510 x 0.0255	1.2954 x 0.6477
	WR-4	170 to 260	0.0430 x 0.0215	1.0922 x 0.5461
	WR-3	220 to 325	0.0340 x 0.0170	0.8636 x 0.4318
Y-band	WR-2	325 to 500	0.0200 x 0.0100	0.508 x 0.254
	WR-1.5	500 to 750	0.0150 x 0.0075	0.381 x 0.1905

Annexe C :

Présentation du logiciel de simulation ANSYS HFSS



ANSYS HFSS est un logiciel de simulation électromagnétique 3D permettant de concevoir et de simuler des produits électroniques haute fréquence tels que des antennes, des réseaux d'antennes, des composants RF ou hyperfréquences, des interconnexions à haute vitesse, des filtres, des connecteurs, des boîtiers de circuits intégrés et des cartes de circuits imprimés. Le logiciel ANSYS HFSS est utilisé dans le monde entier pour concevoir des composantes électroniques hautes fréquences et haute vitesse utilisés dans les systèmes de télécommunication, les systèmes radar, les satellites, l'Internet des objets (IoT) et d'autres dispositifs RF et numériques de haute vitesse.

HFSS (« High Frequency Structure Simulator » ou en français : « simulateur de structure haute fréquence ») utilise une méthode numérique avec une interface graphique intuitive pour offrir des performances inégalées ainsi qu'un aperçu approfondi de tous problèmes de 3D EM. HFSS fournit une analyse multiphysique puissante et complète des produits électroniques, garantissant leur fiabilité thermique et structurelle. HFSS est synonyme de précision et de fiabilité «Gold Standard» pour relever les défis de la 3D électromagnétique grâce à sa technique de maillage adaptatif automatique et à ses solveurs sophistiqués, qui peuvent être accélérés grâce à la technologie de calcul haute performance (HPC).

La suite de simulation ANSYS HFSS consiste en un ensemble complet de solveurs destinés à résoudre divers problèmes électromagnétiques allant des composants de circuits intégrés passifs aux analyses EM à très grande échelle, telles que les scènes de radar automobile. Son raffinement adaptatif automatique fiable permet de vous concentrer sur la conception au lieu de perdre du temps à déterminer et à créer le meilleur maillage.

Production Scientifique

Publications Internationales :

- K. NOURI, M. FEHAM, M. DAMOU, and **Tayeb Habib Chawki BOUAZZA**, “Design of Substrate Integrated Waveguide micro-wave planar directional coupler,” *International Journal of Scientific & Engineering Research*, Volume 5, Issue 2, February 2014.
- M. DAMOU, K. NOURI, **Tayeb Habib Chawki BOUAZZA**, M. FEHAM, “Design of Substrat Integerated Waveguide Bandpass Filter of SCRRs in the Microstrip Line,” *International Journal of Engineering Research and General Science*, Volume 2, Issue 3, April- May 2014.
- **Tayeb Habib Chawki BOUAZZA**, K. NOURI, B. S. BOUAZZA, M. DAMOU and K. BECHAREF, “Multilayer Substrate Integrated Waveguide Directional Coupler,” *International Journal of Microwave and Optical Technology*, Volume 11, No. 4, July 2016.
- K. NOURI, **Tayeb Habib Chawki BOUAZZA**, B. S. BOUAZZA, M. DAMOU, K. BECHAREF, and S. SEGHIER, “Design of Substrate Integrated Waveguide Multi-band Slots Array Antennas,” *International Journal of Information and Electronics Engineering*, Volume 6, No. 4, July 2016.
- K. BECHAREF, K. NOURI , B. S. BOUAZZA , M. DAMOU, and **Tayeb Habib Chawki BOUAZZA**, “Balance Microwave LPF Responses with CSRRs,” *Microwaves & RF*, July 2017.
- K. BECHAREF, K. NOURI, B. S. BOUAZZA, M. DAMOU, and **Tayeb Habib Chawki BOUAZZA**, “Design of Array CSRRs Band-Stop Filter,” *Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems*, pp 87-98, book series (LNNS, volume 35), Springer International Publishing AG, 2018.
- **Tayeb Habib Chawki BOUAZZA**, K. NOURI, J. TAO, B. S. BOUAZZA and T.-H. VUONG, “Multilayer Substrate Integrated Waveguide Six-Port Circuit,” *Radioelectronics and Communications Systems*, Volume 61, Issue 2, pp 64–71, February 2018.
- K. BECHAREF, K. NOURI, B. S. BOUAZZA, M. D. and **Tayeb Habib Chawki BOUAZZA**, “Design of Band-Stop Filter Composed of Array Rectangular Split Ring Resonators,” *Journal of Nano- and Electronic Physics*, Volume 10, No 2, 2018.

Conférences Internationales :

- **Tayeb Habib Chawki BOUAZZA**, K. NOURI, B. S. BOUAZZA, M. DAMOU, and K. BECHAREF, “Multilayer Substrate Integrated Waveguide Directional Coupler,” *The 2015 International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing*, University of Tlemcen, Algeria 8-9 November 2015.
- K. NOURI, **Tayeb Habib Chawki BOUAZZA**, B. S. BOUAZZA, M. DAMOU, K. BECHAREF, and S. SEGHER, “Design of Substrate Integrated Waveguide Multi-band Slot Array Antenna,” *2016 2nd International Conference on Computer and Information Technology (ICCIT 2016)*, Istanbul, Turkey, April 11-12, 2016.
- M. DAMOU, K. NOURI, M. FEHAM, M. KHAZINI, and **Tayeb Habib Chawki BOUAZZA**, “Half Mode Substrate Integrated Wave Guide of Band pass Filter based to Defected Ground Structure Cells,” *ICEEDC 18th : International Conference on Electrical Electronics and Data Communication*, Istanbul, 25-26 January 2016.
- K. BECHAREF, K. NOURI, B. S. BOUAZZA, M. DAMOU and **Tayeb Habib Chawki BOUAZZA**, “Design of arrays CSRRs band stop filter,” *1st International conference on artificial intelligence in renewable energetic Systems (IC-AIRES)*, 22-24 October, 2017.
- K. BECHAREF, K. NOURI, B. S. BOUAZZA, M. DAMOU and **Tayeb Habib Chawki BOUAZZA**, “Design and Optimization of dimensions of the apple shape-slot SIW Antenna in K Band via Artificial Neural Network,” *International conference optics and photonics Algeria*, 05-07 May, 2018.

Conférences Nationales :

- **Tayeb Habib Chawki BOUAZZA**, K. NOURI, B. S. BOUAZZA, M. DAMOU and K. BECHAREF, “Miniaturized Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Slot Array Antennas,” *Ecole Militaire Polytechnique 9^{ème} Conférence sur le Génie Electrique, CGE'09*, Algérie, Avril 2015.



Multilayer Substrate Integrated Waveguide Directional Coupler

T. H. C. Bouazza*, K. Nouri, B. S. Bouazza, M. Damou, K. Becharef

Technology of Communication Laboratory
University of Tahar Moulay, Saida, ALGERIA.
E-mail: thc.bouazza@yahoo.fr / keltoum_nouri@yahoo.fr

Abstract- In this paper a new directional multilayer coupler based on SIW technology is presented. The suggested MSIW directional coupler works for the operation frequency 5.8 GHz. Ansoft HFSS simulation software is used. The tapered line is used as a transition between MSIW and a microstrip-line for an easy integration. These structures present a good performance such as a good isolation < -34 dB and coupling of -06.37 dB. It presents many advantages of convenient integration, compact size, low cost, mass-productibility and easy in fabrication. Simulated results are presented and discussed.

Index Terms- Design, Multilayer SIW, Coupler, MSIW, Slot, Multilayer Coupler.

I. INTRODUCTION

In recent years, by development of communication and radar systems at high frequency range; new structures should be designed for wave transfer at these frequencies. Low loss and small size should be considered in the millimeter frequency range [1-2].

The directional coupler is widely used in many microwave and millimeter wave system for generating desired power splitting with certain specification requirements such as frequencies; bandwidth and the size of the structure [3]. The basic operation of directional coupler is when the input supplied to Port 1 is coupled to Port 3 (coupled) with the coupling factor, while the remains of the input power is delivered to Port 2 (through). There is no power delivery to the Port 4 (isolated) for the ideal condition [4].

Therefore, great interest and special effort have been directed to the development of different types of directional coupler for different applications [3]. Rectangular waveguide directional coupler was extensively investigated [5-10] and numbers of circuit configurations have been developed on the basis of various design principles that are suitable for high performance, high power, low insertion loss and high quality (Q) factor. However, the manufacturing of the rectangular waveguide structure is rather expensive because of the bulky size and in a nonlinear form. This contributes to the difficulty to integrate with other planar circuits. In order to overcome this problem, Substrate Integrated Waveguide (SIW) is used.

Since the introduction of the SIW concept in 2001 [11], attention has been increased significantly towards using this technology in designing millimeter-wave coupler. Inheriting low radiation loss, acceptable Q-factor and high power handling capability from traditional rectangular waveguide structures, SIW also utilizes low cost, low profile and easy integration capabilities of planar structures [12-13].

The traditional SIW directional coupler is realized with two SIW's with a common broadside wall on which one or many small aperture are utilized to ensure the coupling between two SIW's (Figure 1).



Fig.1. A traditional SIW Coupler

For the goal to miniature microwave components and circuits, many technics are employed such FSIW, HMSIW and Multilayer SIW [14-16]. To meet the increasing requirements of modern communication systems in terms of compact size and high selectivity, SIW components with multiple layer using the PCB or LTCC processes have been extensively studied in recent years [17-18]. The application of multilayer technology makes the realization of coupler with compact size, light weight and high performance possible, due to its three dimensional integration characteristics, low-tolerance in manufacturing process [19].

This paper is organized as follows: Section I presents an introduction to SIW coupler and the different miniaturization technics, Section II presents the theory of the RWG Multilayer Directional Coupler, Section III presents the design of the Multilayer SIW coupler while the section IV discusses the simulation results.

II. THEORY OF RWG MULTILAYER DIRECTIONAL COUPLER

The directional property of the coupler is coming from the use of two separate waves or wave components, which add in phase at the coupled port and are canceled at the isolated port. The famous ways of doing this is to couple one waveguide with another through a small hole in the common broad wall of the two waveguides as showing in Figure 2.

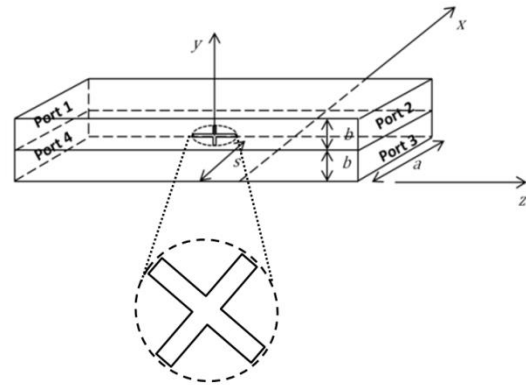


Fig.2. A RWG multilayer directional coupler

From [20] the aperture can be replaced with equivalent sources consisting of electric and magnetic dipole moments. The normal electric dipole moment and the axial magnetic dipole moment radiate with even symmetry in the coupled guide, while the transverse magnetic dipole moment radiates with odd symmetry. Thus, by adjusting the relative amplitudes of these two equivalent sources, we can cancel the radiation in the isolated port, while ameliorate the radiation in the coupled port. The two waveguides are parallel and the coupling is controlled by, the aperture offset from the sidewall of the waveguide.

Considering the configuration of the coupler, with an incident TE_{10} mode into port 1. The fields can be written as:

$$y = A \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (1.a)$$

$$H_x = \frac{-A}{Z_{10}} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (1.b)$$

$$H_z = \frac{j\pi A}{\beta a Z_{10}} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (1.c)$$

Where $Z_{10} = k_0 \eta_0 / \beta$ is the wave impedance of the TE_{10} mode. This incident wave generates the following polarization currents at the aperture at $x = s, y = b, z = 0$ [21]:

$$\bar{P}_e = \epsilon_0 \alpha_e \hat{y} A \sin \frac{\pi s}{a} \delta(x - s) \delta(y - b) \delta(z) \quad (2.a)$$



$$\bar{P}_m = -\alpha_m A \left[\frac{-\hat{x}}{Z_{10}} \sin \frac{\pi s}{a} + z \frac{j\pi}{\beta a Z_{10}} \cos \frac{\pi s}{a} \right] \delta(x - s) \delta(y - b) \delta(z) \quad (2.b)$$

Relating $\bar{P}_e$ and $\bar{P}_m$ to the currents $\bar{J}$ and $\bar{M}$, and by using [21], the amplitude of both forward and reverse traveling waves in the top guide is given by:

$$A_{10}^+ = \frac{-1}{P_{10}} \int_v \bar{E}_{10}^- \cdot \bar{J} dv + \frac{1}{P_{10}} \int_v \bar{H}_{10}^- \cdot \bar{M} dv$$

$$A_{10}^+ = \frac{-j\omega A}{P_{10}} \left[\epsilon_0 \alpha_e \sin^2 \frac{\pi s}{a} - \frac{\mu_0 \alpha_m}{Z_{10}^2} \left(\sin^2 \frac{\pi s}{a} + \frac{\pi^2}{\beta^2 a^2} \cos^2 \frac{\pi s}{a} \right) \right] \quad (3.a)$$

$$A_{10}^- = \frac{-1}{P_{10}} \int_v \bar{E}_{10}^+ \cdot \bar{J} dv + \frac{1}{P_{10}} \int_v \bar{H}_{10}^+ \cdot \bar{M} dv$$

$$A_{10}^- = \frac{-j\omega A}{P_{10}} \left[\epsilon_0 \alpha_e \sin^2 \frac{\pi s}{a} + \frac{\mu_0 \alpha_m}{Z_{10}^2} \left(\sin^2 \frac{\pi s}{a} - \frac{\pi^2}{\beta^2 a^2} \cos^2 \frac{\pi s}{a} \right) \right] \quad (3.b)$$

where $P_{10} = ab/Z_{10}$ is the power normalization constant. Note from (3.a) and (3.b) that the amplitude of the wave excited toward port 4 (A_{10}^+) is different from that excited toward port 3 (A_{10}^-) because ($H_x^+ = -H_x^-$), so we can cancel the power delivered to port 4 by setting $A_{10}^+ = 0$.

If we suppose that the aperture is round, we can take the polarizabilities as $\alpha_e = 2r_0^3/3$ and $\alpha_m = 4r_0^3/3$. With r_0 is the radius of the aperture.

Then from (3.a) we obtain the following condition for $A_{10}^+ = 0$:

$$\begin{aligned} \cos^2 \frac{\pi s}{a} &= 0 \\ \Rightarrow (k_0^2 - 2\beta^2) \sin^2 \frac{\pi s}{a} &= \frac{2\pi^2}{a^2} \cos^2 \frac{\pi s}{a} \\ \Rightarrow \left(\frac{4\pi^2}{a^2} - k_0^2 \right) \sin^2 \frac{\pi s}{a} &= \frac{2\pi^2}{a^2} \end{aligned}$$

or:

$$\sin \frac{\pi s}{a} = \pi \sqrt{\frac{2}{4\pi^2 - k_0^2 a^2}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2(\lambda_0^2 - a^2)}} \quad (4)$$

The coupling factor is then given by:

$$C = 20 \log \left| \frac{A}{A_{10}^-} \right| \text{ dB} \quad (5.a)$$

And the directivity by:

$$D = 20 \log \left| \frac{A_{10}^-}{A_{10}^+} \right| \text{ dB} \quad (5.b)$$

Finally the directional coupler can be designed using (4) and (5.a) to determine the aperture position s and size r_0 , to give the required coupling factor.

III. MULTILAYER SIW DIRECTIONAL COUPLER DESIGN (MSIW)

A. Substrate Integrated Waveguide Design

The wave propagation inside of SIW structure is the same as the conventional waveguide [22]. If we assume a and b as the width and height of the conventional rectangular waveguide, the TE_{10} is propagation mode in the waveguide and cut off frequency is defined as:

$$f_{cTE_{10}} = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (6)$$

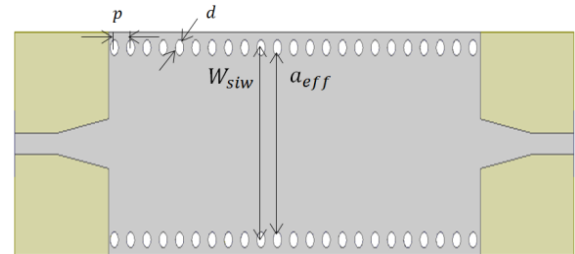


Fig.3. Conventional Substrate Integrated Waveguide

Figure 3 show the structure of the SIW. Where W_{siw} and L_{siw} are the real width and length of

SIW cavity. However d and p are the diameter and pitch respectively, are playing a main role to control the radiation losses, the diameter and pitch are given by [23] and [24]:

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (7.a)$$

$$p \leq 2 * d \quad (7.b)$$

with λ_g is the guided wave length of the dominant mode:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{\epsilon_r \omega}{c}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (8)$$

The SIW components can be initially designed by using the equivalent rectangular waveguide model in order to diminish design complexity. The effective width of SIW can be defined by [25]:

$$a_{\text{eff}} = W_{\text{siw}} - 1.08 \left(\frac{d^2}{p} \right) + 0.1 \left(\frac{d^2}{W_{\text{siw}}} \right) \quad (9)$$

B. Multilayer SIW coupler Design

The geometry of the multilayer SIW coupler consists of two SIW's – one on the top of the other coupled using two cross slots as shown in Figure 4(a). The length of the angle and the distance of the 1mm thick slanted cross slot, are optimized to reach a maximum coupling level at the operating frequency (5.8 GHz).

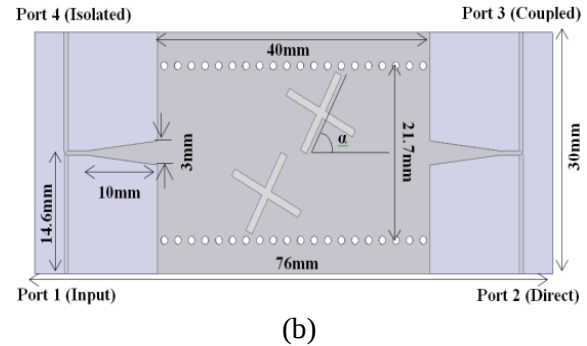
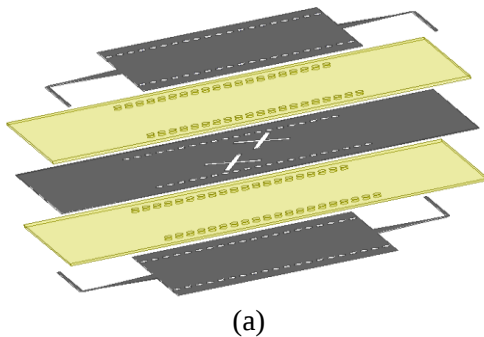


Fig.4. Geometry of the multilayer coupler

IV. SIMULATION AND RESULTS

The proposed multilayer coupler is simulated by using Ansoft HFSS. Basing on a substrate with a dielectric constant of $\epsilon_r=3$, $\tan\delta=0.03$ and a height of $h=0.254\text{mm}$, the cut off frequency of the fundamental mode (f_0) was set to 4GHz.

The coupling level is basically controlled by the width of the slots and there inclination α .

Both Coupling and Isolation are affected by the rotation of cross slot.

The table 1 show the variation of Coupling and Isolation by varying of inclination angle α value.

Table 1: values of coupling and isolation by variation of angle α

inclination angle α	coupling at 5.8 GHz	Isolation at 5.8 GHz
20°	-7.09 dB	-13.59 dB
40°	-6.50 dB	-18.86 dB
60°	-6.25 dB	-21.22 dB
80°	-6.87 dB	-20.04 dB
90°	-6.91 dB	-15.23 dB

After optimization using HFSS, the best results in terms of coupling and low insertion losses is obtained for $\alpha = 62^\circ$.

Figure 5 shows the simulated S-parameters versus frequency for this coupler with an angle $\alpha = 62^\circ$.

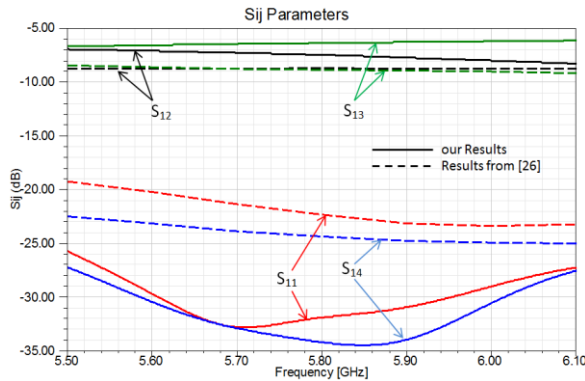


Fig.5. Sij parameters of the proposed coupler

The table 2 show the comparison between the results found in simulation with two cross and the one from [26].

Table 2: the comparison between the results found in simulation with two cross and the one from [26]

With Two Slot [26]		With Two Cross (Our work)	
S11 : Input	22.22 dB	S11 : Input	-31.87 dB
S12 : Directivity	-08.50 dB	S12 : Directivity	-07.48 dB
S13 : Coupling	-08.68 dB	S13 : Coupling	-06.37 dB
S14 : Isolation	-24.33 dB	S14 : Isolation	-34.16 dB

From the results we obtained that the proposed coupler present a better performance than the one of the reference [26].

V. CONCLUSION

A directional coupler based on multilayer substrate integrated waveguide is designed, in this paper. A parametric study is presented by varying the inclination angle of the cross slot. After optimization, this study gives good matching conditions with coupling of -06.37 dB and good isolation below -34.17 dB over the 5.8 GHz frequency band. Transitions to microstrip-line are demonstrated allowing MSIW to be easily integrated with other planar circuits. The suggested multilayer SIW directional coupler is attractive for many applications.

REFERENCES

- [1] L. Yong, X. H. Tang, and T. Wu, "SIW-Based W-Band Low Phase-Noise Injection-Locked Harmonic Oscillator," *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves* 33, no. 9, pp. 943-952, 2012.
- [2] Chen, X.P. and K. Wu, 2009. Substrate integrated waveguide filter with improved stopband performance for satellite ground terminal. *IEEE Trans. Microw. Theor. Tech.*, 57(3): 674-683.
- [3] T. Djerafi, Ke Wu, "Super-Compact Substrate Integrated Waveguide Cruciform Directional Coupler," *Microwave and Wireless Coponents Letters, IEEE*, vol.17, no. 11, pp.757-759, Nov. 2007.
- [4] David M. Pozar, "Microwave Engineering", Third Edition, *John Wiley & Sons Inc*, 2005.
- [5] Binbin Kou, En Li, Zhuoyue Zhang, "A Ku Band High Power Rectangular Waveguide Directional Coupler's Design," *2012 Spring Congress on Engineering and Technology (S-CET)*, pp. 1-4, 27-30 May 2012.
- [6] F. Alessandri, M. Giordano, M. Guglielmi, G. Martirano, F. Vitulli, "A new multiple-tuned six-part Riblet-type directional coupler in rectangular waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 51, no. 5, pp. 1441-1448, May 2003.
- [7] Kishihara, M.; Yamane, K.; Ohta, I.; , "Design of Cruciform Directional Couplers in E-Plane Rectangular Waveguide," *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, , vol., no., pp. 1722-1725, 11-16 June 2006.
- [8] Ohta, I.; Yumita, Y.; Toda, K.; Kishihara, M.; , "Cruciform directional couplers in H-plane rectangular waveguide," *Microwave Conference Proceedings, Asia-Pacific Conference Proceedings*, Vol. 2, no., pp. 4 pp., 4-7 Dec. 2005.
- [9] Perini, H.; Sferazza, P., "Rectangular waveguide to strip-transmission-line directional couplers," *WESCON/57 Conference Record*, Vol. 1, no., pp. 16- 21, Aug 1957.
- [10] Brodwin, M.E.; Ramaswamy, V.; , "Continuously Variable Directional Couplers in Rectangular Waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 11, no. 2, pp. 137-142, Mar 1963.
- [11] K. Wu, "Integration and interconnect techniques of planar and nonplanar structures for microwave and millimeter-wave circuits - Current status and future trend," *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.* pp. 411-416, Taipei, Taiwan, Dec. 2001.



- [12] X.H. Wu and A.A. Kishk, "Analysis and Design of Substrate Integrated Waveguide Using Efficient 2D Hybrid Method", vol. 5., *Morgan & Claypool Publishers Series, Synthesis Lectures on Computational Electromagnetics*, Lecture #26, Jan. 2010.
- [13] K. Nouri, M. Feham, Mehdi DAMOU, Tayeb Habib Chawki BOUAZZA, "Design of Substrate Integrated Waveguide microwave planar directional coupler", *International Journal of Scientific & Engineering Research*, Vol. 5, Issue 2, pp. 1239-1241, Feb. 2014
- [14] N. Grigoropoulos, B. S. Izquierdo, and P. R. Young, "Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filters," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 12, pp. 829–831, Dec. 2005.
- [15] W. Hong, B. Liu, Y. Q. Wang, Q. H. Lai, and K. Wu, "Half mode substrate integrated waveguide: a new guided wave structure for microwave and millimeter wave application," in *Proc. Joint 31st Int. Conf. Infrared Millim. Waves 14th Int. Conf. Terahertz Electron.*, Shanghai, China, Sep. 18–22, 2006, p. 219.
- [16] A. A. M. Ali, N. J. G. Fonseca, F. Coccetti and H. Aubert, "Design and Implementation of Two-Layer Compact Wideband Butler Matrices in SIW Technology for Ku-Band Applications," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol.59, no.2, pp.503-512, Jan. 2010.
- [17] J. X. Chen, W. Hong, X. P. Chen, P. P. Yan, Q. H. Lai, and K. Wu, "An LTCC X-band receiver front-end using embedded multilayer substrate integrated waveguide filter," *Microw. Opt. Techn. Lett.*, vol. 51, no. 1, pp.71-73, Jan. 2009.
- [18] D. S. Eom, J. Byun and H. Y. Lee, "Multilayer Substrate Integrated Waveguide Four-Way Out-of-Phase Power Divider," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. 57, no. 12, pp. 3469- 3476, Dec. 2009.
- [19] J.-H. Lee, S. Pinel, J. Papapolymerou, J. Laskar, M. M. Tentzeris, H.-M. Lee, et al., "Low-loss LTCC cavity filters using system-onpackage technology at 60 GHz," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 12, pp. 3817–3824, Dec. 2005.
- [20] C. G. Montgomery, R. H. Dicke, and E. M. Purcell, "Principles of Microwave Circuits", *MIT Radiation Laboratory Series*, vol. 8, McGraw-Hill, New York, 1948.
- [21] David M. Pozar, "Microwave Engineering", Fourth Edition, *John Wiley & Sons Inc*, 2012.
- [22] J. E, R. Sanchez and V.Gutierrez-Ayala "A General EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions" *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*.
- [23] FengXu; Yulin Zhang; Wei Hong; Ke Wu; Tie Jun Cui; , "Finite-difference frequency-domain algorithm for modeling guided-wave properties of substrate integrated waveguide,"*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* , Vol. 51, no. 11, pp. 2221-2227, Nov. 2003.
- [24] Yan, L.; Hong, W.; Wu, K.; Cui, T.J.; , "Investigations on the propagation characteristics of the substrate integrated waveguide based on the method of lines," *IEEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 152, no. 1, pp. 35- 42, 19 Feb. 2005.
- [25] M. Bozzi, A. Georgiadis, K. Wu "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *IET Microw. Antennas Propag.* 2011.
- [26] Sangkil Kim and Manos M. Tentzeris, " An Inkjet-printed Flexible Broadband Multilayer SIW Coupler for Antenna Array Systems," *IEEE Microw. Antennas Propag.* 2014.

Multilayer Substrate Integrated Waveguide Six-Port Circuit

T. H. C. Bouazza^{1*}, Keltouma Nouri¹, J. Tao^{2**},
Boubakar S. Bouazza¹, and Tan-Hoa Vuong²

¹Tahar Moulay University, Saida, Algeria

²ENSEEIH, Toulouse, France

*e-mail: thc.bouazza@yahoo.fr

**e-mail: tao@laplace.univ-tlse.fr

Received in final form January 15, 2018

Abstract—In this paper a new design of a six-port circuit based on multilayer substrate integrated waveguides (SIW) is presented. This design is based on the use of a multilayer structure aimed at reducing the dimension of the circuit while conserving the performances of the component. The designed SIW six-port is composed of two basic elements, a SIW power divider and directional coupler. These two elements are designed, optimized and matched to produce a better performance at the required operating frequency of 11 GHz. The results of simulations show that the new multilayer SIW six-port circuit has good performances including a good return loss and isolation under –20 dB and the transmission magnitude better than –10 dB. This multilayer SIW six-port has the advantage of a small size 160×34.8 mm; its width is about 50% smaller than the planar SIW six-port circuit, which helps to get a higher density of integration in telecommunication systems and allows much smaller devices to be conceived. A microstrip to SIW transition is used in order to facilitate the integration of this component into other planar circuits. The structures are designed, simulated and optimized using the Ansoft HFSS simulation software.

DOI: 10.3103/S0735272718020036

1. INTRODUCTION

Recently researchers have been exploring various multi-port components [1–5] that may be of avail to designers who seek to meet the ever-increasing expectations imposed on microwave circuits.

Six-port is a passive linear microwave circuit. It has been under development over the past 40 years for microwave and millimeter-wave measurement applications [6], many of six-port radio architectures were proposed for the development of low-cost and highly efficient direct-conversion software-defined transceivers, which are more welcomed in the community because of their attractive performances regarding the power consumption, linearity and system noise, as well as the design and manufacturing costs.

Six-port can be designed on the basis of either hybrid parts or three coupled microstrip lines or suitable combinations of elements with lumped parameters [7]; rectangular waveguides (RWG) are used to design high-Q components. Disadvantages of rectangular waveguide with air dielectric include its large dimensions, weight and high costs.

In the past years, an interesting planar scheme called substrate integrated waveguide (SIW) had already attracted much interest in the design of microwave and millimeter-wave integrated circuits [8–10].

The SIW is synthesized in dielectric substrate with linear arrays of metallic vias, and it can also be treated as a periodic structure. The field distribution in SIW is similar to that in a conventional rectangular waveguide, thus SIW components inherit the advantages of rectangular waveguide such as high-Q factor, low insertion loss, and high power capability.

For the goal to miniature microwave components and circuits, many technics are employed such as FSIW, HMSIW and multilayer SIW [11–13].

To meet the increasing requirements of modern communication systems in terms of compact size and high selectivity, SIW components with multiple layers using the PCB or LTCC processes have been extensively studied in recent years [14, 15].

The use of multilayer topology makes possible the realization of SIW component with compact size, light weight and high performance due to its three-dimensional integration characteristic, low-tolerance in manufacturing process [16].

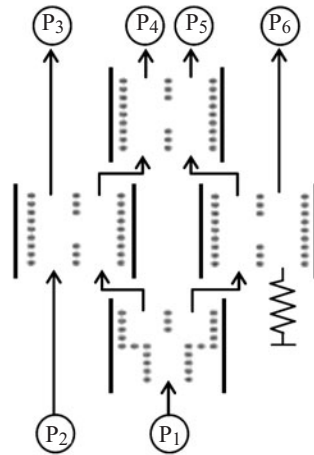


Fig. 1. Block diagram of the proposed six-port circuit [23].

This paper is organized as follow: at first we begin with an introduction on six port structures in communication systems, thereafter we present the architecture of the proposed SIW six-port structure, then we show the design process of the latter and finally we present the simulation results and conclusions.

2. SIX-PORT ARCHITECTURE

Six-port technology has been well known for its ability to perform accurate low-cost microwave measurements [17–19]. A typical six-port circuit has two inputs and four outputs.

As shown in previous papers [20], there are three types of architecture for building a six-port junction. The first one is composed of 3 couplers and power splitter [19]; the second includes 2 couplers, 2 power dividers, and 90° phase shifter [21], and the last type contains 4 couplers and phase shifter [18].

Six-port junctions of the first type have been widely used in the microstrip line and stripline designs. This architecture has two advantages as compared with the others, where no phase shifter is used. It makes the structure simpler and the bandwidth wider. In addition, the use of a Wilkinson power divider provides a high isolation between input and output and that is convenient for integration into the planar techniques.

The block diagram of the proposed six-port circuit is shown in Fig. 1, and it is composed of power divider and 3 couplers.

Based on the above discussion two types of components are required for designing the six-port junctions. These components include a 3-dB power divider and 3-dB 90° directional coupler. Each part is designed separately. All used components must have the same width to guarantee a smooth connection between every two parts during the following assembling process. The designing of necessary SIW-to-microstrip transitions is carried out by work [22].

3. SIX-PORT DESIGN

3.1. SIW Design

As shown in Fig. 2, SIW can be modeled as an ordinary rectangular waveguide. The cut-off frequency of SIW can be calculated using the next equation:

$$f_{\text{cut}} = \frac{c}{2a_{\text{eq}} \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (1)$$

where f_{cut} is the cut-off frequency of the waveguide in the TE_{10} mode, ϵ_r is the substrate relative permittivity, a_{eq} is the width of the equivalent waveguide [24].

An empirical formula is given for the normalized width of the equivalent waveguide [23]:

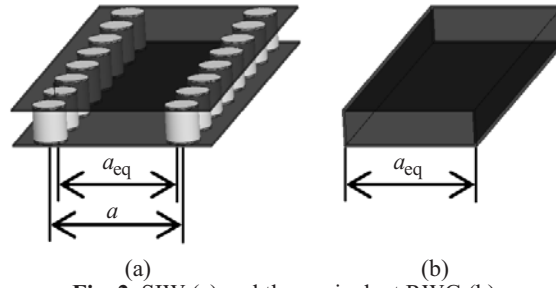


Fig. 2. SIW (a) and the equivalent RWG (b).

$$\bar{a} = \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}}, \quad (2)$$

$$\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{a}{p} - 1.0684}, \quad (2.1)$$

$$\xi_2 = -0.1183 + \frac{1.2729}{\frac{a}{p} - 1.2010}, \quad (2.2)$$

$$\xi_3 = 1.0082 + \frac{0.9163}{\frac{a}{p} - 0.2152}, \quad (2.3)$$

where p is the pitch of vias, a is the width between vias in SIW, d is the diameter of the vias.

The relative error of formula (2) is below 1% and the width of equivalent rectangular waveguide is given as follows:

$$a_{eq} = a\bar{a}. \quad (3)$$

The following conditions for parameters must be satisfied in formula (2):

$$p \leq 2d, \quad (4)$$

$$d \leq a/5. \quad (5)$$

All simulations in this paper are based on the substrate having the relative permittivity of 2.2, the thickness 0.5 mm and the loss tangent of $\tan\delta = 0.001$. The operating frequency is chosen to be 11 GHz by using the HFSS simulation software.

3.2. 3-dB SIW Power Divider

The main role of this component is to divide the power injected from the input (port 1) to two output ports (port 2 and 3). Power is divided into two halves, the output power in port 2 (as in port 3) is ideally 3 dB lower than the input power.

The power divider is optimized to minimize S_{11} and to keep S_{12} and S_{13} close to -3 dB.

The topology of the SIW power divider is shown in Fig. 3. A Y-junction straight structure is adopted in the design of the SIW power divider [25]. After optimization, the parameters of this power divider are shown in Table 1.

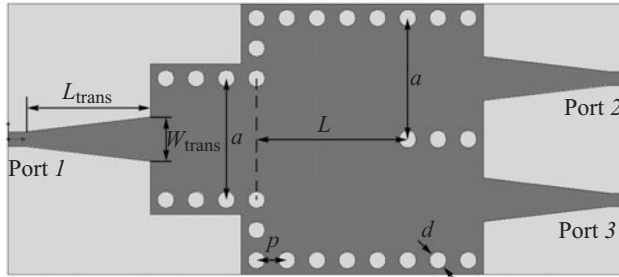


Fig. 3. 3-dB SIW power divider.

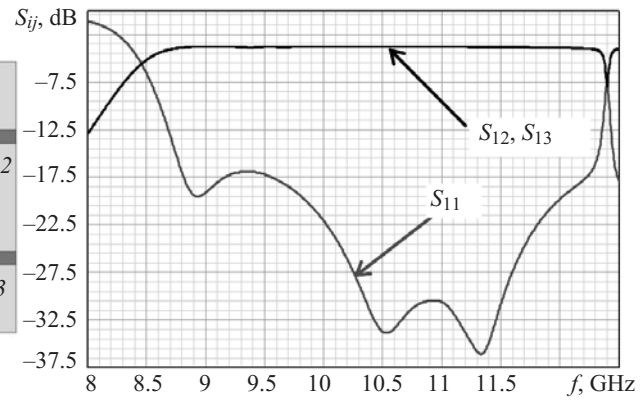
Fig. 4. S_{ij} parameters of the 3-dB SIW power divider.

Table 1. Dimensions of the 3-dB SIW power divider

Parameter	a	b	p	d	W_{trans}	L_{trans}	L
Value, mm	14.4	0.5	3.6	2	5.2	15	18

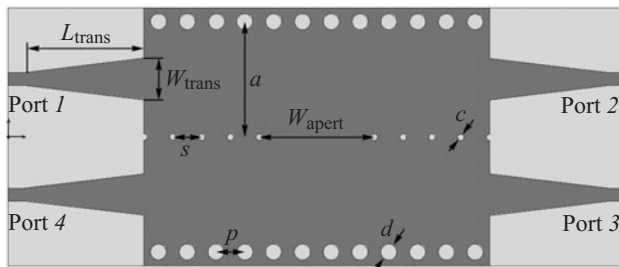


Fig. 5. 3-dB SIW 90° hybrid coupler.

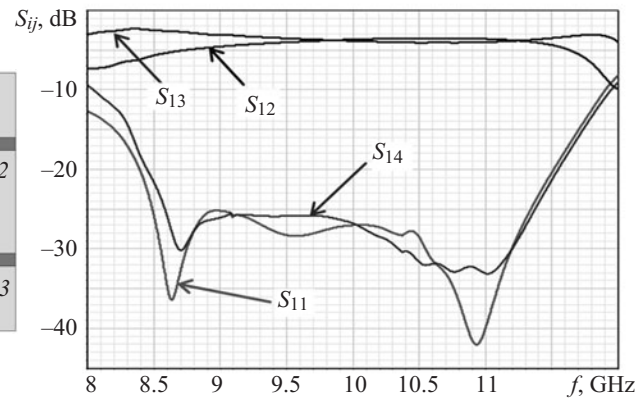
Fig. 6. S_{ij} parameters of the 3-dB SIW 90° hybrid coupler.

Table 2. Dimensions of the 3-dB SIW 90° hybrid coupler

Parameter	Value, mm	Parameter	Value, mm
a	14.4	W_{trans}	5.2
b	0.5	L_{trans}	15
p	3.6	W_{apert}	18
d	2	s	3.6
c	0.8		

The simulation results of this power divider obtained by using the HFSS software are shown in Fig. 4. As shown in Fig. 4, the simulated power divider presents a good performance over the frequency band of 8.8–12.4 GHz in terms of the return loss ($S_{11} < -15$ dB) and transmission loss S_{12} and S_{13} close to -3 dB.

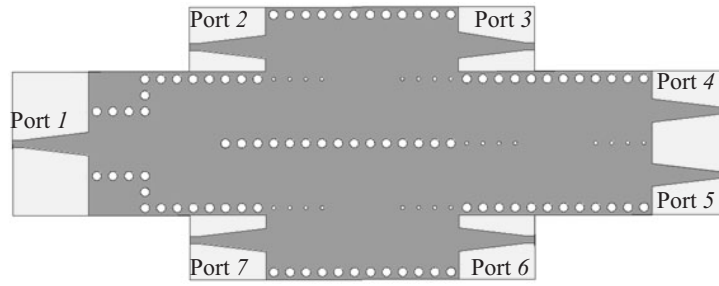


Fig. 7. SIW six-port circuit schematic.

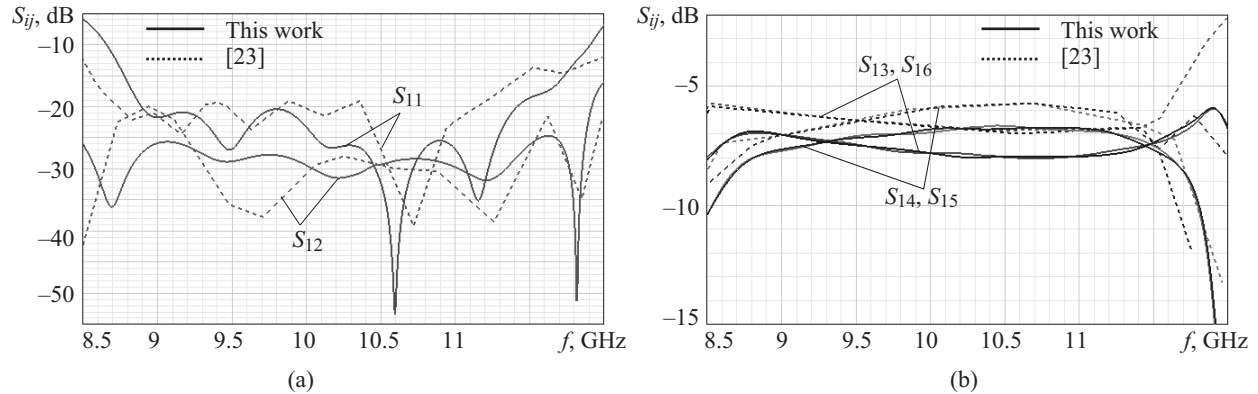


Fig. 8. S_{ij} parameters of the simulated SIW six-port circuit and those from [23].

3.3. 3-dB SIW 90° Hybrid Coupler

This component is used to divide power from one port between two other ports, while the fourth port is isolated. If the circuit is a 90° hybrid coupler, power is divided into two halves. The phase of signals in output ports is shifted by 90°. If port 1 is the input one, ports 2 and 3 receive halves of the input power, and port 4 is isolated (no power received).

The continuous aperture coupling design [26, 27] is applied in the design of SIW-based couplers. The SIW coupler topology is illustrated in Fig. 5. The parameters of this power divider are shown in Table 2. The Fig. 6 presents the simulation results of the directional coupler.

The directional coupler designed shows good performances in the band of 8.5–11.5 GHz, its return loss and isolation are under –20 dB at the entire band, and it presents a low transmission losses (S_{12} and S_{13} are close to –3 dB).

3.4. SIW Six-Port Circuit

Applying the block diagram of the planar six-port circuit (Fig. 1) and using the two proposed structures of 3 dB SIW power divider and 3 dB SIW hybrid coupler (Figs. 3 and 5) designed before, we tried to reproduce the structure of the six-port SIW (Fig. 7).

However, after integrating all the parts and because of discontinuities between the used components, some of the parameters have to be optimized again according to the following design requirements:

- minimize reflection coefficients S_{11} and S_{22} at ports 1 and 2, respectively, and isolation coefficient S_{12} between ports 1 and 2;
- keep transmission magnitude coefficients S_{13} to S_{16} close to –6 dB;
- port 7 must be totally isolated.

The SIW power divider is used as an injection part. It receives the power injected in port 1 and delivers it to the two directional couplers in the middle in order to feed two output ports 3 and 6 and pass the rest of power to the third one, which delivers it to two other output ports 4 and 5, when the port 7 is kept isolated. We can isolate both ports 6 and 7 by using port 2 as an injection port.

By using port 1 as an injection port, the simulation of the planar six-port compared to those from [23] are presented in Fig. 8.

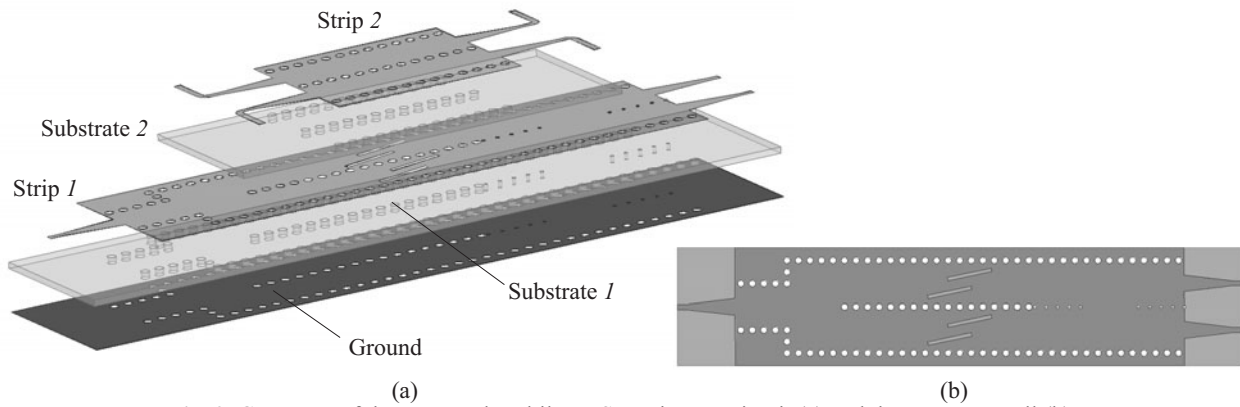


Fig. 9. Geometry of the proposed multilayer SIW six-port circuit (a) and the common wall (b).

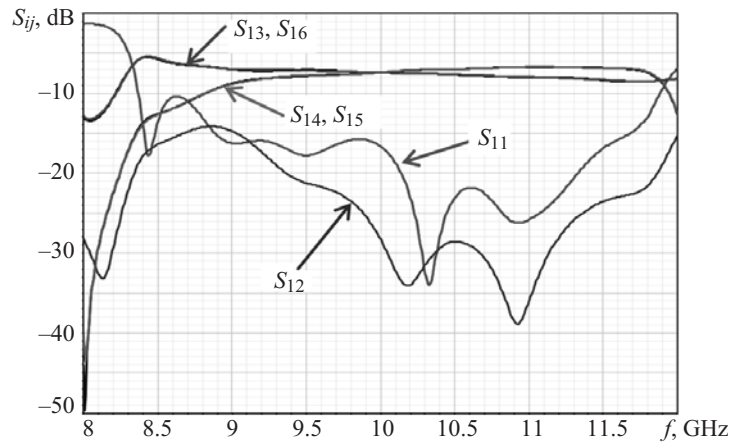


Fig. 10. S_{ij} parameters from simulation of the proposed multilayer SIW six-port circuit.

The results show that the simulated six-port presents a good performance, and these characteristics are almost the same as found in [23]. This difference is due to the use of non-identical microstrip to SIW transition and a bigger junction L in the power divider. This topology of six-port has a good isolation and return loss below -20 dB in the entire band, with transmission losses (S_{13} to S_{16}) lower than 10 dB.

3.5. Multilayer SIW Six-Port Circuit

Our new design of the six-port circuit consists of applying the multilayer technique for the planar form of the six-port (Fig. 7) and precisely for the two power dividers in the middle in order to miniaturize its dimensions by half (50%).

The use of a slanted slot in the common wall to replace the continuous aperture of the directional coupler (W_{apert} in the planar form) is necessary to guarantee the coupling between two layers in order to feed the upper output ports (3 and 6). The slanted slots are optimized (in terms of form, dimensions, position and incline) to get the best coupling possible between the two floors [28]. Fig. 9 shows the geometry of the proposed multilayer SIW six-port circuit.

4. SIMULATION AND RESULTS

By using the Ansoft HFSS simulation software and using a substrate with the relative permittivity of 2.2, thickness of 0.5 mm and loss tangent of $\tan\delta = 0.001$, the proposed MSIW six-port is designed and optimized. Fig. 10 presents the simulation results of the proposed multilayer SIW six-port circuit.

The proposed multilayer SIW six-port circuit shows good performances. The return loss of the input port is less than 15 dB within the bandwidth from 9 to 11.5 GHz. The isolation between two input ports is better than 20 dB. The insertion losses from port 1 to the output ports are around 7 dB.

This multilayer SIW six-port has the advantage of small dimensions as compared to the planar structure. The performances are degraded but always are sufficient for a good operation in the chosen bandwidth. Compared to other structures, even from a higher frequency band [29–33], this proposed multilayer SIW six-port provides much smaller dimensions that helps to get a higher density of integration and to have a smaller planar circuit.

CONCLUSIONS

In this paper, a new design of multilayer six-port circuit based on substrate integrated waveguide (SIW) has been proposed. The new six-port circuit topology is composed of one power divider and three 90° hybrid couplers. The simulation results show that the power dividers and hybrid couplers are matched (at least –20 dB around the operating frequency of 11 GHz). The magnitudes of the transmission coefficients are close to –3 dB. The *S*-parameter from simulation results show that the designed multilayer SIW six-port is operating well at 11 GHz. All ports are well matched, the results are better than –10 dB. This new topology of six-port measure 16×3.68 cm, it is by half is less as compared to the planar one, and it is suitable for small handled devices. Simulations show that the new structure is well designed providing good performance and it can be manufactured and used in several potential applications for microwave and millimeter-wave systems.

REFERENCES

1. K. V. Kobrin, M. B. Manuilov, G. P. Sinyavsky, "Field-theory analysis and design of multiport branch-guide couplers for contoured beam antennas," *Proc. of Int. Conf. on Antenna Theory and Tech.*, ICATT, 9-12 Sept. 2003, Sevastopol, Ukraine (IEEE, 2003), pp. 769-771, 2003. DOI: [10.1109/ICATT.2003.1238861](https://doi.org/10.1109/ICATT.2003.1238861).
2. N. V. Kantartzis, M. Gatzianas, T. I. Kosmanis, T. D. Tsiboukis, "Analysis of multiport waveguide structures by a higher-order FDTD methodology based on non-orthogonal curvilinear grids," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 20-24 May 2001, Phoenix, AZ, USA (IEEE, 2001), pp. 2051-2054. DOI: [10.1109/MWSYM.2001.967315](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2001.967315).
3. W. Wessel, T. Sieverding, F. Arndt, "Mode-matching analysis of general waveguide multiport junctions," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 13-19 Jun. 1999, Anaheim, CA, USA (IEEE, 1999), pp. 1273-1276. DOI: [10.1109/MWSYM.1999.779619](https://doi.org/10.1109/MWSYM.1999.779619).
4. M. E. Bialkowski, "Analysis of an N-port consisting of a radial cavity and E-plane coupled rectangular waveguides," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **40**, No. 9, 1840 (Sep. 1992). DOI: [10.1109/22.156613](https://doi.org/10.1109/22.156613).
5. S. P. Yeo, L. Qiao, M. Cheng, "Symmetrical N-port waveguide junction loaded with dielectric sleeve and metallic post," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **43**, No. 6, 1298 (Jun. 1995). DOI: [10.1109/22.390186](https://doi.org/10.1109/22.390186).
6. G. F. Engen, "The six-port reflectometer: An alternative network analyzer," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **25**, No. 12, 1075 (Dec. 1977). DOI: [10.1109/TMTT.1977.1129277](https://doi.org/10.1109/TMTT.1977.1129277).
7. T. Urbanec, "Special methods for microwave vector measurements," *Ph.D. Thesis, Dept. of Radio Electronics, Brno University of Technology*, Brno, Czech Republic (2007).
8. D. Deslandes, K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave Wireless Components Lett.* **11**, No. 2, 68 (Feb. 2001). DOI: [10.1109/7260.914305](https://doi.org/10.1109/7260.914305).
9. H. Uchimura, T. Takenoshita, M. Fujii, "Development of a 'laminated waveguide'," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **46**, No. 12, 2438 (Dec. 1998). DOI: [10.1109/22.739232](https://doi.org/10.1109/22.739232).
10. J. Hirokawa, M. Ando, "Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates," *IEEE Trans. Antennas Propag.* **46**, No. 5, 625 (May 1998). DOI: [10.1109/8.668903](https://doi.org/10.1109/8.668903).
11. N. Grigoropoulos, B. Sanz-Izquierdo, P. R. Young, "Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filters," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.* **15**, No. 12, 829 (Dec. 2005). DOI: [10.1109/LMWC.2005.860027](https://doi.org/10.1109/LMWC.2005.860027).
12. J. Chen, W. Hong, X. Chen, P. Yan, Q. Lai, K. Wu, "An LTCC X-band receiver front-end using embedded multilayer substrate integrated waveguide filter," *Microwave Opt. Technol. Lett.* **50**, No. 2, 285 (2008). DOI: [10.1002/mop.23057](https://doi.org/10.1002/mop.23057).
13. D.-S. Eom, J. Byun, H.-Y. Lee, "Multilayer substrate integrated waveguide four-way out-of-phase power divider," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **57**, No. 12, 3469 (Dec. 2009). DOI: [10.1109/TMTT.2009.2034311](https://doi.org/10.1109/TMTT.2009.2034311).
14. W. Hong, B. Liu, Y.-Q. Wang, Q.-H. Lai, Hongjun Tang, Xiao Xin Yin, Yuan Dan Dong, Yan Zhang, K. Wu, "Half mode substrate integrated waveguide: a new guided wave structure for microwave and millimeter wave application," *Proc. of Joint 31st Int. Conf. on Infrared Millimeter Waves and 14th Int. Conf. on Terahertz Electronics*, 18-22 Sept. 2006, Shanghai, China (IEEE, 2006), p. 219. DOI: [10.1109/ICIMW.2006.368427](https://doi.org/10.1109/ICIMW.2006.368427).
15. A. A. M. Ali, N. J. G. Fonseca, F. Coccetti, H. Aubert, "Design and implementation of two-layer compact wideband Butler matrices in SIW technology for Ku-band applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.* **59**, No. 2, 503 (Feb. 2010). DOI: [10.1109/TAP.2010.2093499](https://doi.org/10.1109/TAP.2010.2093499).
16. J.-H. Lee, S. Pinel, J. Papapolymrou, J. Laskar, M. M. Tentzeris, "Low-loss LTCC cavity filters using system-on-package technology at 60 GHz," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **53**, No. 12, 3817 (Dec. 2005). DOI: [10.1109/TMTT.2005.859864](https://doi.org/10.1109/TMTT.2005.859864).

17. C. A. Hoer, "The six-port coupler: A new approach to measuring voltage, current, power, impedance, and phase," *IEEE Trans. Instrum., Meas.* **21**, No. 4, 466 (1972). DOI: [10.1109/TIM.1972.4314068](https://doi.org/10.1109/TIM.1972.4314068).
18. Emilia Moldovan, Serioja-Ovidiu Tatu, Tamara Gaman, Ke Wu, R. G. Bosisio, "A new 94-GHz six-port collision-avoidance radar sensor," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **52**, No. 3, 751 (Mar. 2004). DOI: [10.1109/TMTT.2004.823533](https://doi.org/10.1109/TMTT.2004.823533).
19. Serioja Ovidiu Tatu, Emilia Moldovan, Ke Wu, Renato G. Bosisio, "A new direct millimeter-wave six-port receiver," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **49**, No. 12, 2517 (Dec. 2001). DOI: [10.1109/22.971644](https://doi.org/10.1109/22.971644).
20. X. Y. Xu, "Software defined radio receiver platform based on six-port technology," Doctoral Disser. Ecole Polytechnique Montreal, Canada (2006). ISBN: 978-0-494-20839-7.
21. X. Xu, R. G. Bosisio, K. Wu, "A new six-port junction based on substrate integrated waveguide technology," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **53**, No. 3, 2267 (Jul. 2005). DOI: [10.1109/TMTT.2005.850455](https://doi.org/10.1109/TMTT.2005.850455).
22. B. Liu, W. Hong, Y.-Q. Wang, Q.-H. Lai, K. Wu, "Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) 3-dB coupler," *IEEE Microwave Wireless Components Lett.* **17**, No. 1, 22 (Jan. 2007). DOI: [10.1109/LMWC.2006.887244](https://doi.org/10.1109/LMWC.2006.887244).
23. W. Li-nan, Z. Xu-chun, T. Chuang-ming, Z. Ming, "A new substrate integrated waveguide six-port circuit," *Proc. of Int. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology*, ICMMT, 8-11 May 2010, Chengdu, China (IEEE, 2010), pp. 59-61. DOI: [10.1109/ICMMT.2010.5525288](https://doi.org/10.1109/ICMMT.2010.5525288).
24. "Microwave Encyclopedia", <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/siw.cfm>, <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/waveguidemath.cfm>.
25. S. Germain, D. Deslandes, K. Wu, "Development of substrate integrated waveguide power dividers," *Proc. of Canadian Conf. on Electrical and Computer Engineering*, 4-7 May 2003, Montreal, QC, Canada (IEEE, 2003), vol. 3, pp. 1921-1924. DOI: [10.1109/CCECE.2003.1226289](https://doi.org/10.1109/CCECE.2003.1226289).
26. R. Levy, "Improved single and multiaperture waveguide coupling theory, including explanation of mutual interactions," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **28**, No. 4, 331 (Apr. 1980). DOI: [10.1109/TMTT.1980.1130073](https://doi.org/10.1109/TMTT.1980.1130073).
27. Y. Cassivi, D. Deslandes, K. Wu, "Substrate integrated waveguide directional couplers," *Proc. of Asia-Pacific Microwave Conf.*, Kyoto, Japan, 19-22 Nov. 2002 (2002).
28. T. H. C. Bouazza, K. Nouri, B. S. Bouazza, M. Damou, K. Becharef, "Multilayer substrate integrated waveguide directional coupler," *Int. J. Microwave Optical Technol.* **11**, No. 4, 245 (July 2016). URI: <http://www.ijmot.com/VOL11NO4.ASPX>.
29. O. Kramer, T. Djerafi, K. Wu, "Dual-layered substrate-integrated waveguide six-port with wideband double-stub phase shifter," *IET Microwaves Antennas Propag.* **6**, No. 15, 1704 (2012). DOI: [10.1049/iet-map.2012.0272](https://doi.org/10.1049/iet-map.2012.0272).
30. A. Doghri, T. Djerafi, A. Ghiotto, K. Wu, "Broadband substrate-integrated-waveguide six-port applied to the development of polarimetric imaging radiometer," *Proc. of 41st European Microwave Conf.*, EuMC, 10-13 Oct. 2011, Manchester, UK (IEEE, 2011). DOI: [10.23919/EuMC.2011.6101963](https://doi.org/10.23919/EuMC.2011.6101963).
31. Y. Ding, K. Wu, "Half-mode substrate integrated waveguide six-port front-end circuits for direct-conversion transceiver design," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 15-20 June 2008, Atlanta, GA, USA (IEEE, 2008). DOI: [10.1109/MWSYM.2008.4633267](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2008.4633267).
32. J. Chen, W. Hong, P. Yan, B. Liu, Y. Wang, K. Wu, "Design of a six-port junction using half-mode substrate integrated waveguide," *Proc. of Asia-Pacific Microwave Conf.*, 11-14 Dec. 2007, Bangkok, Thailand (IEEE, 2007). DOI: [10.1109/APMC.2007.4554870](https://doi.org/10.1109/APMC.2007.4554870).
33. A. E. Abdulhadi, A. Suntives, R. Abhari, "Design of a SIW-based data communication system using a SIW six-port receiver," *Proc. of IEEE 18th Conf. on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems*, 19-21 Oct. 2009, Portland, OR, USA (IEEE, 2009). DOI: [10.1109/EPEPS.2009.5338454](https://doi.org/10.1109/EPEPS.2009.5338454).

Résumé:

Les besoins des utilisateurs des systèmes de télécommunication en termes de performances et de portabilité ne cessent pas de croître. Cela exige le développement de nouvelles structures pour surmonter les limitations des structures actuellement utilisées. Les guides d'ondes intégrés dans des substrats (GIS) sont parmi les technologies les plus développées ces dernières années à cause de leurs avantages tels qu'une taille compacte, un facteur de qualité Q élevé et une excellente isolation ligne à ligne. La technologie GIS est largement utilisée dans la conception de composants micro-ondes planaires.

Dans ce travail, nous avons tout d'abord dressé un état d'art sur la technologie GIS, leurs critères de conception et leurs caractéristiques, ce qui nous a permis d'analyser ses performances. Cependant, même avec la taille réduite du GIS, cette technologie devient encombrante dans les nouveaux circuits récemment développés.

Dans l'objectif de réduire de plus la taille des composants micro-ondes GIS afin d'atteindre une grande densité d'intégration, nous avons étudié plusieurs techniques de miniaturisation. En utilisant ces techniques, nous avons pu concevoir plusieurs composants en GIS tels que les filtres à demi-mode et les filtres multicouches avec des tailles plus compactes tout en gardant leurs bonnes performances.

Enfin, de nouvelles topologies de coupleur et de six-port multicouches ont été conçues. Ces nouvelles structures permettent d'avoir des bonnes performances en termes d'adaptation et d'isolation tout en conservant une faible taille.

Mots clés :

GIS, micro-ruban, miniaturisation, conception, filtre, coupleur, six port, HFSS.

Abstract:

The needs of users of telecommunication systems in terms of performance and portability are steadily growing. This requires the development of new structures to overcome the limitations of the structures currently used. Substrate Integrated Waveguides (SIW) are among the most developed technologies in recent years because of their advantages such as compact size, high Q quality factor and excellent line-to-line isolation. The SIW technique is widely used in the design of planar microwave components.

In this work, we first drew up a state of art on SIW technology, their design criteria and their characteristics, which allowed us to analyze its performances. However, even with the small size of the SIW, this technology becomes bulky in the newly developed new circuits.

In order to further reduce the size of the SIW microwave components in order to achieve a high density of integration, we have studied several techniques of miniaturization. Using these techniques, we have been able to design several SIW components such as half-mode filters and multilayer filters with more compact sizes while maintaining good performance.

Finally, new coupler and six-port multilayer topologies they were designed. These new structures allow having good performances in terms of adaptation and insulation while keeping a small size.

Keywords:

SIW; microstrip; miniaturization; design; filter; coupler; six-port, HFSS.
