



Mémoire

Présenté

A L'UNIVERSITÉ DE TLEMCCEN
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE TELECOMMUNICATION

Pour l'obtention du diplôme de

MASTER

Spécialité : " Réseaux et Systèmes de Télécommunication "

Présenté par :

BERRAYAH Abdelnasser

KIRIA Wafaa

**NOUVELLES CONFIGURATIONS DES FILTRES À CAVITES
RESONANTES LATÉRALES EN BANDE S ET C POUR LES
APPLICATIONS SPATIALES À BASE DE LA TECHNOLOGIE SIW**

Soutenu en May 2016 devant le Jury:

MELIANI Maghnia

Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen

Président

BAHRI Sidi Mohammed

Maitre de conférences (B) à l'université de Tlemcen

Examineur

DJELTI Hamida

Maitre de conférences (B) à l'université de Tlemcen

Examineur

ABRI Mehadj

Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen

Encadreur

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Ma mère, qui a œuvrée pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie. Que dieu la procure bonne santé et longue vie.

Mon père, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie. Puisse Dieu faire en sorte que ce travail porte son fruit ; Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent venu de toi.

A mes chers frères,

Walid, Ismail, Amine & sa femme, Taki-eddine & sa femme

A ma nièce,

Nourhane Fayrouz

A mon neveu,

Mohammed Yassine

À mes chers amis(e),

*Wissam, Abdessamad, Abderrahmene, Khedidja, Djanet, Riyad,
Younes et Nihel*

Avec lesquels j'ai partagé mes moments de joie et de bonheur.

*À toute ma famille. À mon binôme **Berrayah Abdelnasser**, je dédie ce travail dont le grand plaisir leur revient en premier lieu pour leurs conseils et encouragements.*

Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui étaient toujours à mes côtés, mes aimables collègues d'études.

Wafaa.

Dédicace



A ma chère mère

Pour sa soutienne, sa patiente, son sacrifice et son amour, tu mérites tout éloge, toi qui a fait de moi ce que je suis maintenant.

J'espère être l'image que tu as fait de moi, que dieu te garde et te bénisse.

Je dédie aussi ce travail à ma chère sœur et mes frères, pour leur affection et leur encouragement qui ont toujours été pour nous les plus précieux.

Que ce travail soit pour vous les gages de mon profond amour.

A tout mes amis

A tous ceux qui m'ont aidé.

A tous ceux qui m'aiment, je dédie ce travail...

BERRAYAH Abdelnasser...

Remerciements

*Nous remercions ALLAH le tout-puissant de nous avoir
Donné le courage, la volonté et la patience de mener à terme*

Le présent travail.

*En tout premier lieu Nous tenons à remercier vivement notre
encadreur M.ABRI Mehadjji maître de conférences classe (A) à
l'Université de Tlemcen*

*Pour nous avoir offert les conditions nécessaires et nous avoir guidés
dans l'élaboration de ce travail et contribuer largement à sa
réalisation avec la patience et le dynamisme qui le caractérise et aussi
son soutien tout au long de notre projet.*

*Nous tenons également à remercier infiniment Mlle Berhab Souad
doctorante du laboratoire de Télécommunication à l'Université de
Tlemcen qui nous a offert son temps et son aide à travers nos
nombreuses discussions.*

*Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi à madame MELIANI
maître de conférence classe (B) à l'Université de Tlemcen, d'avoir
accepté de juger ce travail en présidant le jury, ainsi que Mlle
DJELTI Hamida et Mr BAHRI Sidi Mohammed maîtres de
conférences de classe B à l'université de Tlemcen d'avoir bien voulu
faire parties de ce jury et examiner ce travail.*

*Nous profitons aussi de ce mémoire pour exprimer nos plus vifs
remerciements envers tous les professeurs qui nous ont apportés du*

soutien durant notre parcours universitaire et envers toutes nos familles et nos amis qui ont été toujours près de nous avec leurs encouragements, critiques et conseils.

Nous tenons enfin à exprimer notre reconnaissance à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail ainsi qu'à toute personne qui fera l'effort de lire ce document.

Nous tenons à exprimer notre gratitude et nos remerciements au membre de jury veuillez accepter dans ce travail notre sincère respect et notre profonde reconnaissance.

Résumé

Ce mémoire a été consacré à la conception et configuration de nouvelles topologies des filtres passe-bandes basées sur le principe des cavités résonnantes latérales à base de la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) opérant en bande C et S qui s'étalent sur [4-8 GHz] et [2-4GHz] respectivement. Des résultats performants ont été obtenus en termes de filtrage, d'adaptation et de rejection, nous avons abouti à la conception de trois nouvelles topologies des filtres, deux structures de filtre passe bande opérant dans la bande C avec une bande passante de [5-8.8 GHz] et [5.3-8.8 GHz] respectivement, la troisième structure de filtre passe-bande opère dans la bande S qui donne une bande passante de [2.3-3.8 GHz], en introduisant un filtre passe bas à l'entrée de la ligne micro ruban vue que les résultats obtenus en suivant la procédure de réalisation des structures fonctionnant dans la bande C n'était pas satisfaisante. Les différentes simulations ont été achevées en employant le simulateur CST Microwave Studio.

Mots clés : Technologie SIW, filtres, bande C, bande S, simulation, CST Microwave Studio.

Abstract

This study was dedicated to design new topologies of band-pass lateral resonant cavity filters based on the SIW technology (Substrate Integrated Waveguide) operating in C-band and S-band, which are spread over [4-8 GHz] and [2-4 GHz] respectively. The results obtained were suitable in terms of performances, filtering, adaptation and rejection. This work was led to the creation of three new topologies of filters, two structures operating in C-band with a bandwidth of [5-8.8 GHz] and [5.3-8.8 GHz] respectively, and the third bandpass filter structure operates in the S band that gives a bandwidth of [2.3-3.8 GHz] by introducing a low-pass filter to the input of the microstrip line view that the results obtained by following the procedure of realization filters structures in the C-Band were not pleasant. Various simulations were completed using the simulator CST Microwave Studio.

Keyword: SIW technology, filters, C-band, S-band, simulation, CST microwave Studio.

ملخص

خصص هذا الموجز لتصميم طوبولوجيات جديدة لمرشحات ممر الموجة على أساس مبدأ التجاوب الرنانة الجانبية التي تعتمد على تقنية SIW العاملة فالنطاق C و S، والتي تنتشر على [4-8 GHz] , [2-4GHz] على التوالي. وقد تم الحصول على نتائج عالية الأداء من حيث الترشيح، التكيف والرفض. تم الانتهاء من عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام جهاز محاكاة CST Microwave Studio.

كلمات البحث: تكنولوجيا SIW، المرشحات، النطاق-C، النطاق-S، المحاكاة، CST Microwave Studio

Figure I. 1: Exemples des guides d'ondes : (a) câble coaxial, (b) guide d'onde à section circulaire, (c) micro ruban, (d) guide d'onde à section rectangulaire, (e) guide d'onde diélectrique.....	4
Figure I. 2 : Guide d'onde à section rectangulaire.....	5
Figure I. 3 : Guide d'onde à section circulaire.....	6
Figure I. 4 : Les différents types de cavité résonante.....	7
Figure I. 5 : Cavité résonante à section rectangulaire limité par une plaque métallique à gauche.....	10
Figure I. 6 : Structure des champs en mode TE.	12
Figure I. 7 : Structure des champs en mode TM.	12
Figure I. 8 : Photographie du guide d'onde SIW.	15
Figure I. 9 : Exemples typiques des structures de SIW ; (a) Guide d'onde intégré au substrat; (b) Guide diélectrique non radiatif intégré au substrat; (c) Guide d'image intégré au substrat.	16
Figure I. 10 : Les paramètres géométriques d'un guide SIW [17].	18
Figure I. 11 : Exemples des circuits passifs SIW, a) Filtre passe-bande SIW, b) Coupleur SIW, c) Guide rectangulaire SIW, d) Duplexeur SIW.	19
Figure I. 12 : Exemples des circuits actifs SIW ;a) oscillateur SIW, b) Amplificateur SIW... ..	20
Figure I. 13 : Antenne SIW [18].	20
Figure I. 14 : Structure de la ligne microruban.	22
Figure I. 15 : Exemples de transition microruban-guide d'onde.	25
Figure I. 16 : Les lignes de champs dans une ligne microruban.	25
Figure I. 17 : Les lignes de champs dans un guide d'ondes rectangulaire.....	26
Figure I. 18 : Transition du microruban vers le guide d'ondes SIW.	27
Figure I. 19 : Exemples de cavités à section rectangulaires, circulaires, et triangulaire.....	29
Figure I. 20 : Classification de bande de fréquences selon l'organisation IEE.....	29
Figure II. 1: Photographie de filtres SIW [24].	34
Figure II. 2: Gabarits en fréquence des différents types de filtres.	35
Figure II. 3: La bande passante a -3 dB.....	35
Figure II. 4: La fonction de transfert H.	36
Figure II. 5: Observation des pertes d'insertion à partir de la réponse électrique en transmission d'un résonateur [26].	37
Figure II. 6: Disposition (layout) d'un filtre SIW passe bande.	40
Figure II. 7: Structure une guide d'onde SIW adapté avec une grande sélectivité.	40

Figure II. 8 : Les résultats mesurés et simulés de filtre passe bande.	41
Figure II. 9 : Le filtre SIW passe bande fabriqué avec une grande sélectivité : (a) Vue d'en haut, (b) Vue de dessous.	42
Figure II. 10 : Le filtre SIW bi-mode à cavité circulaire proposé.	42
Figure II. 11 : Le filtre SIW bi-mode à cavité circulaire amélioré.	43
Figure II. 12 : Les résultats mesurés et simulés de filtre à cavité circulaire.	44
Figure II. 13 : Le filtre SIW à cavité circulaire fabriqué.	45
Figure II. 14 : Configuration filtre SIW bi-mode à cavité rectangulaire.	45
Figure II. 15 : Les résultats mesurés et simulés de filtre en bande X.	46
Figure II. 16 : Photographie d'un filtre à cavité résonante fabriqué.	47
Figure II. 17 : La topologie du filtre SIW fonctionnant en bande Ku.	47
Figure II. 18 : Les résultats mesurés et simulés de filtre en bande X.	48
Figure III. 1 : Structure générale du taper des guides SIW.	51
Figure III. 2 : Structure du guide SIW opérant dans la bande C,	52
Figure III. 3 : Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande C.	53
Figure III. 4 : Structure du taper du guide fonctionnant en bande C.	54
Figure III. 5 : Topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat.	55
Figure III. 6 : Coefficients de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW. ..	55
Figure III. 7 : Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW après l'optimisation.	57
Figure III. 8 : Propagation du champ électrique dans le guide d'onde.	58
Figure III. 9 : Structure du guide SIW opérant dans la bande S,	59
Figure III. 10 : Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande S.	60
Figure III. 11 : Structure du taper du guide SIW fonctionnant en bande S.	61
Figure III. 12 : Topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat.	62
Figure III. 13 : Coefficients de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW.	63
Figure III. 14: Propagation du champ électrique dans le guide d'onde.	64
Figure III. 15 : Géométrie du filtre SIW troisième ordre [28].	65
Figure III. 16 : Les résultats mesurés et simulés du filtre proposé.	67
Figure III. 17 : Structure réalisé sous CST du filtre proposé.	68
Figure III. 18 : Les résultats de notre simulation s_{11} et s_{21} en fonction de la fréquence.	68
Figure III. 19 : Première topologie du filtre passe bande SIW en bande C.	69

Figure III. 20 : Résultats de simulation du filtre SIW en bande C.....	70
Figure III. 21 : Structure du filtre passe bande opérant en bande C après variation de vias....	71
Figure III. 22: Performance du filtre passe bande opérant dans la bande C.....	72
Figure III. 23 : Structure du filtre SIW après l'optimisation fonctionnant dans la bande C..	72
Figure III. 24 : Performance de notre filtre SIW fonctionnant dans la bande C.	73
Figure III. 25: Propagation du champ électrique dans le guide d'onde (a) : $f_1= 5.7$ GHz, (b) : $f_2=6.5$ GHz, (c) : $f_3=8.6$ GHz.....	75
Figure III. 26 : La deuxième topologie du filtre SIW à quatre cavités opérant dans la bande C.	76
Figure III. 27 : Performance de la deuxième topologie du filtre passe bande à quatre cavités opérant dans la bande C.....	77
Figure III. 28 : Performance du filtre passe bande à quatre cavités après l'étude paramétrique.	78
Figure III. 29: Propagation du champ électrique dans le filtre SIW fonctionnant en bande C : (a) : $f_1= 6.3$ GHz, (b) : $f_2=6.7$ GHz, (c) : $f_3=7.3$ GHz.	79
Figure III. 30 : Structure du filtre SIW passe-bande fonctionnant en bande S avec 4 vias.	80
Figure III. 31 : Performances du premier filtre passe bande fonctionnant dans la bande S.....	81
Figure III. 32: Structure du filtre passe bande avant l'étude paramétrique.....	82
Figure III. 33: Structure du filtre passe bande après l'étude paramétrique.....	82
Figure III. 34 : Performance du filtre passe bande après l'étude paramétrique.	83
Figure III. 35 : La deuxième topologie du filtre SIW à quatre cavités opérant dans la bande S.	84
Figure III. 36: Performance de la deuxième topologie du filtre passe bande à quatre cavités opérant dans la bande S.....	85
Figure III. 37 : Structure de notre filtre passe bas.	86
Figure III. 38 : Performance du filtre passe bas.	87
Figure III. 39 : Topologie finale du filtre passe bande opérant dans la bande S.....	88
Figure III. 40 : Performance du filtre passe bande SIW opérant dans la bande S.....	89
Figure III. 41 : Propagation du champ électrique dans le filtre SIW fonctionnant en bande C : (a) : $f_1= 2.7$ GHz, (b) : $f_2=3$ GHz, (c) : $f_3=3.2$ GHz.	90

Tableau II. 1: Dimensions de filtre SIW passe bande.	40
Tableau II. 2: Dimensions de filtre à cavité circulaire.	43
Tableau II. 3: Dimensions de filtre à cavité rectangulaire.	46
Tableau II. 4: Dimensions de SIW dans la bande Ku.	48
Tableau III. 1: Impédance de sortie et dimensions des tapers pour chaque guide SIW.....	52
Tableau III. 2: Dimensions du taper après l'optimisation.	57
Tableau III. 3: Les dimensions du filtre asymétrique SIW.	67
Tableau III. 4: Dimensions de la première structure de notre filtre opérant dans la bande C..	71
Tableau III. 5: Les dimensions du taper après l'optimisation.	74
Tableau III. 6: Dimensions de la deuxième structure de notre filtre SIW opérant dans la bande C.	77
Tableau III. 7: Dimensions du taper après l'étude paramétrique.	78
Tableau III. 8 : Dimensions du filtre passe bande fonctionnant en bande S.	81
Tableau III. 9: Dimensions du filtre SIW après l'étude paramétrique.	84
Tableau III. 10 : Dimensions de la deuxième structure de notre filtre SIW opérant dans la bande S.	85
Tableau III. 11: Dimensions du filtre passe bas proposé.	87

Liste des abréviations et des acronymes

ϵ : Permittivité diélectrique.

μ : Perméabilité magnétique.

ω : La pulsation de l'onde.

ρ : La densité volumique de charge électrique.

k : est la constante de propagation.

\vec{E} : Vecteur d'intensité du champ électrique.

\vec{B} : Vecteur d'intensité du champ magnétique.

c : La vitesse de la lumière.

f_c : La fréquence de coupure.

λ : La longueur d'onde.

λ_g : La longueur d'onde du guide.

TE: Transverse électrique.

TM: Transverse magnétique.

SIW: Substrate Integrated Waveguide.

GHz: Gigahertz.

dB: Décibel.

CST: Computer Simulation Technology.

FIT: Finite Integrate Technic.

Dédicace	I
Remerciement	III
Résumé.....	V
Liste des figures.....	VI
Liste des tableaux.....	IX
Listes des abréviations et des acronymes.....	X
Table des matières.....	XI
Introduction générale	1
Chapitre I : généralité sur la technologie des guides d’ondes intégrés au substrat SIW et applications	
I.1. Introduction	3
I.2. Théorie des guides d’ondes volumique	4
I.2.1. Définition	4
I.2.2. Les types de guide d’onde.....	5
I.2.2.1 Guide d’onde rectangulaire	5
I.2.2.2 Guide d’onde circulaire.....	6
I.2.2.3 Cavité résonante	6
I.2.3. Equations de Maxwell.....	8
I.2.4. Principe fondamentale.....	8
I.2.4.1 Considérations physiques et choix des solutions de l’équation d’onde	8
I.2.4.2 Les conditions aux limites.....	9
I.2.4.3 Les conditions de propagation.....	10
I.2.4.4 Structures du champ magnétique	11
I.2.4.5 Mode de propagation dans une cavité résonante.....	12
I.2.4.6 Facteur de qualité	13

I.2.5.	Les pertes	14
I.3.	La technologie des guides d'onde intégrée au substrat SIW	14
I.3.1.	Introduction	14
I.3.2.	Description du guide SIW	15
I.3.3.	Conception d'un guide SIW	16
I.3.4.	Implémentation de la technologie SIW	18
I.3.4.1.	Les circuits passifs SIW	18
I.3.4.2.	Les circuits actifs SIW	19
I.3.4.3.	Les antennes SIW	20
I.3.5.	Adaptation du guide d'onde en technologie SIW	21
I.3.5.1.	Introduction	21
I.3.5.2.	La ligne micro-ruban	21
I.3.6.	La transition	24
I.3.7.	Résonateur à cavité SIW	28
I.4.	Utilisation des bandes de fréquences	29
I.4.1.	Bandes E et F (Radar de la bande S)	30
I.4.2.	Bande G (radar de la bande C)	30
I.5.	Conclusion	31
 Chapitre II : Théorie des filtres et leurs applications dans le domaine spatial		
II.1.	Introduction	33
II.2.	Etat de l'art sur les filtres	33
II.2.1.	Définition	33
II.2.2.	Caractéristiques d'un filtre passe bande	35
II.2.3.	Les pertes d'insertion	36
II.2.4.	Le facteur de qualité en charge	37
II.3.	Critères de choix topologiques et technologiques	38
II.4.	Applications des filtres SIW (de la littérature)	39

II.4.1.	Nouvelle topologie d'un filtre passe bande SIW en bi-mode	39
II.4.2.	Nouvelle topologie d'un filtre de cavité circulaire en bi-mode	42
II.4.3.	Filtre passe bande en bi-mode utilisant SIW cavité rectangulaire opérant en bande X	45
II.4.4.	Conception de filtre passe bande SIW fonctionnant dans la bande Ku	47
II.5.	Conclusion.....	49

Chapitre III : Présentation des résultats de simulations

III.1.	Introduction	51
III.2.	Adaptation et transition	51
III.3.	Conception de guide d'onde SIW fonctionnant dans la bande C	53
III.3.1.	Conception du guide SIW opérant en bande C avant adaptation.....	53
III.3.2.	Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde SIW opérant en bande C.....	55
III.4.	Conception du guide d'onde SIW fonctionnant dans la bande S	60
III.4.1.	Conception du guide SIW opérant en bande S avant adaptation.....	60
III.4.2.	Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde SIW opérant en bande S.....	62
III.5.	Conception d'un filtre asymétrique SIW	66
III.6.	Conception des filtres passe bande opérant en bande C et S.....	70
III.6.1	Structures du filtre passe bande opérant en bande C	70
III.6.2	Structures du filtre passe bande opérant en bande S.....	81
III.7.	Conclusion	92
	Conclusion générale	93
	Annexe.....	95
	Bibliographie.....	100

Introduction générale

Dans la dernière décennie, une énorme quantité de recherches ont été menées pour développer de haute performance à micro-ondes et guide d'ondes à ondes millimétriques composants qui sont fabriqués en utilisant des technologies à faible coût. Parmi ceux-ci sont le substrat intégré des guides d'ondes (SIW).

Depuis l'introduction de SIW, divers composants à base de SIW, les interconnexions et les circuits ont été développés et leurs avantages sont justifiés par rapport à leurs homologues fraisés de la base des lignes de transmission.

La technologie SIW, comme un nouveau moyen de transmission de signal, ont été la base pour la conception de nombreux composants du circuit tels que des diviseurs de puissance, et les filtres. Parmi ces filtres les cavités résonantes qui sont des guides d'ondes rectangulaires limitées par un plan.

Les filtres de la cavité résonante sont maintenant redessinés en utilisant la plate-forme de SIW. Ces filtres ayant une importance grandissante dans les systèmes de transmission, spécialement pour le cas des télécommunications spatiales, pour que chaque domaine fréquentiel utilise les télécommunications nécessite. La critique qui a été soulevée au sujet de ces nouvelles interconnexions et des composants est qu'ils possèdent une relativement grande empreinte.

Le travail présenté dans ce mémoire concerne la conception de structures de filtres passe-bandes à base de la technologie SIW. Chaque domaine utilisant les télécommunications nécessite certainement l'usage de filtres parce qu'ils ont une importance grandissante dans les systèmes de transmission, c'est le cas aussi pour les télécommunications spatiales.

C'est dans ce cadre que s'inscrit notre projet de recherche intitulé : « **Nouvelles Configurations des filtres à Cavités Résonantes Latérales en bande S et C pour les Applications Spatiales à base de la Technologie SIW** ». Pour atteindre nos objectifs, notre mémoire sera organisé en trois chapitres et de la façon suivante :

Dans le premier chapitre nous allons introduire quelques notions sur les guides d'ondes avec les différents types de technologies existantes, puis une description détaillée sera donnée pour le cas de la technologie SIW puisqu'elle est la base de ce sujet d'étude.

Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation de quelques exemples d'applications sur la technologie SIW, nous allons les décrire en présentant ses types et ses résultats pour mieux comprendre les avantages de cette technologie.

Le dernier chapitre sera dédié à la présentation des résultats de conception des guides d'ondes SIW fonctionnant dans les deux bandes S et C à l'aide du logiciel de simulation « CST MICROWAVE STUDIO »; nous allons le décrire dans l'annexe en présentant ses modules de calcul et de simulation ainsi que ses méthodes utilisées. Pour obtenir des résultats satisfaisants en termes d'adaptation et de transmission, notre travail s'effectuera à l'aide d'une étude paramétrique avec une optimisation. Enfin nous allons concevoir les filtres passe-bandes opérant dans les deux bandes désirées en utilisant la technologie SIW.

Ce document sera enfin clôturé par une conclusion générale, une annexe sur le simulateur et une référence bibliographique.

Chapitre I :

**Généralités sur la technologie des guides
d'ondes intégrés au substrat SIW**

Chapitre II :

**Théorie des filtres et leurs applications
dans le domaine spatial**

Chapitre III :

Présentation des résultats de simulations

I.1. Introduction

La réduction des coûts de fabrication et l'amélioration des propriétés électriques sont des paramètres fondamentaux qui préoccupent les chercheurs depuis des années. Plusieurs travaux de recherche ont été menés pour répondre à ces critères [1].

Les guides d'ondes rectangulaires sont lourds et imposants pour les circuits hautes fréquences [2]. Cependant, les guides d'ondes SIW intégrés dans le substrat (Substrate Integrated Waveguide) constituent de nouveaux types de ligne de transmission. Ils mettent en œuvre des guides d'ondes sur une partie du circuit imprimé en émulant les murs des côtés du guide d'ondes en utilisant des rangées de vias métalliques.

Cette technique hérite à la fois du bien-fondé des techniques microrubans pour la compacité et la facilité d'intégration, et du guide d'ondes pour les faibles pertes de rayonnement, ce qui ouvre une nouvelle voie à la conception de circuits microondes et des antennes à faible coût dans les applications à ondes millimétriques.

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons un état de l'art sur la théorie des guides d'ondes classique.

Dans la deuxième partie du chapitre, nous nous intéresseront à introduire quelques notions sur la technologie planaire dit « micro-ruban SIW » (Substrate Integrated Waveguide) [3]. Avant cela, nous allons définir un cas particulier des guides d'ondes classique qui est la cavité résonante vu que notre étude s'articule autour des filtres micro-rubans à cavité résonante dans le domaine hyper fréquentielle.

I.2. Théorie des guides d'ondes volumique

I.2.1. Définition

Les guides d'ondes, sont des structures utilisées pour transférer la puissance électromagnétique efficacement d'un point dans l'espace à l'autre.

Les guides d'ondes peuvent être généralement classés comme des guides d'ondes métalliques ou des guides d'ondes diélectriques. Guides d'ondes métalliques prennent habituellement la forme d'un tube de métal conducteur clos. Les ondes se propageant à l'intérieur du guide d'ondes de métal peuvent être caractérisés par des réflexions à partir des parois conductrices.

Le guide d'onde diélectrique se compose de seulement diélectriques et emploie réflexions à partir d'interfaces diélectriques à propager l'onde électromagnétique le long du guide.

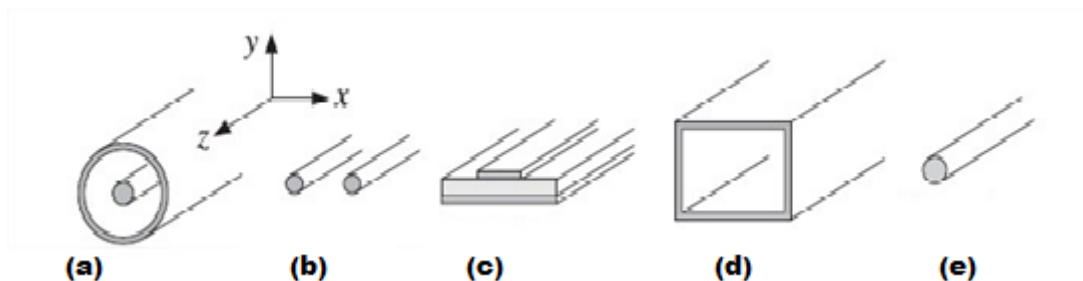


Figure I. 1: Exemples des guides d'ondes : (a) câble coaxial, (b) guide d'onde à section circulaire, (c) micro ruban, (d) guide d'onde à section rectangulaire, (e) guide d'onde diélectrique.

Tous les ondes électromagnétiques sont constitués de champs électriques et magnétiques se propageant dans la même direction de Voyage, mais perpendiculaires l'un à l'autre. Le long de la propagation d'onde, les deux champs électriques et magnétiques sont perpendiculaires (transversal) à la direction d'onde. Ceci est connu comme le mode principal, ou TEM (Transverse électriques et magnétiques) Mode.

Les guides ondes sont soumis à des pertes diélectriques provoquées par les ondes stationnaires qui produisent les arcs entraînant la diminution de l'efficacité de transmission

d'énergie lorsque les champs électromagnétiques sont complètement contenus dans le guide, les pertes de radiation sont faibles.

Les guides d'onde sont utilisés dans les techniques de transmission par faisceaux hertziens, dans les gammes hyperfréquences, dans les techniques de détection d'obstacles (radar, navigation aérienne et maritime), dans les techniques de diffusion à grandes puissances et sur ondes très courtes. Les informations transmises, à la fois par l'onde porteuse et par le guide, sont de nature variée : signaux téléphoniques simples ou multiplex, signaux de télévision, impulsions numériques, données [4].

I.2.2. Les types de guide d'onde

I.2.2.1 Guide d'onde rectangulaire

C'est un guide d'onde constitué d'un tuyau de type métallique qui est un conducteur parfait, les ondes se propagent à l'intérieur de guide par réflexion multiple sur les parois de guide.

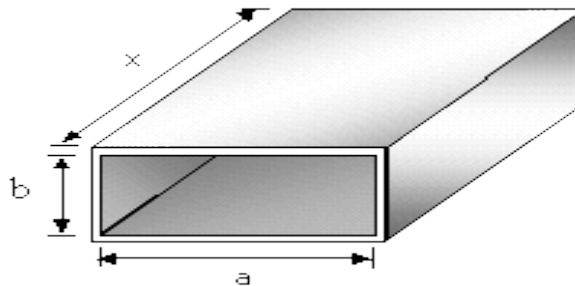


Figure I. 2 : Guide d'onde à section rectangulaire

C'est un support de transmission largement utilisé, économique et très efficace surtout à très hautes puissances. Divers composants à base des guides d'ondes rectangulaires en microondes tels que des coupleurs, des détecteurs, des isolateurs, des déphaseurs sont disponibles dans le commerce pour les différentes bandes de guides d'ondes standard.

I.2.2.2 Guide d'onde circulaire

Il est constitué par un cylindre de section circulaire, un point quelconque est repéré par ces coordonnées polaires r, θ .

Le guide d'onde circulaire a été utilisé avec succès dans la télévision avec haute puissance d'émission (UHF) depuis 1984.

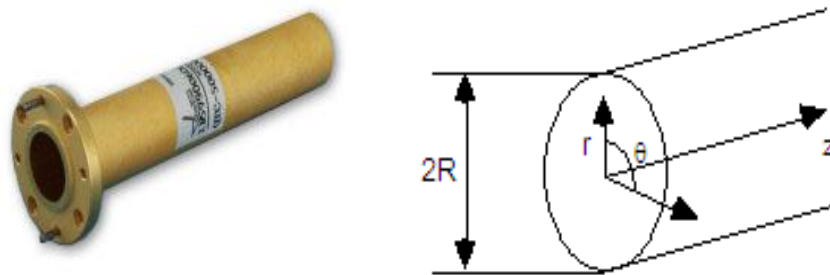


Figure I. 3 : Guide d'onde à section circulaire.

I.2.2.3 Cavité résonante

Les cavités résonantes sont constitués par un diélectrique entouré, limité par des surfaces métalliques qui peuvent emmagasiner une certaines énergies électromagnétiques et avec des fréquences particulières dites fréquences de résonances [5].

Une cavité résonante opère à certaines fréquences discrètes, chacune correspondant à un mode particulier d'oscillation associé à sa configuration propre des champs électrique et magnétique. Comme la longueur d'onde qui correspond au mode associé à la fréquence de la plus basse est de l'ordre de grandeur de la plus grande dimension linéaire de la cavité, il s'ensuit que, pour les ondes centimétriques, une cavité résonante possède un faible encombrement qui la rend propre à l'utilisation en radioélectricité et à être incorporée dans des équipements micro-ondes (radar, etc.) [6].

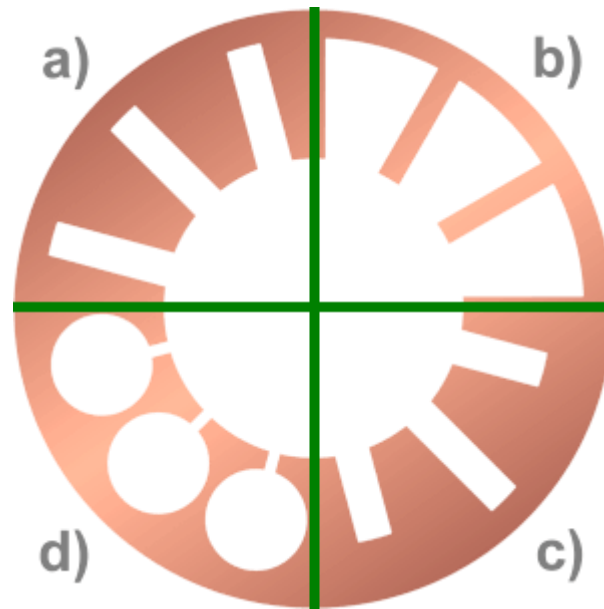


Figure I. 4 : Les différents types de cavité résonante.

L'utilisation des cavités résonnantes est utile pour réaliser des ondemètres précis, pour construire des 'circuits' accordés dans les oscillateurs à la place des circuits RLC classiques qui ne conviennent pas dans la gamme des micro-ondes étant donné l'impossibilité de construire des inductances L et des capacités C suffisamment petites tout en assurant un facteur de qualité assez élevé.

Pour l'étude de l'absorption des ondes centimétriques dans les solides, les liquides et les gaz (mesure de la constante diélectrique, par exemple).

Utilisés comme filtres, ils permettent la sélection d'une bande de fréquence et peuvent servir au multiplexage des fréquences comme dans les stations de base de radiotéléphone, la séparation des voies d'émission et réception des téléphones portables, etc. Ces dispositifs sont utilisés dans les applications GSM (Global System Mobile), UMTS (Universal Module Telecommunication System) et GPS (Global Positioning System) [7].

Toutes les cavités résonnantes ont la propriété de 'piéger' les champs électromagnétiques dans l'espace qu'elles occupent.

I.2.3. Equations de Maxwell

Les équations de Maxwell sont un ensemble de 4 équations complexes qui décrivent le monde de l'électromagnétisme. Ces équations décrivent comment les champs électriques et magnétiques se propagent, interagissent, et comment ils sont influencés par des objets [8] :

$$\text{Div}(\vec{E}) = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (\text{I-1})$$

$$\text{Rot}(\vec{E}) = -\frac{d\vec{B}}{dt} \quad (\text{I-2})$$

$$\text{Div}(\vec{B}) = 0 \quad (\text{I-3})$$

$$\text{Div}(\vec{B}) = \mu(\vec{J} + \epsilon \frac{d\vec{E}}{dt}) \quad (\text{I-4})$$

ϵ : est la permittivité diélectrique du matériau.

μ : est la perméabilité magnétique du matériau.

ρ : est la densité volumique de charge électrique.

\vec{J} : est la densité de courant.

I.2.4. Principe fondamentale

I.2.4.1 Considérations physiques et choix des solutions de l'équation d'onde

La théorie des guides d'ondes est beaucoup plus complexe que toute théorie, que nous avons considérée jusqu'ici, Chaque guide d'onde a des structures électromagnétiques. Pour ne pas compliquer les calculs, on se base sur l'étude des caractéristiques de la propagation d'une onde électromagnétique dans une cavité résonante à section rectangulaire qui contient quatre plans parfaitement conducteurs.

Puisque les guides d'ondes métalliques ne supportent pas le mode TEM ' Mode Electromagnétique Transversale'. Ils supportent les types d'ondes TE et TM, on va focaliser sur un seul type qui est le TE 'solution fondamentale transverse électrique.

I.2.4.2 Les conditions aux limites

Puisqu'on travaille avec une cavité résonnante à section rectangulaire, les conditions ne changent pas, ces conditions sont considérés pour une guide d'onde rectangulaire, les conditions sont les suivantes:

- L'onde qui se propage à l'intérieur du guide d'onde doit obéir aux mêmes priorités électromagnétiques du vide.
- Les conducteurs métalliques qui limitent le guide sont supposés parfaits, sorte que le champ électromagnétique sera considéré comme nul aux parois du guide.
- On suppose que la composante tangentielle de E est nulle sur les parois métalliques du guide (continuité de E).

Il existe autres conditions fondamentales pour une cavité résonnante sont :

- La cavité résonnante est limitée par des surfaces métalliques (plaque métallique), cette géométrie illustrée par la figure I.5.
- Considérons un mode propagatrice dans une cavité rectangulaire de longueur finie.
- Le mode TE propage dans la cavité vers l'axe des z négatives [9].

Après une simplification considérée, on obtient la solution fondamentale suivante :

$$\vec{E} = -2\omega\mu\frac{\pi}{a}H_0 \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \sin(\beta z) \vec{e}_y \quad (I-5)$$

ω : Pulsation de la fonction sinusoïdale.

μ : Perméabilité magnétique du matériau.

H_0 : Vecteur constant.

β : Phase instantanée.

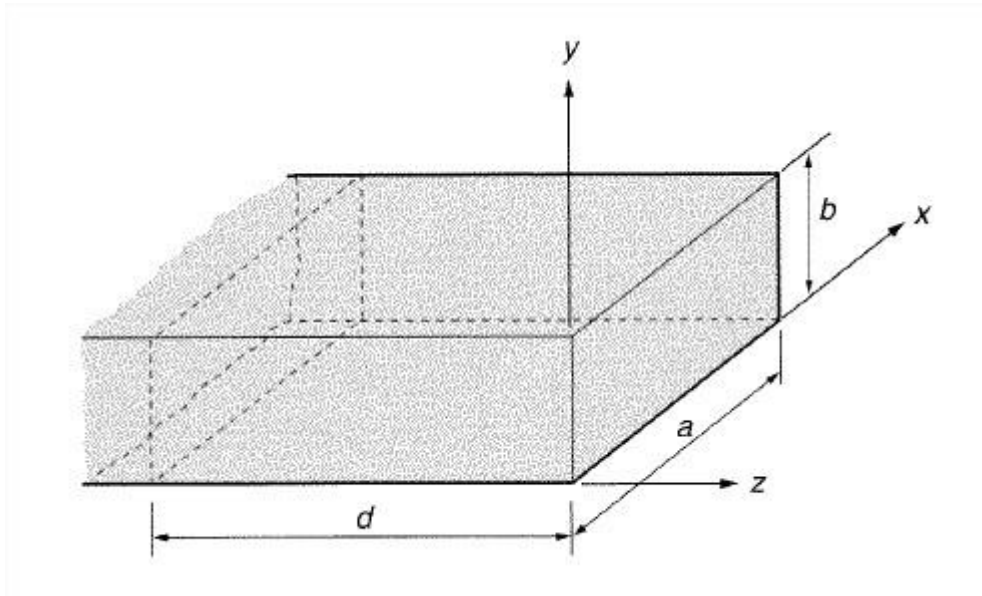


Figure I. 5 : Cavity résonante à section rectangulaire limité par une plaque métallique à gauche.

I.2.4.3 Les conditions de propagation

Les conditions de propagation nous permettent d'établir la relation de dispersion entre ω et k , cette relation a été déterminé par l'équation au dérivées partielles vérifiée par \vec{E} dans la cavité.

$$\Delta(E_y) - \frac{1}{c^2} \frac{d^2 E_y}{dt^2} = \vec{0} \quad (\text{I-6})$$

Avec :

$$\Delta(E_y) = \frac{d^2 E_y}{dx^2} + \frac{d^2 E_y}{dy^2} + \frac{d^2 E_y}{dz^2} \quad (\text{I-7})$$

Après le calcul, on déduit la relation de dispersion suivante [10]:

$$K_c^2 = K^2 - \beta_g^2 \quad (\text{I-8})$$

Avec :

K_c : La phase de coupure instantanée.

β_g : La phase pour une longueur d'onde guidée.

$\beta_g = \frac{p\pi}{d}$ Avec p est un nombre entier qui caractérise le mode de résonance, il représente le nombre de maximum de E_T , le nombre d désigné pour la longueur de guide d'onde [12].

On peut aussi déduire la pulsation de coupure pour que k soit réel dans laquelle aucune onde ne peut se propager :

$$\omega_c = \pi c \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2} \quad (I-9)$$

Avec C la vitesse de la lumière.

1.2.4.4 Structures du champ magnétique

Le champ magnétique peut être obtenu à partir du champ électrique on utilise l'équation de Maxwell (I-10) :

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt} \quad (I-10)$$

Après un certain calcul, nous avons conduit à :

$$\text{Mode TE} \begin{cases} E_z = 2E_z \cos(\beta z) \\ E_T = -2jE_T \sin(\beta z) \end{cases} \quad (I-11)$$

$$\text{Mode TM} \begin{cases} H_z = -2jH_z \sin(\beta z) \\ H_T = 2H_T \cos(\beta z) \end{cases}$$

Ces modes nous aident à obtenir la structure des champs E et M.

Pour les deux modes TE et TM la conductivité est très grande et le champ E_T qui est selon l'axe z est nul, le champ H_T est différent de 0. La géométrie suivante illustre la structure des champs:

Pour le mode TE :

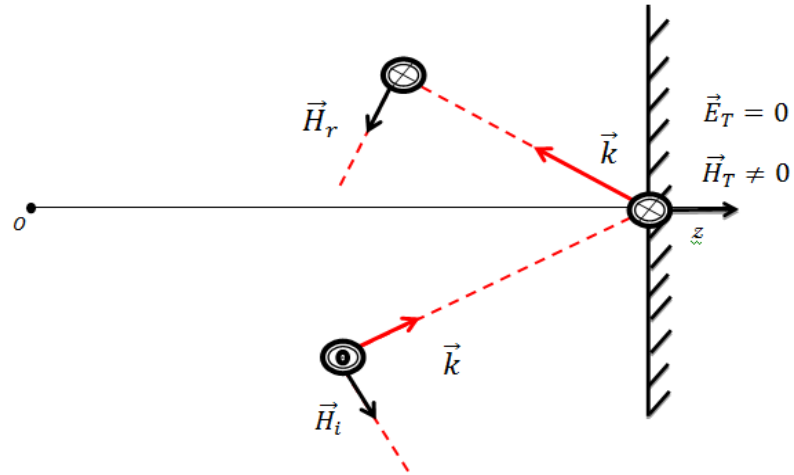


Figure I. 6 : Structure des champs en mode TE.

Pour le mode TM :

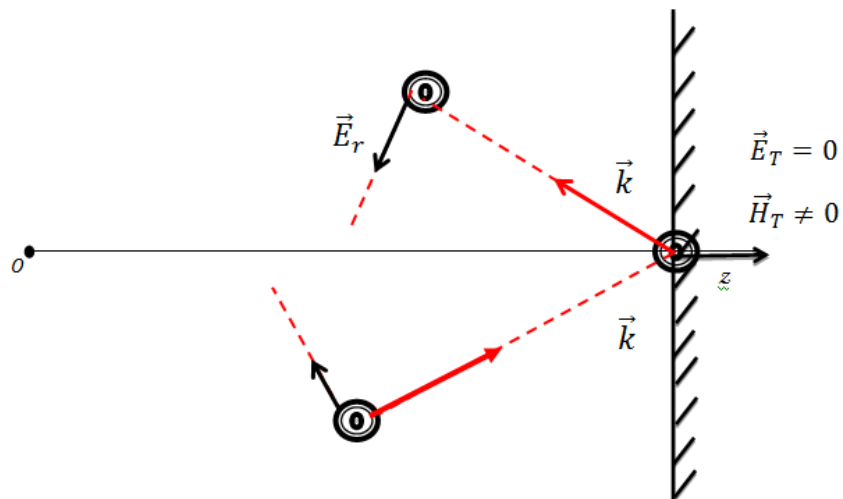


Figure I. 7 : Structure des champs en mode TM.

I.2.4.5 Mode de propagation dans une cavité résonante

Pour notre étude on suppose qu'il existe à l'intérieur de la cavité un champ électrique E et un champ magnétique H sinusoïdaux. Ces champs satisfont à l'équation d'onde qui découle

des équations de Maxwell. Donc, en principe, il faut trouver une solution de propagation, En réalité, il existe plusieurs solutions possibles de E et B, ces solutions s'appellent « modes ».

Un mode de propagation est caractérisé par 03 entiers positifs n, m et p .

Il existe deux modes ; TE_{mn} (transverse électrique), TM_{mn} (transverse magnétique), où $m, n = 0, 1, 2, 3, \dots$ sont des entiers positifs ou nuls, sachant que le cas où $m=n=p=0$ est exclu (les modes TE_{000} et TM_{000} n'existent pas).

Une cavité de résonance a un ensemble de fréquences de résonances naturelles discrètes à laquelle il peut soutenir un champ électromagnétique d'ondes stationnaires. Ces fréquences contiennent une certaine fréquence spécifique f_c en dessous de laquelle aucune onde ne peut se propager nommé « **fréquence de coupure** ».

On déduit alors la fréquence de coupure à partir de la relation (I-12) [11]:

$$f_{nmp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2} \quad (\text{I-12})$$

a, b : dimensions du guide.

m, n : les numéros de mode.

p : nombre de mode de résonance ; a chaque valeur de p correspond une longueur propre d .

1.2.4.6 Facteur de qualité

Les cavités résonnantes possèdent des fréquences de résonances discrètes avec des configurations du champ électrique et du champ magnétique bien définies. Cela implique que si l'on veut exciter un mode particulier cela n'est possible que si la fréquence d'excitation est exactement égale à la fréquence de résonance de ce mode particulier.

Une mesure de l'étalement en fréquence est donnée par ce que l'on appelle le *facteur de qualité* Q de la cavité. Ce facteur est défini de façon générale comme suit [12]:

$$Q = \omega_R \frac{\text{Energie moyenne emmagasinée}}{\text{Puissance dissipée}} \quad (\text{I-13})$$

Où ω_R est la fréquence de résonance du mode excité, en supposant que les pertes sont nulles.

I.2.5. Les pertes

Différents types d'atténuation existent dans les guides d'ondes, les principales étant :

- Les pertes du diélectrique.
- Les pertes du conducteur.
- Les pertes par rayonnement.
- Les pertes par ondes de surface.

Les pertes du diélectrique et du conducteur dépendent des matériaux utilisés et de la qualité du conducteur. Les pertes par rayonnement et ondes de surface dépendent de la qualité de la structure [13].

I.3. La technologie des guides d'onde intégrée au substrat SIW

I.3.1. Introduction

Les développements récents des systèmes de communication RF, micro-ondes et sans fils sont caractérisés par des hautes vitesses de transfert de données et nécessitent des substrats diélectriques à faible pertes, où l'intégration est facile et avec de faibles coûts de fabrication, ce qui peut être assuré par la nouvelle technologie hybride SIW qui regroupe certaines caractéristiques des deux lignes de transmission (volumique et planaire).

Les guides d'ondes SIW intégrés dans le substrat (Substrate Integrated Waveguide) sont des interconnexions de haute performance à large bande qui possèdent d'excellentes caractéristiques d'immunité contre les interférences électromagnétiques et qu'on pourrait utiliser dans des systèmes microondes et des circuits d'ondes millimétriques.

Les guides d'ondes SIW intégrés dans le substrat constituent de nouveaux types de ligne de transmission. Ils mettent en œuvre des guides d'ondes sur une partie du circuit imprimé en émulant les murs des côtés du guide d'ondes en utilisant des rangées de vias métalliques. Cette technique hérite à la fois du bien-fondé des techniques microruban pour la compacité et la facilité d'intégration, et du guide d'ondes pour les faibles pertes de rayonnement, ce qui ouvre une nouvelle voie à la conception de circuits microondes et des antennes à faible coût [15].



Figure I. 8 : Photographie du guide d'onde SIW.

I.3.2. Description du guide SIW

La technologie SIW est basée sur la réalisation de guide d'ondes dans un substrat diélectrique. Les métallisations supérieure et inférieure du substrat sont utilisées comme des parois (plaques métalliques) de la structure de guide d'ondes. Tandis que, le substrat contient des rangées de vias métalliques soudées aux deux plaques pour assurer les parois latérales comme représenté sur la figure I.9. La structure résultante possède un profil plat et propose de bonnes performances de guides d'ondes métalliques.

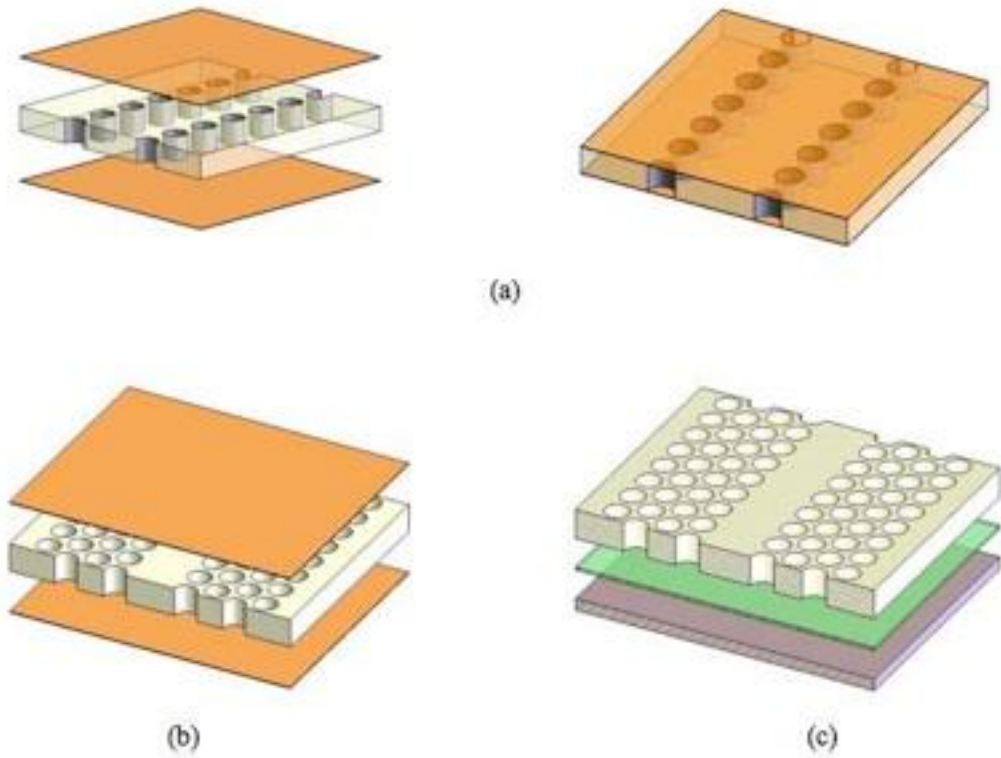


Figure I. 9 : Exemples typiques des structures de SIW ; (a) Guide d'onde intégré au substrat; (b) Guide diélectrique non radiatif intégré au substrat; (c) Guide d'image intégré au substrat.

I.3.3. Conception d'un guide SIW

Pour concevoir une bonne structure SIW, il faut suivre quelques étapes simples de conception.

Les paramètres nécessaires pour la conception du guide sont les suivants : le diamètre D des vias, la distance p entre les vias. Les règles de conception sont :

$$D < \frac{\lambda_g}{5} \text{ et } p \leq 2D \quad (\text{I-14})$$

Avec : λ_g est la longueur d'onde sur guide

$$\lambda g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (\text{I-15})$$

Le problème principal dans la conception de circuits SIW est lié à la minimisation des pertes. Il faut juste modifier des paramètres géométriques, à savoir l'épaisseur du substrat h , le diamètre D des vias métalliques et leur espacement p , l'épaisseur h joue un rôle important.

Augmenter la hauteur h augmente le volume du substrat, ce qui réduit à des pertes conductrices. En général, les pertes par rayonnement ne sont pas affectées par l'épaisseur du substrat. Un autre paramètre géométrique important est le diamètre D . En augmentant le diamètre d'un via métallique, les pertes conductrices vont augmenter, tandis que les pertes diélectriques vont diminuer parce qu'on réduit le volume pris par le diélectrique.

Un comportement similaire est observé avec l'espacement p . La réduction de p fait augmenter les pertes conductrices (en raison de l'augmentation de la surface métallique) et les pertes diélectriques restent pratiquement inchangées. Pour ces deux paramètres, la condition de l'équation (I-14) doit être utilisée pour garder des pertes par rayonnement faibles [16].

Un autre paramètre important qui définit la largeur du guide est la distance entre les deux rangées de vias noté a_s .

Dans un guide d'onde rectangulaire conventionnel, la largeur du guide est calculée à partir de la fréquence de coupure désirée donnée par l'équation suivante :

$$f_c = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{I-16})$$

Pour le mode TE₁₀, cette relation peut être simplifiée par la formule suivante :

$$f_c = \frac{c}{a} \quad (\text{I-17})$$

La largeur effective a_d ; pour la même fréquence de coupure est donnée par l'équation III-18:

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I-18})$$

La formule finale pour la conception d'un guide d'onde SIW s'écrit :

$$a_s = a_d + \frac{d^2}{0.95p} \quad (\text{I-19})$$

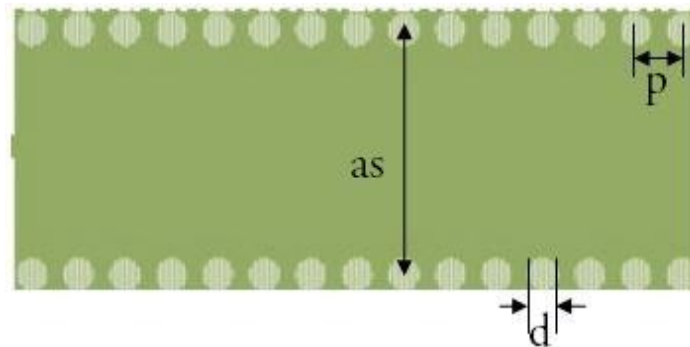


Figure I. 10 : Les paramètres géométriques d'un guide SIW [17].

I.3.4. Implémentation de la technologie SIW

I.3.4.1. Les circuits passifs SIW

Concernant les circuits passifs, la plupart des composants hyperfréquences classiques ont été mis en œuvre dans les technologies SIW. Cette solution permet généralement d'obtenir des composants avec une taille réduite par comparaison avec les fonctions de guide d'ondes classiques. Parmi les composants passifs, les filtres ont reçu une attention particulière. Quelques exemples sont reportés sur les Figures comme le filtre passe-bande , la cavité rectangulaire, le coupleur, et le duplexeur SIW ... etc.

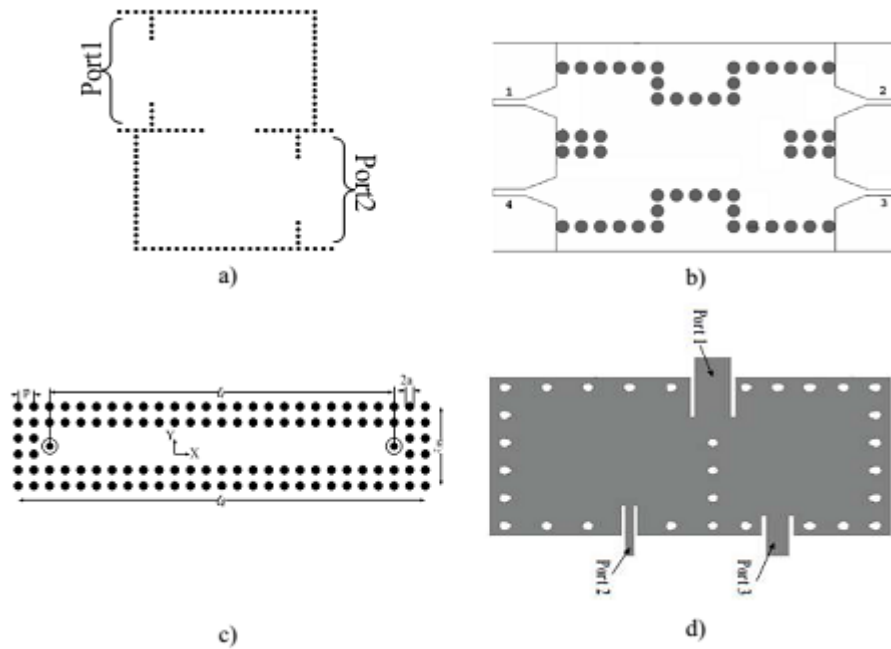


Figure I. 11 : Exemples des circuits passifs SIW, a) Filtre passe-bande SIW, b) Coupleur SIW, c) Guide rectangulaire SIW, d) Duplexeur SIW.

I.3.4.2. Les circuits actifs SIW

L'implémentation de composants actifs dans la technologie SIW a attiré moins d'attention comparée à celle des circuits passifs. Néanmoins, de nouvelles possibilités de conception vers une intégration complète SoS (System-on-Substrate) sont ouvertes. Essentiellement, la conception et l'optimisation des circuits actifs consistent à intégrer des dispositifs actifs dans des circuits SIW passifs et les relier en utilisant les avantages de la technologie tels que, par exemple, les faibles pertes, l'isolation élevée et une taille compacte pour obtenir de bonnes performances à faible coût. Généralement l'une des faces conductrices du SIW est utilisée pour reporter la fonction active, la connexion étant assurée par des lignes micro-ruban.

Les développements récents d'oscillateurs en 2012, de mélangeurs et d'amplificateurs sont notables. Quelques exemples sont reportés sur la Figure I.12.

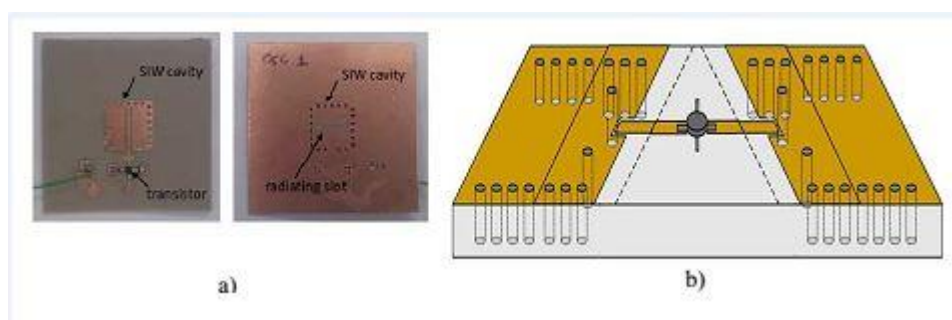


Figure I. 12 : Exemples des circuits actifs SIW ;a) oscillateur SIW, b) Amplificateur SIW.

I.3.4.3. Les antennes SIW

Les antennes de petite taille présentant de bonnes performances en rayonnement et une bonne isolation sont recherchées, notamment dans le domaine de l'aéronautique des télécommunications, des systèmes embarqués. Les antennes SIW sont très appropriées pour ces applications. Sur la Figure I.13 est présentée une antenne SIW.

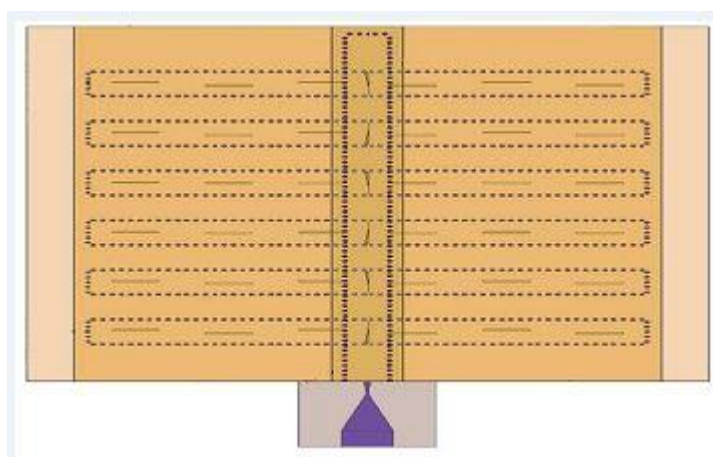


Figure I. 13 : Antenne SIW [18].

I.3.5. Adaptation du guide d'onde en technologie SIW

I.3.5.1. Introduction

Les composants SIW sont très utilisés dans la conception des systèmes d'émission et de réception microondes. Cependant ces composants doivent être connectés avec les structures planaires, de sorte qu'ils aient une intégration complète.

En effet la technologie planaire s'est énormément développée, principalement pour deux raisons, la première est que la réalisation d'un circuit planaire est très peu coûteuse, la seconde est que cette technologie se combine aisément aux circuits intégrés, planaires eux aussi.

Le mécanisme par lequel une onde électromagnétique, se propageant dans un milieu donné (exemple: une onde TE dans un guide d'onde) soit couplée à une autre ligne de transmission (exemple: une onde quasi-TEM dans une ligne micro ruban), est appelé une transition microonde.

Dans cette partie, nous allons étudier en premier la ligne micro ruban et ensuite nous envisageons l'analyse complète des transitions en lignes planaires afin de réaliser une adaptation d'impédance parfaite entre des dispositifs en technologie SIW et des lignes de transmission micro rubans [19].

I.3.5.2. La ligne micro-ruban

La connexion entre les guides d'ondes rectangulaires et les circuits planaires ne peut pas avoir lieu sans le soutien de structures supplémentaires appelées transitions. Une transition efficace entre un guide d'onde rectangulaire et une ligne microruban requière alors une conformité des champs à l'interface entre les deux structures, ainsi qu'une adaptation d'impédance.

La ligne microruban est l'une des structures de guidage pour circuits microondes parmi les plus connues, utilisée en micro-électronique pour confectionner des circuits planaires (miniaturisation) réalisant des fonctions données. Elle est constituée d'un plan de masse parfaitement conducteur sur lequel est déposé un substrat diélectrique dont sa surface

supérieure est le siège d'un ruban conducteur. Le substrat est caractérisé par sa permittivité ϵ_r et son épaisseur h tandis que le ruban est caractérisé par son épaisseur t et sa largeur W [20].

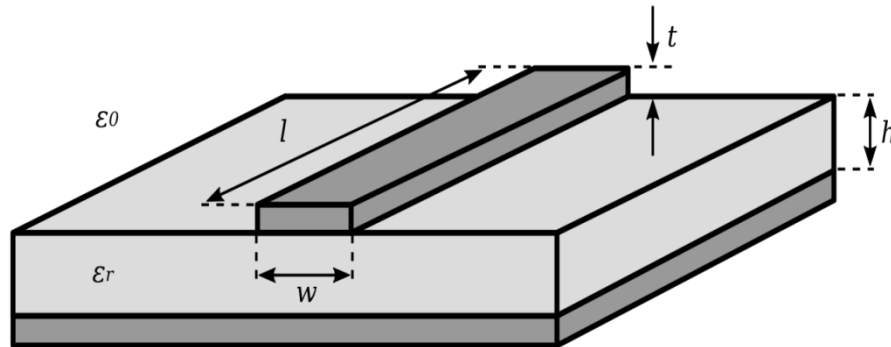


Figure I. 14 : Structure de la ligne microruban.

Le champ électromagnétique est guidé dans le substrat, entre le plan de masse et la ligne. Bien que sa géométrie soit relativement simple, cette structure ne supporte pas une onde TEM (Transverse Electro Magnétique) pure. Parce que les lignes de champ entre les deux couches conductrices ne sont pas localisées uniquement dans le diélectrique, mais se perdent également dans l'air (Composante longitudinale non nulle), on a alors des modes hybrides. Le mode fondamental de cette structure est alors un mode hybride qui peut être assimilé à un mode TEM dans sa gamme des fréquences basses. Il est appelé mode quasi-TEM. Afin de simplifier l'étude de cette structure, la notion de ligne effective a été introduite. Elle consiste à rechercher une modélisation équivalente par une ligne à diélectrique homogène illimité dont la permittivité (effective) est liée aux différents milieux constituant la ligne.

Lors de l'étude des lignes microrubans, l'analyse consiste à déterminer à partir des paramètres physiques (dimensions et permittivité), la permittivité effective et la largeur effective nécessaires à la détermination de l'impédance caractéristique de la ligne, et de remplacer la structure réelle par un diélectrique homogène de permittivité ϵ_{eff} donnée par la relation suivante :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \quad (\text{I-20})$$

Et la largeur du ruban par une largeur effective W_{eff} donnée par la relation suivante :

$$\frac{W_{\text{eff}}}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \text{Ln} \frac{4\pi W}{t}\right) \text{ si } \frac{W}{h} < \frac{1}{2\pi} \\ \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \text{Ln} \frac{2h}{t}\right) \text{ si } \frac{W}{h} > \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (\text{I-21})$$

L'impédance caractéristique, établie par Wheeler, est donnée par la relation :

$$Z_c = \begin{cases} \frac{z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \text{Ln} \left(\frac{8h}{W_{\text{eff}}} + \frac{W_{\text{eff}}}{4h} \right) \text{ si } \frac{W}{h} < 1 \\ \left(\frac{z_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left(\frac{W_{\text{eff}}}{h} + 1.393 + 0.667 \text{Ln} \left(\frac{W_{\text{eff}}}{h} + 1.444 \right) \right) \right)^{-1} \text{ si } \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (\text{I-22})$$

Avec :

$$Z_0 = 120\pi$$

La détermination de l'impédance caractéristique d'une ligne microruban ne peut se faire que si on détermine la permittivité effective ϵ_{eff} et la largeur W_{eff} de la ligne.

La synthèse de la ligne microruban par la méthode de Wheeler, permet de déterminer les caractéristiques physiques de la ligne pour une impédance caractéristique donnée.

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{e^{K_1}}{2} e^{-K_1} \frac{4}{h} \text{ si } \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left(\text{Ln}(K_2 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) + \frac{2}{\pi} (K_2 - 1 - \text{Ln}(2K_2 - 1)) \text{ si } \frac{W}{h} > 2 \end{cases} \quad (\text{I-23})$$

$$K_1 = \pi \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} \frac{Z_c}{Z_0} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (\text{I-24})$$

$$K_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{Z_c}{Z_0} \quad (\text{I-25})$$

I.3.6. La transition

Le signal transitant par un guide d'ondes, nécessite généralement une transition intermédiaire pour faire un lien entre le circuit planaire en technologie microruban et le guide d'ondes. Cette transition doit permettre d'adapter en impédance le mode fondamental du guide TE_{10} sur le mode quasi-TEM de la ligne microruban. Une transition doit être simple à réaliser, engendrer un minimum de pertes et l'adaptation doit donc être optimale. Vu que l'impédance au niveau du guide est beaucoup plus importante que celle de la ligne microruban (généralement de 50Ω dans la gamme des microondes), la conception d'un tel dispositif reste assez compliquée. Les dimensions de cette transition sont optimisées pour fonctionner dans une bande de fréquences donnée.

Les structures de transition entre les circuits planaires et les guides d'ondes rectangulaires traditionnels ont été largement étudiées, et différentes approches d'adaptation d'impédance ont été utilisées en microondes. A titre d'exemple la technique du guide d'onde corruguée considère une transition constituée d'une discontinuité entre une ligne microruban et un guide d'ondes corruguée qui se transforme ensuite en un guide d'ondes rectangulaire métallique [21].

D'autres techniques utilisent une fente située au niveau du plan de masse sous la ligne microruban ou une sonde ou un patch placé au bout de la ligne microruban (figure I.16).

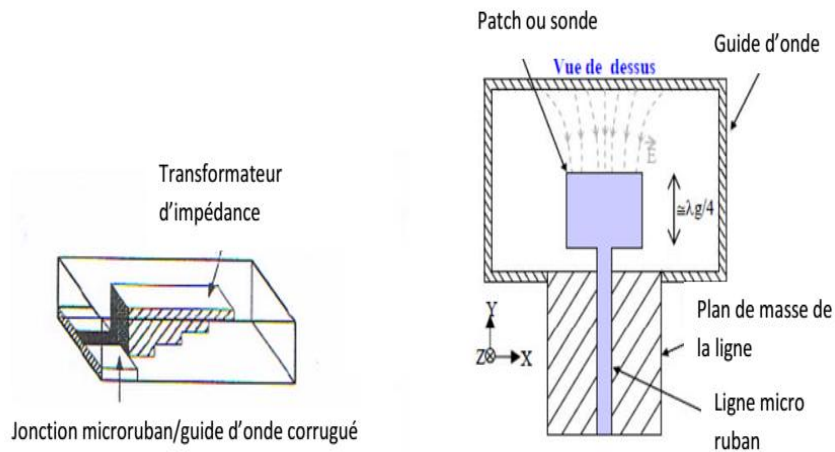


Figure I. 15 : Exemples de transition microruban-guide d'onde.

D'autre part, depuis que les composants SIW et les circuits planaires ont pu être intégrés sur le même substrat, différentes transitions efficaces ont été proposées pour adapter des guides d'ondes avec les circuits planaires. Nous citons en particulier la transition microruban conique (taper) coplanaire au guide d'onde, facilement réalisable.

La nécessité de combiner les deux technologies ensemble, celle du guide d'onde intégré dans le substrat et celle de la ligne microruban, impose de dépasser les dissimilarités physiques et électromagnétiques de ces supports de transmission. Il est apparent que les champs sont, dans les deux cas, polarisés de la même façon, par contre les champs du guide d'onde couvrent une région plus grande par rapport à ceux de la ligne microruban plus concentrés entre le plan de masse et le conducteur comme représenté sur les figures I.16/17.

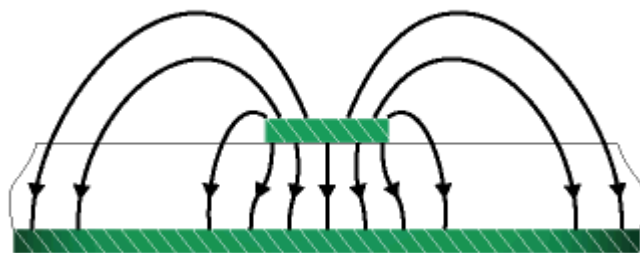


Figure I. 16 : Les lignes de champs dans une ligne microruban.

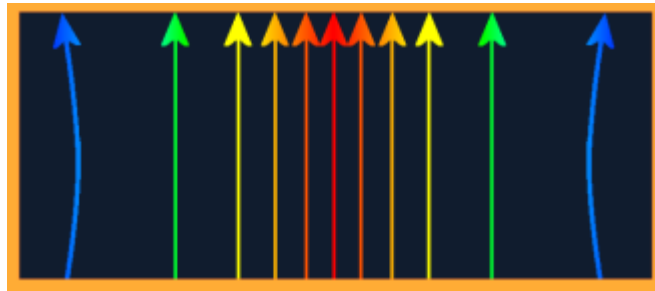


Figure I. 17 : Les lignes de champs dans un guide d'ondes rectangulaire.

Une des manières pour y remédier, consiste donc à forcer les lignes de champ du guide à se concentrer de façon continue.

Une technique a été proposée comme solution à la transformation sans pertes du mode de propagation quasi-TEM dans la ligne microruban au mode fondamental transverse électrique TE_{10} du guide d'onde. Il s'agit de la transition coplanaire microruban-guide d'ondes, laquelle est très efficace et à large bande.

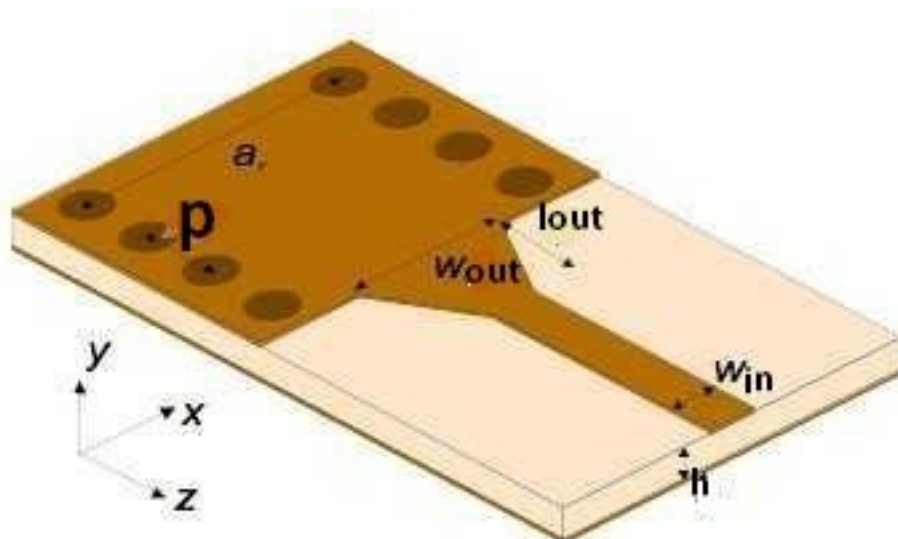


Figure I. 18 : Transition du microruban vers le guide d'ondes SIW.

Cette transition est conçue essentiellement d'un taper microruban reliant la ligne microruban de largeur **Win** au guide d'onde de largeur **Wout**, ainsi que de longueur **Lout** de la ligne profilée.

La largeur initiale de la ligne micro-ruban **Win** est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de $Z_0 = 50 \Omega$. Le calcul du rapport $\frac{Win}{D}$ se fait par la formule suivante :

$$\frac{Win}{D} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^A - 1} si \frac{Win}{D} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - Ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ Ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] si \frac{Win}{D} > 2 \end{cases} \quad (I-26)$$

Où :

$$\begin{cases} A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \sqrt{\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \\ B = \frac{377 \epsilon_r}{2Z_0 \epsilon_r} \end{cases} \quad (I-27)$$

Pour le paramètre **Lout**, la longueur optimum peut être obtenue en choisissant la largeur médiane entre la ligne micro-ruban et la fin de transition, donc en prenant :

$$W_{millieu} = W_{out} + \frac{Win}{2} \quad (I-28)$$

Il suffit de calculer la longueur d'onde pour cette largeur ($W_{millieu}$) et de fixer la longueur à un quart de cette longueur d'onde. Il faut commencer par trouver la constante diélectrique effective pour cette largeur de ligne micro-ruban :

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} + \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2D}{W_{millieu}}}} \quad (I-29)$$

Il faudra calculer par la suite le λ_c en utilisant l'équation suivante :

$$\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\epsilon_r \epsilon_0 \mu_0}} \quad (\text{I-30})$$

Ces équations régissent la théorie de conception des guides en technologie SIW.

I.3.7. Résonateur à cavité SIW

Le développement des résonateurs à cavité basé sur SIW marque une importante nouvelle technologie dans le domaine de la micro-onde.

Les oscillateurs contrôlés en tension (VCO) exigent souvent un résonateur avec un facteur de qualité pour produire un faible bruit et une haute fréquence.

Classiquement, les résonateurs diélectriques sont fabriqués à partir d'un substrat diélectrique haute et doit les monté sur un circuit imprimé. Le palet diélectrique est ensuite couplé à un ou plusieurs lignes micro ruban pour créer une série ou parallèle résonateur de rétroaction qui est inclus dans un circuit planaire comme un seul transistor VCO

En ajoutant une ligne de vias pour compléter le SIW, le nombre de variations du champ demi-onde sur l'axe z est désormais limité. En exploitant le Mode TE_{101} , une résonance dominante est produite [22].

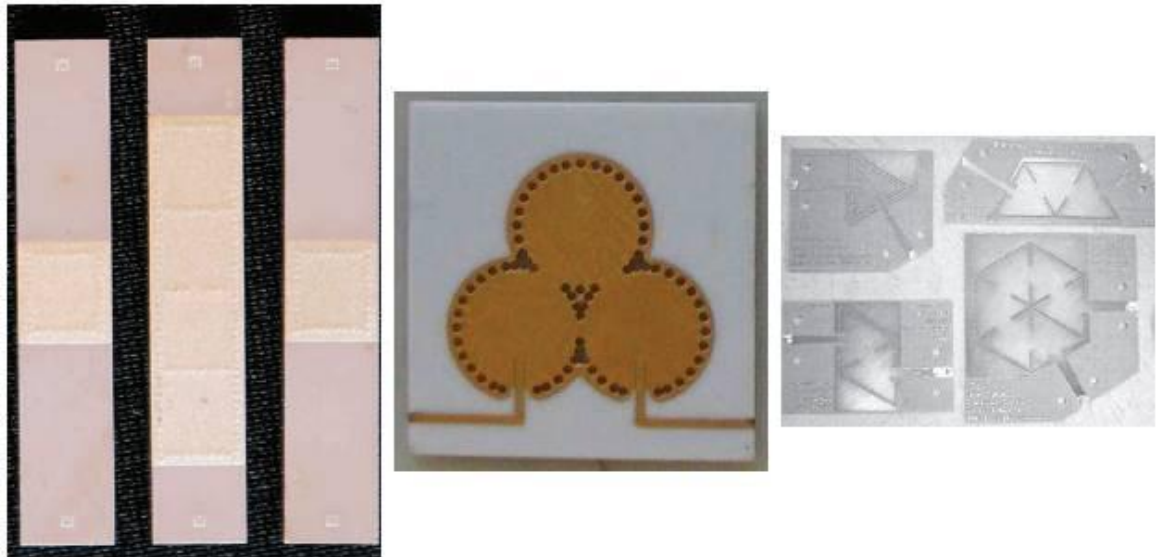


Figure I. 19 : Exemples de cavités à section rectangulaires, circulaires, et triangulaire.

I.4. Utilisation des bandes de fréquences

Le spectre des ondes électromagnétiques s'étend jusqu'à des fréquences de l'ordre de 1024 Hz. Cette bande de fréquence très large est divisée en sous bandes afin de prendre en compte les différentes propriétés physiques des ondes qui la composent.

Le découpage en sous bandes a été effectué à l'origine selon des critères historiques, modifiés ensuite pour respecter une nomenclature internationale (du moins occidentale!) Aujourd'hui également obsolète. Cependant la désignation traditionnelle des sous bandes est régulièrement utilisée dans la littérature consacrée au sujet.

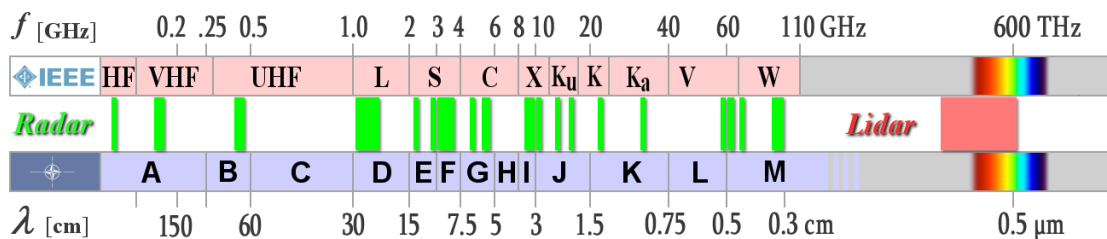


Figure I. 20 : Classification de bande de fréquences selon l'organisation IEE.

Pour notre étude, on se focalise sur les deux bandes S et C.

I.4.1. Bandes E et F (Radar de la bande S)

L'atténuation atmosphérique de l'onde des bandes E et F est plus grande que dans la bande précédente sans être excessive et les radars utilisant ces fréquences doivent avoir une plus grande puissance pour obtenir une portée équivalente de la bande D.

L'atténuation est relativement négligeable dans les forts taux précipitations se rencontrant dans ces régions ce qui permet de « voir » au-delà des premiers orages.

Les radars spéciaux de surveillance aérienne aux aéroports fonctionnant dans cette bande ont une portée de détection des avions, ainsi que de la météo, qui se situe généralement à l'intérieur de 100 km (50 à 60 milles nautiques). Cependant, les radars météorologiques de bande S, comme le WSR-88D du service météorologique américain, ont une portée de plus de 250 km.

I.4.2. Bande G (radar de la bande C)

Ces fréquences sont utilisées par plusieurs radars mobiles de champs de bataille pour la surveillance aérienne et le contrôle de tir des missiles de courte et moyenne portée. Comme la résolution pour un même diamètre d'antenne est proportionnel à la fréquence, cette bande permet d'obtenir une bonne résolution avec une antenne réduite et facile à déplacer. Ces fréquences sont également utilisées par les radars météorologiques des régions plus nordiques, comme le Canada et le nord de l'Europe, à cause des coûts beaucoup plus faibles de l'antenne et du transmetteur [14].

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons introduit quelques notions sur les guides d'ondes avec les différents types de technologies existantes. Pour ce qui est des guides classiques, nous nous sommes intéressés à l'étude des guides dits cavité résonnante. On se basant sur ces derniers une nouvelle technologie a été développée, qui est la technologie des filtres SIW. Cette technologie possède plusieurs avantages par rapport aux guides d'ondes classiques, nous citerons son faible coût de réalisation et sa petite dimension qui facilite son intégration au sein des circuits pour différents types d'application.

Le prochain chapitre sera consacré sur la théorie des filtres et les applications de cette nouvelle technologie SIW.

II.1. Introduction

De nombreuses technologies sont disponibles pour la réalisation de filtres, mais les contraintes propres au domaine spatial réduisent les possibilités. Nous pouvons distinguer deux grandes familles de technologies :

- La technologie volumique qui est basée sur l'utilisation de guide d'onde traditionnel à section rectangulaire ou circulaire, de résonateurs diélectriques ou de cavités métalliques [23].

- La technologie planaire qui est basée sur l'utilisation d'un substrat diélectrique sous forme de plaques métallisée sur l'une ou les deux faces.

Et une troisième famille que nous appellerons hybride puisqu'elle regroupe certaines caractéristiques des deux premières.

Nous nous intéressant dans ce projet à la réalisation des filtres à base de la technologie hybride SIW.

L'objectif de ce dernier est d'obtenir un circuit dont les caractéristiques sont proches du planaire en ce qui concerne l'intégrabilité et le processus de fabrication, tout en ayant des facteurs de qualité approchant ceux atteints en technologie volumique.

Dans ce cadre, nous allons présenter quelques notions sur les filtres ainsi les applications récentes des filtres SIW.

II.2. Etat de l'art sur les filtres

II.2.1. Définition

Les filtres micro-ondes sont des dispositifs importants pour la sélection du canal et la séparation dans les systèmes de communication à large bande. Il est généralement composé de plusieurs résonateurs, bien souvent identique ou très similaire. La qualité d'un filtre dépend donc avant tout de la qualité de ses résonateurs.

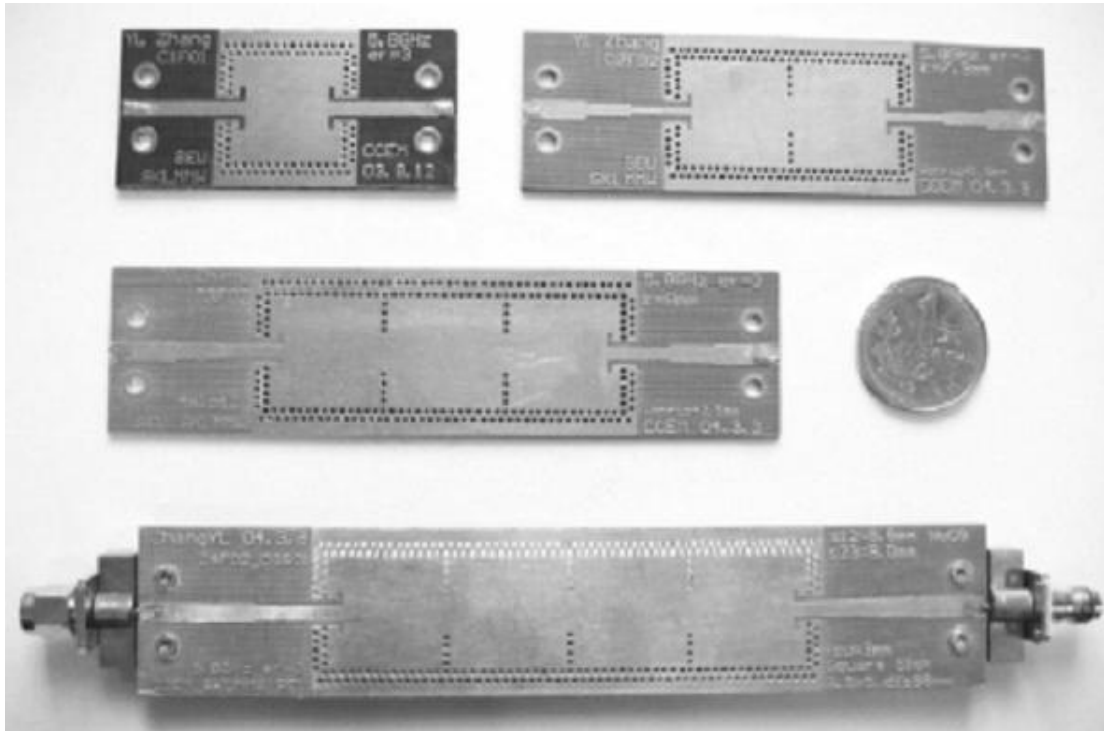


Figure II. 1: Photographie de filtres SIW [24].

Le rôle d'un filtre s'agit de débarrasser un signal utile de toutes les composantes parasites ainsi les perturbations internes (produits d'intermodulation, fréquence harmonique d'une transposition de fréquence...), qui viennent s'ajouter suite aux différents traitements.

Ce dispositif permet donc dans l'idéal de transmettre les signaux utiles de manière transparente (bande passante) en éliminant complètement les autres (bande(s) atténuée(s) ou coupée(s)). Le spectre des fréquences s'étend du continu (fréquence nulle) à l'infini. On peut donc distinguer quatre sort de filtres : passe bas, passe haut, passe bande et coupe bande, dont l'allure des réponses est présenté dans la figure II.2 [25].

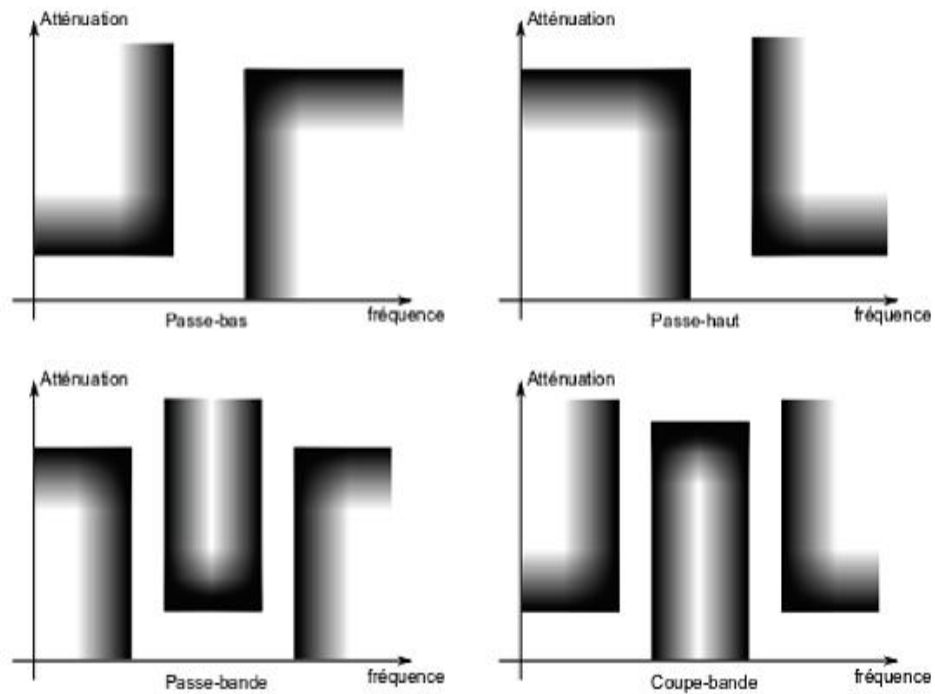


Figure II. 2: Gabarits en fréquence des différents types de filtres.

II.2.2. Caractéristiques d'un filtre passe bande

Un filtre passe bande est caractérisé par :

- **Une bande passante** : c'est l'intervalle de fréquences $[f_1, f_2]$ dans lequel le gain du signal soit au plus à 3 décibels (dB) en dessous du gain maximum illustré par la Figure II.3.

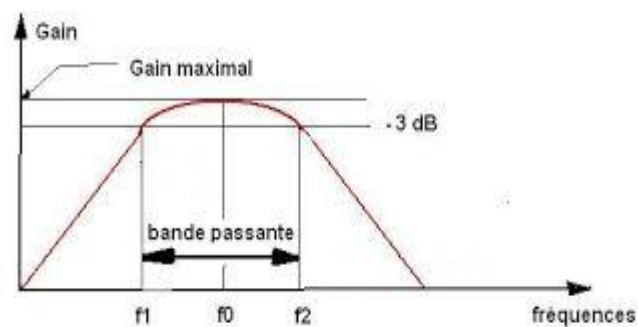


Figure II. 3: La bande passante a -3 dB.

- **La fonction de transfert**

C'est un modèle mathématique de la relation entre l'entrée **X** et la sortie **Y** d'un filtre.

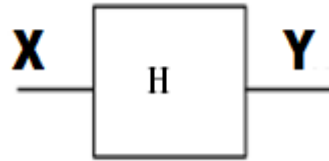


Figure II. 4: La fonction de transfert H.

Le comportement d'un filtre est défini par l'étude fréquentielle de la fonction de transfert entre l'entrée et la sortie du filtre.

$$H(p) = \frac{X(p)}{Y(p)} \quad (\text{I-1})$$

Avec :

$$P = j\omega ;$$

- **La fréquence de coupure** c'est la fréquence limite de fonctionnement utile du filtre, les fréquences de coupure basse et haute définissent la bande passante

- **La fréquence de résonance** c'est la fréquence pour laquelle le filtre fonctionne parfaitement, c'est-à-dire le niveau des pertes est minimal.

II.2.3. 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 II.5). Les pertes d'insertion sont le plus souvent exprimées en dB, cependant, il arrive parfois qu'elles soient annoncées ou utilisées en valeur naturelle.

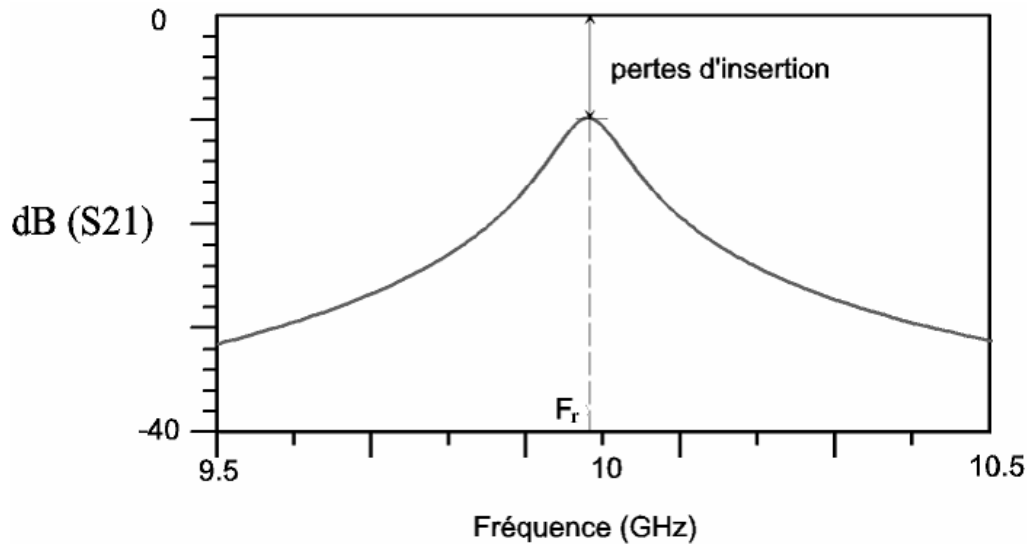


Figure II. 5: Observation des pertes d'insertion à partir de la réponse électrique en transmission d'un résonateur [26].

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). L'adaptation à la fréquence centrale doit être bonne (inférieure à -15 dB) pour que l'atténuation à F_r corresponde à des pertes d'insertion et non à une désadaptation.

II.2.4. Le facteur de qualité en charge

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







$$Q = \frac{F_r}{F_2 - F_1} \quad (\text{I-2})$$

Où les fréquences F_1 et F_2 correspondent à la bande passante prise à -3 dB et F_r est la fréquence de résonance.






II.3. Critères de choix topologiques et technologiques

Le choix de la topologie et de la technologie du filtre à réaliser se fait selon un certain nombre de critères. Ces critères sont d'ordre :





- Electriques :

-  Largeur de bande passante.
-  Fréquence centrale.
-  Ondulation dans la bande.
-  Atténuation hors bande.
-  Pertes dans la bande passante.
-  Réjection.

- Physiques :

-  Encombrement.
-  Poids.
-  Tenue en puissance.
-  Stabilité mécanique.
-  Sensibilité en température.

- Economiques :

-  Cout de conception.
-  Cout de production.
-  Cout de réglage.
-  Possibilité d'adaptation à plusieurs standards [27].

II.4. Applications des filtres SIW (de la littérature)

Les guides d'ondes intégrées dans un substrat (SIW) présente de nombreux avantages tels que la hausse du facteur Q par rapport aux lignes microruban et petites tailles, poids léger et une intégration facile comparant aux guides métalliques standards.

Depuis que le guide SIW a été proposé en 1998, de nombreuses applications dans divers circuits hyperfréquences ont été remarquées. Un grand nombre de composants classiques passifs à micro-ondes et appareil sont été réalisées parfaitement avec SIW notamment : antennes, coupleurs directionnels, duplexeurs et déphaseurs. Filtres basés sur cette technique ont été étudiées par de nombreux chercheurs, et certains d'entre eux faire usage de la cavité de mode de résonance SIW.

SIW peut être directement intégré dans des circuits à micro-ondes afin de réduire sa taille globale, le poids et le coût. Pendant ce temps, ils ont grandement amélioré la respectabilité de fabrication et la fiabilité [28].

Nous avons choisie quelques applications qui sont amélioré par des grands chercheurs durant les dernières années.

II.4.1. Nouvelle topologie d'un filtre passe bande SIW en bi-mode

La figure II.6 représente une nouvelle méthode d'un filtre passe bande d'une cavité SIW, Cette méthode se concerne sur les filtres passe-bande SIW compacts travaillant à double mode avec une grande sélectivité. C'est une méthode pour concevoir et réaliser un SIW filtre passe-bande compact, dans lequel un trou dans la surface du filtre SIW métallique supérieure est appliquée à la réglementation de mode. Deux filtres passe-bande SIW à 5.8 GHz avec une bande passante fractionnelle de 2% et 5% sont démontrés. Les résultats mesurés du filtre SIW fabriqués sont en bon accord avec les simulations. La taille du filtre SIW proposé est à peu près la moitié d'un filtre traditionnel SIW bi-mode, par exemple, avec les modes TE_{201} et TE_{102} [29].

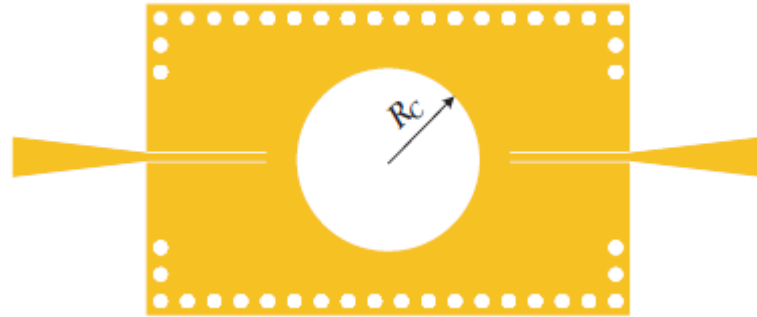


Figure II. 6: Disposition (layout) d'un filtre SIW passe bande.

Le guide d'onde considéré est fait à base du substrat FB4-2 qui possède les caractéristiques suivantes :

- une permittivité relative de $\epsilon_r = 2.65$.
- une épaisseur du diélectrique $h = 1$ mm

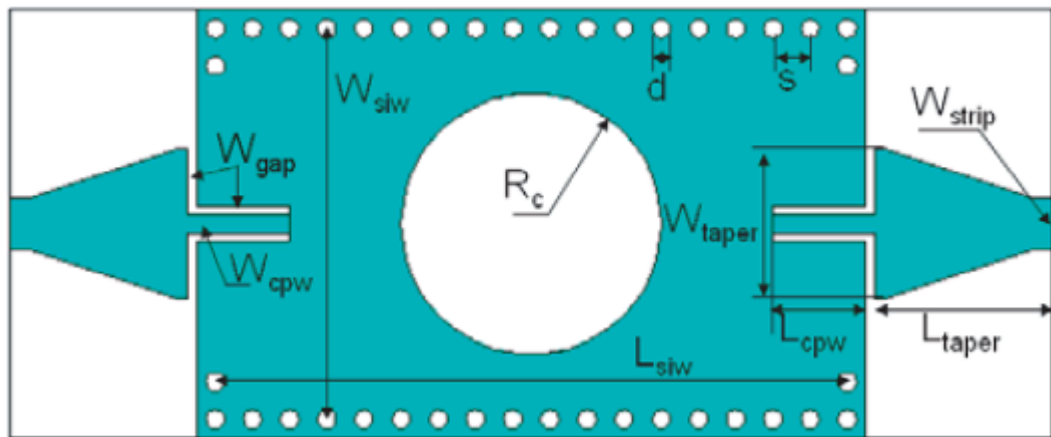


Figure II. 7: Structure une guide d'onde SIW adapté avec une grande sélectivité.

Les autres paramètres sont cités dans le tableau suivant (unité mm) :

D	S	W_{gap}	W_{cpw}	L_{taper}	R_c	W_{siw}	L_{siw}	L_{cpw}	W_{strip}
1	2	8.0	1.0	9.5	6.27	20.9	34.0	5.0	2.8

Tableau II. 1: Dimensions de filtre SIW passe bande.

Les résultats de simulation et de la mesure sont obtenus à l'aide du logiciel CST MICROWAVE par la Figure II.8 qui représente le coefficient de perte S_{11} et le coefficient de transmission S_{21} .

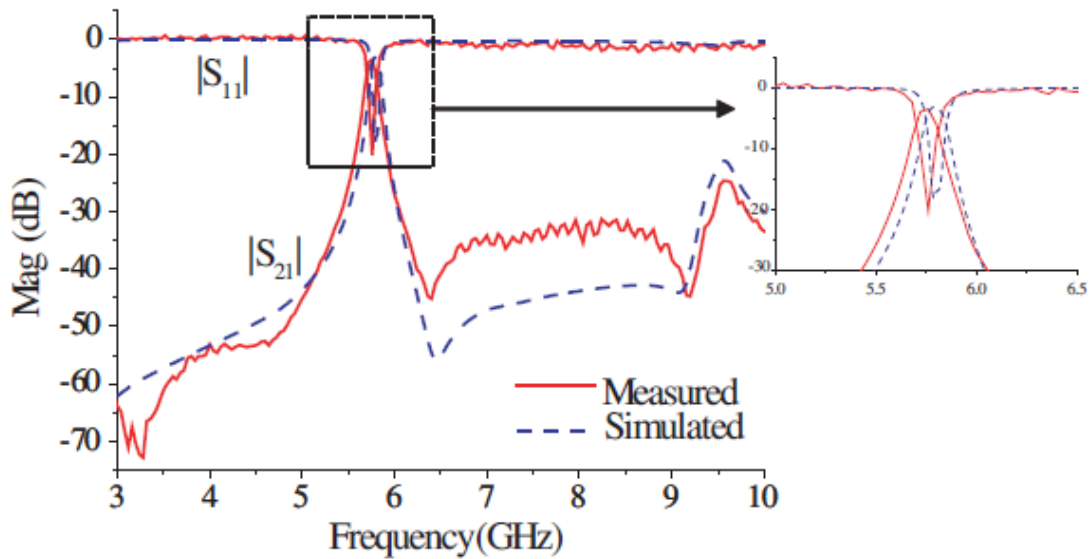


Figure II. 8 : Les résultats mesurés et simulés de filtre passe bande.

Le filtre a une bande passante fractionnelle 3 dB de 2%, et la perte d'insertion dans la bande passante est de 3.5 dB. Dans le filtre proposé, la perte de rayonnement ne peut être négligée. La perte de retour en bande passante est supérieure à 15 dB. La bande passante supérieure parasite est supprimée au-dessous de -24 dB. L'atténuation coupe-bande est supérieure à 32 dB jusqu'à 9.2GHz. La perte d'insertion est supérieure à une conception de filtre passe-bande générique en tant que filtres passe-bande la plus hautement sélectifs font. La grande perte d'insertion est essentiellement de la perte de rayonnement, qui est d'environ 1.8 dB en fonction des résultats de simulation. Le conducteur et les pertes diélectriques sont d'environ 0.6 dB et 0.8 dB respectivement.

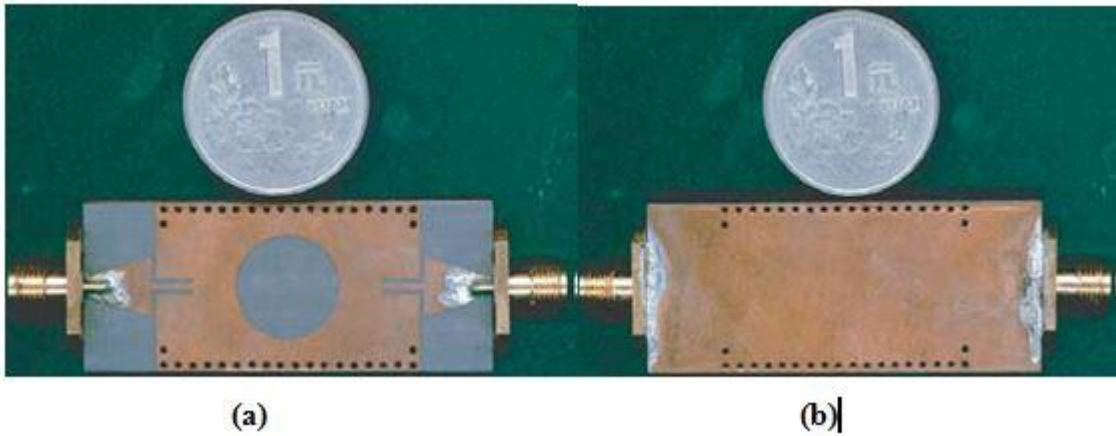


Figure II. 9 : Le filtre SIW passe bande fabriqué avec une grande sélectivité : (a) Vue d'en haut, (b) Vue de dessous.

II.4.2. Nouvelle topologie d'un filtre de cavité circulaire en bi-mode

Un nouveau filtre SIW d'une cavité carrée en bi-mode est proposé. En utilisant une entrée et sortie ligne d'alimentation orthogonale et deux vias métalliques pour inquiétantes deux modes dégénérés. Filtre bi-mode SIW avec la fréquence centrale de 14.7GHz a été fabriquée et mesurée, dans lequel la largeur de bande fractionnaire est de 3.8%. Les résultats mesurés montrent un bon accord avec celles simulées et de valider les structures des filtres bi-mode [30].

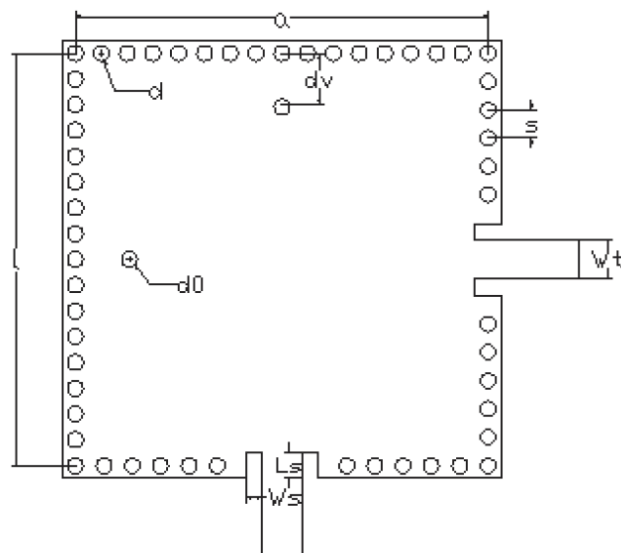


Figure II. 10 : Le filtre SIW bi-mode à cavité circulaire proposé.

Le guide d'onde considéré est fait à base du substrat Rogers 5880 qui possède les caractéristiques suivantes :

- une permittivité relative de $\epsilon_r = 2.2$
- une épaisseur du diélectrique $h = 0.508$ mm

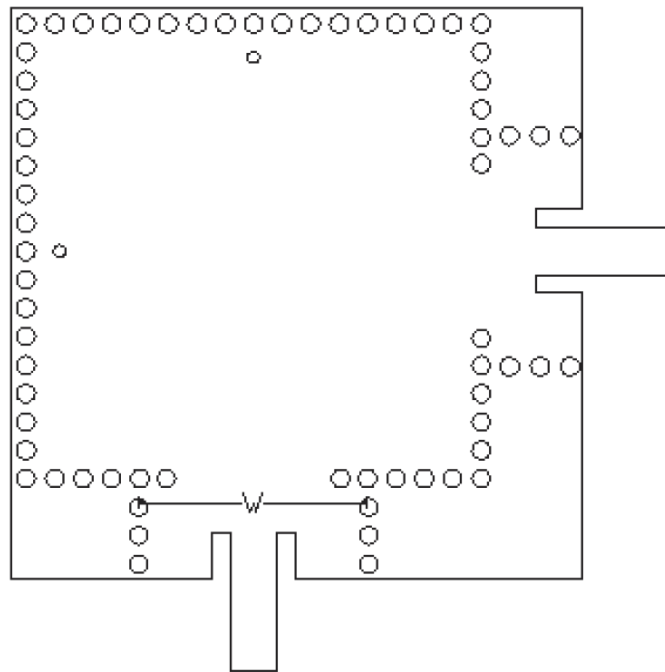


Figure II. 11 : Le filtre SIW bi-mode à cavité circulaire amélioré.

Les autres paramètres sont cités dans le tableau suivant (unité mm) :

D	S	A	D₀	D_v	L_s	W_s	W_t
0.6	1.2	8.0	1.0	9.5	5.0	6.27	20.9

Tableau II. 2: Dimensions de filtre à cavité circulaire.

L'étude a été basée sur une simulation à l'aide de deux logiciels CST MICROWAVE, les résultats obtenus sont schématisés par la Figure II.12 qui représente les paramètres S.

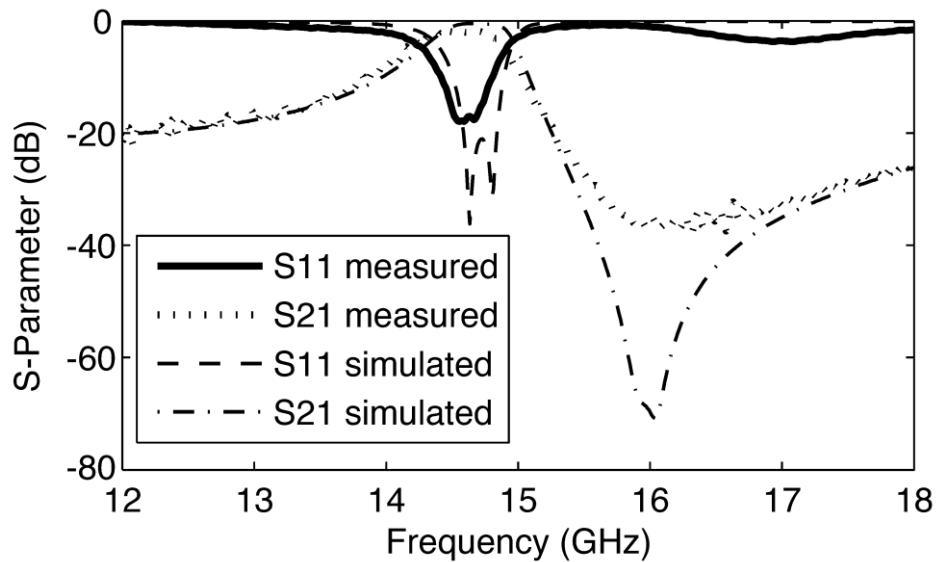


Figure II. 12 : Les résultats mesurés et simulés de filtre à cavité circulaire.

La perte d'insertion mesurée est d'environ 2 dB par bande passante incluant les pertes des connecteurs, des lignes microbandes, et micro-SIW transition. La perte de retour mesurée est inférieure à -18 dB, et la fréquence centrale est d'environ 14.6 GHz. Il est clair que la différence entre les résultats simulés et mesurés est de petite taille, et la différence pourrait être due à la fabrication imprécision.

En outre, on peut constater que le rejet en dessous de la bande passante ne suffit pas à la Figure II.12, ce qui est dû à l'influence du mode fondamental (de TE_{101}) de la place du guide d'onde SIW à cavité. Elle peut être améliorée par la fréquence de coupure supplémentaire d'un SIW.

Un réseau analyseur Agilent E8363B est utilisé dans la figure II.13 pour remplir la mesure du filtre proposé.

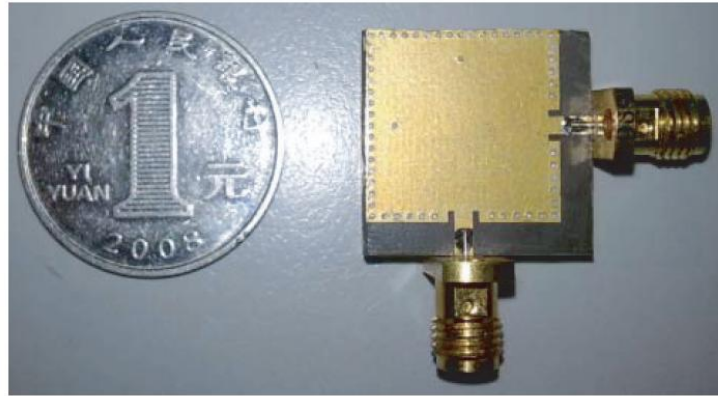


Figure II. 13 : Le filtre SIW à cavité circulaire fabriqué.

II.4.3. Filtre passe bande en bi-mode utilisant SIW cavité rectangulaire opérant en bande X

Le concept de résonateur à double mode avec des modes dégénérés a été utilisée pour concevoir filtre passe-bande, ce qui est un moyen efficace de réduire la taille et à améliorer la sélectivité du filtre. En faisant usage des discontinuités inductives dans une cavité SIW, deux modes dégénérés peuvent être excités. Grâce à ces deux modes, une cavité unique peut fournir deux résonances électriques indépendantes. Dans cet exemple, un filtre de guide d'ondes intégré substrat roman en bande X [8 GHz, 12 GHz]. Avec deux cavités bi-modes est conçu et fabriqué [31].

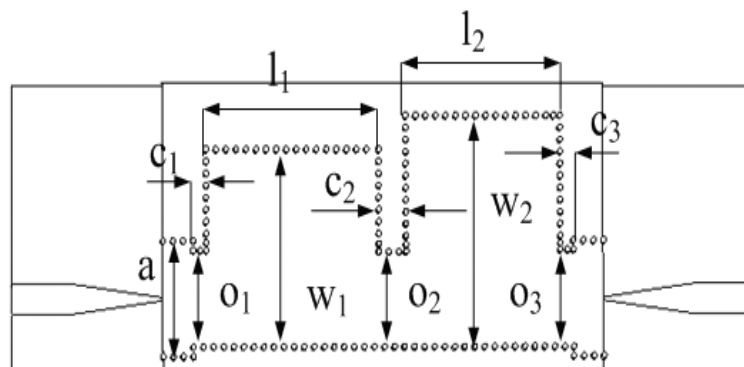


Figure II. 14 : Configuration filtre SIW bi-mode à cavité rectangulaire.

Le guide d'onde considéré est fait à base du substrat FB4-2 qui possède les caractéristiques suivantes :

- une permittivité relative de $\epsilon_r = 2.65$
- une épaisseur du diélectrique $h = 1$ mm.

Les autres paramètres sont cités dans le tableau suivant (unité mm) :

A	C1	C2	C3	O1	O2	O3
9.6	1.3	2.7	1.3	8.0	7.9	8.05
I1	I2	W1	W2	S	T	D
17.2	15.4	16.4	19.2	0.25	9	0.5

Tableau II. 3: Dimensions de filtre à cavité rectangulaire.

L'étude a été basée sur une simulation à l'aide de logiciels CST MICROWAVE, les résultats obtenus sont schématisés par la Figure II.15 qui représente les paramètres S.

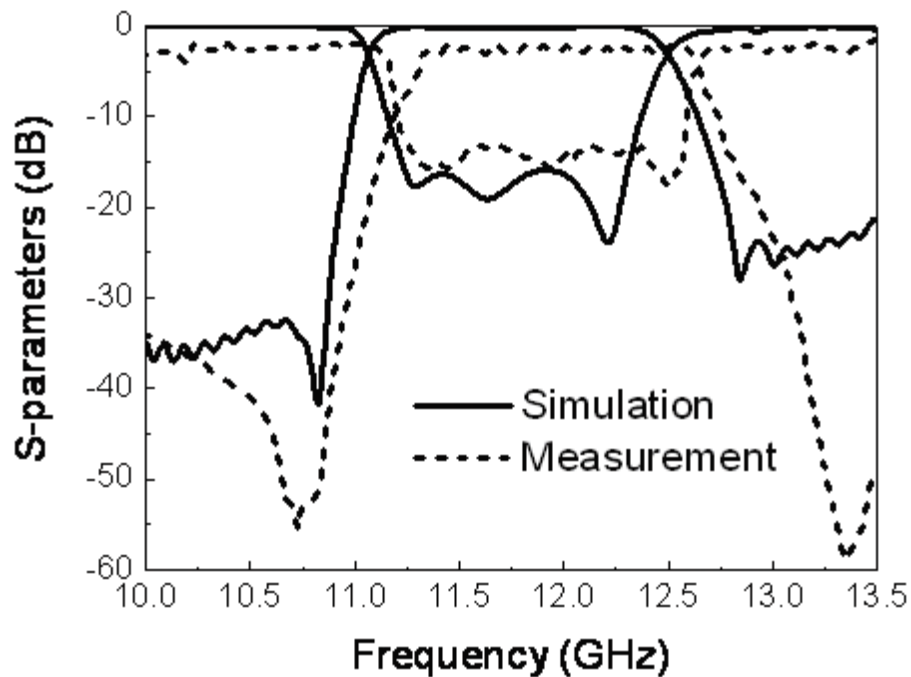


Figure II. 15 : Les résultats mesurés et simulés de filtre en bande X.

Bon accord entre les résultats simulés et mesurés est présenté dans la figure II.15. Le filtre dual-mode est destiné à une fréquence centrale de 12 GHz, et la largeur de bande fractionnaire est de 11%. Dans la bande passante, la perte d'insertion minimum mesurée est d'environ 2 dB et l'affaiblissement d'adaptation minimale est supérieur à 10 dB.

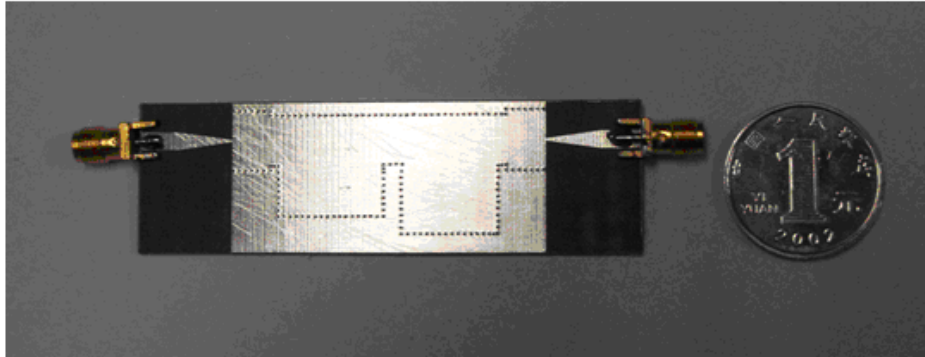


Figure II. 16 : Photographie d'un filtre à cavité résonante fabriqué.

II.4.4. Conception de filtre passe bande SIW fonctionnant dans la bande Ku

Cette étude est pour trouver une nouvelle topologie du filtre passe bande après une conception du guide d'onde intégré au substrat SIW dans la bande Ku opérant dans [12-18 GHz]. Pour le mode TE_{10} , la fréquence de coupure prise est $f_c=10.5$ GHz, l'épaisseur du conducteur est de 0.05 mm. Le diélectrique utilisé possède les propriétés suivantes [32] :

- une permittivité relative de $\epsilon_r= 4.3$
- une hauteur du substrat $h = 1.54$ mm
- une perte tangentielle de $tg\delta = 0.018$

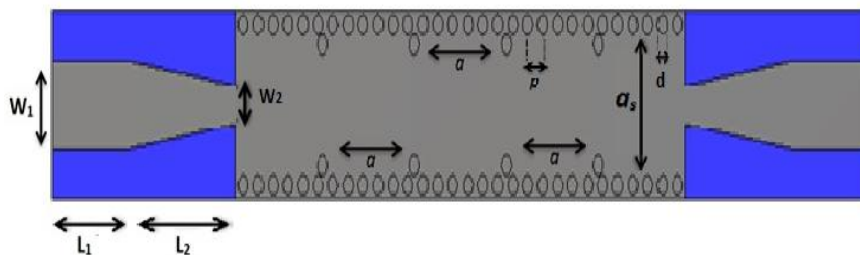


Figure II. 17 : La topologie du filtre SIW fonctionnant en bande Ku.

Les autres paramètres sont cités dans le tableau suivant (unité mm) :

As	D	P	Lg	W1	W2	L1	L2	A
8.3	1	1.5	30	4.6	2	7.4	11	8.2

Tableau II. 4: Dimensions de SIW dans la bande Ku.

Les résultats de simulation et de la mesure sont obtenus à l'aide du logiciel CST MICROWAVE par la Figure II.18 qui représente le coefficient de perte S_{11} et le coefficient de transmission S_{21} .

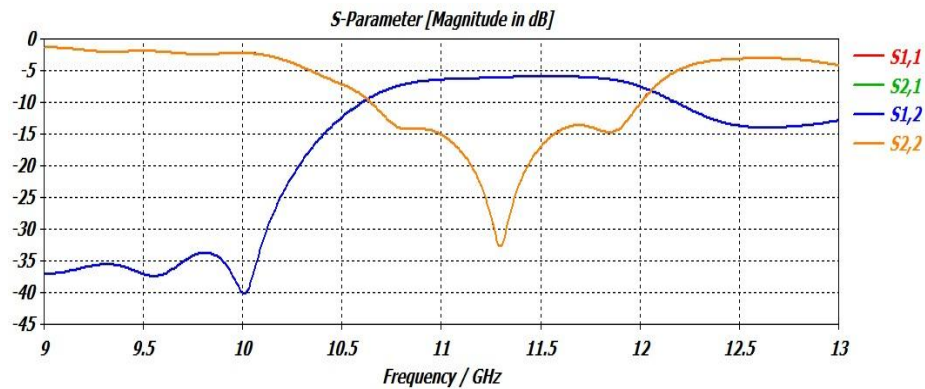


Figure II. 18 : Les résultats mesurés et simulés de filtre en bande X.

La figure II.18 illustre les coefficients de transmission et de réflexion du filtre conçu. La transmission commence aux alentours de 10.5 GHz à 12 GHz où on commence à avoir une réjection qui atteint -15 dB. Dans cette même bande la réflexion est autour de -30 dB et cette dernière augmente après 12 GHz.

II.5. Conclusion

Face au développement de la technologie SIW notamment les théories des filtres et vue les nouvelles topologies qui ont été adoptés dans le but de réaliser des applications utiles et intéressantes dans le domaine de télécommunication, nous avons présentés dans ce chapitre une vision globale sur ce type des filtres et plus précisément les caractéristiques d'un filtre

Les deux premiers chapitres ont été présentés afin d'enrichir nos connaissances sur la théorie des guides d'ondes et filtres pour passer à l'étape suivante qui s'articule sur la conception des nouvelles topologies des filtres à cavités résonantes latérales simulé par le logiciel CST MICROWAVE (voir l'ANNEXE). Le prochain chapitre est consacré pour la présentation des résultats de notre travail.

III.1. Introduction

A l'aide du simulateur CST Microwave Studio nous avons abouti à l'étape finale de ce projet qui est la présentation des résultats de simulation des guides d'ondes en technologie SIW ainsi que les filtres passe bande à cavités latérales qui ont été réalisés fonctionnant dans les deux bandes de fréquences désirées C et S qui s'étalent sur [4-8 GHz] et [2-4 GHz] respectivement.

La première étape de la réalisation du filtre SIW est de concevoir un guide d'onde classique ensuite l'adapter en utilisant la technique de transition c'est-à-dire la réalisation de la structure du taper pour chaque guide à l'aide de l'outil de conception ADS, qui sera intégrée au guide d'onde SIW sur notre logiciel CST dans le but d'avoir une adaptation, enfin nous avons réalisé plusieurs topologies dans le but de trouver des structures de filtres SIW passe bande performantes.

III.2. Adaptation et transition

Dans le but d'avoir une bonne transition entre la ligne micro-ruban et le guide rectangulaire intégré dans un substrat et pour avoir une meilleure performance de nos guides d'ondes, des travaux proposent de calculer les impédances de sorties Z_p sachant celles d'entrées, conformément égales à 50Ω .

L'impédance de sortie de chaque guide est calculée à partir des formules suivantes :

$$Z_p = Z_{TE} \left(\frac{\pi^2 \cdot h}{8 \cdot a_s} \right) \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$Z_{TE} = 120 \cdot \pi \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right) \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1}} \quad (\text{III.2})$$

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

Ensuite nous réaliserons la structure du taper qui est illustrée dans la figure III.1.

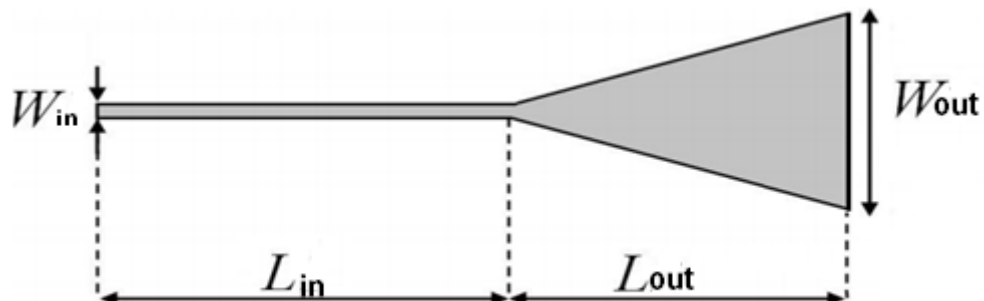


Figure III. 1 : Structure générale du taper des guides SIW.

Le taper micro-ruban est utilisé pour adapter l'impédance de sortie du guide SIW à l'impédance d'entrée de la ligne micro-ruban.

Les paramètres du taper doivent être optimisés dans la bande de fréquence désirée, une fois W_{in} est fixée en utilisant l'outil de conception ADS il est possible d'estimer les valeurs initiales W_{out} , L_{in} et L_{out} .

Pour faciliter la tâche on a conçu des programmes sous MATLAB permettant de calculer les dimensions du taper ainsi l'impédance de sortie, les résultats sont reportés sur le tableau suivant :

	Bande C	Bande S
L'impédance de sortie (Ω)	47.23	12.56
W_{in} (mm)	3.4	2.3
W_{out} (mm)	7.6	16.8
L_{in} (mm)	17	8
L_{out} (mm)	10.8	20

Tableau III. 1: Impédance de sortie et dimensions des tapers pour chaque guide SIW.

III.3. Conception de guide d'onde SIW fonctionnant dans la bande C

III.3.1. Conception du guide SIW opérant en bande C avant adaptation

Nous allons nous intéresser premièrement à la bande C opérant dans [4-8 GHz], la conception du guide d'onde intégré au substrat SIW a été basée sur les équations de Maxwell mentionnées dans le chapitre I. Pour le mode TE_{10} , la fréquence de coupure prise est $f_c=4.5$ GHz, l'épaisseur du conducteur est de 0.05 mm. Le diélectrique utilisé possède les propriétés suivantes :

- une permittivité relative de $\epsilon_r=4.3$.
- une hauteur du substrat $h = 1.54$ mm.
- une perte tangentielle de $tg\delta = 0.018$.

La figure III.2 représente la structure du guide d'onde SIW vue de face et en perspective fonctionnant dans la bande C.

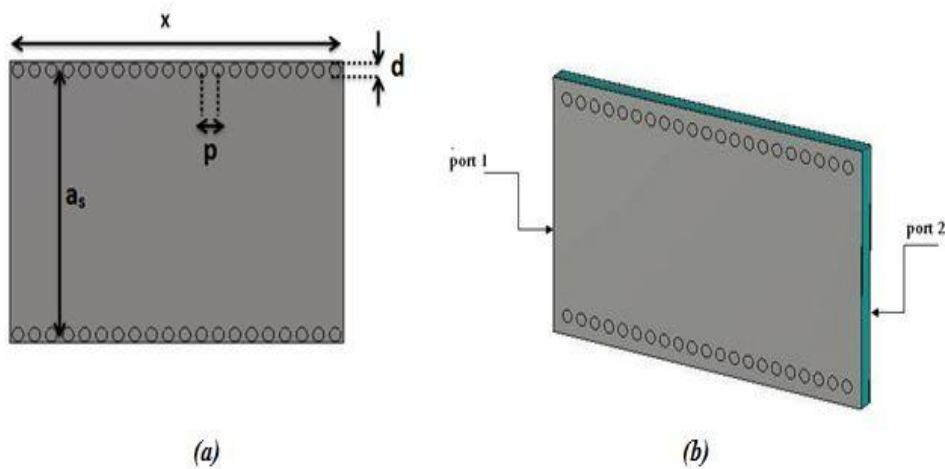


Figure III. 2 : Structure du guide SIW opérant dans la bande C,

(a)Vue de face, (b) vue en perspective.

Les dimensions de notre guide sont :

- La largeur efficace $a_s = 18.8$ mm.
- Le diamètre des vias $d = 1$ mm.
- La distance entre les vias du centre au centre $p = 1.5$ mm.
- La longueur totale du guide d'onde $x = 30$ mm.

Les résultats de simulation de ce guide SIW à l'aide du logiciel CST donnent les coefficients de transmission et de réflexion qui sont illustrés dans la figure III.3.

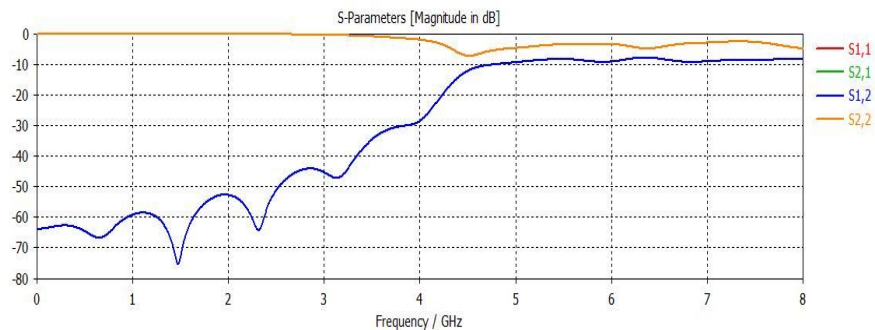


Figure III. 3 : Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande C.

La figure III.3 nous montre que :

- Dans la plage [0-4 GHz] la puissance transmise est pratiquement nulle.
- À partir de la fréquence de coupure $f = 4.5$ GHz une stabilisation du coefficient de transmission.

Ce résultat nécessite une adaptation car le coefficient de transmission est assez faible dans la bande fréquentiel désirée.

III.3.2. Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde SIW opérant en bande C

Comme nous l'avons déjà mentionné dans le paragraphe III.2, les dimensions du taper changent selon la bande de fréquence désirée et la méthode employée pour l'adaptation a été traitée dans le même paragraphe, l'impédance de sortie Z_p est calculée à partir des équations (III.1), (III.2) et (III.3), Z_p est égale à 47.23Ω .

Les dimensions de ce taper ont été déjà mentionnées dans le tableau.III.1

La figure III.4 représente la structure du taper du guide fonctionnant en bande C.

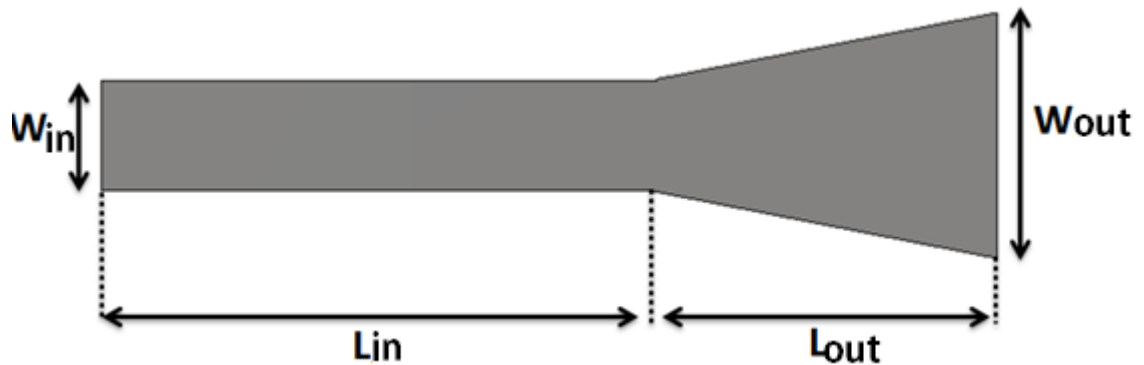
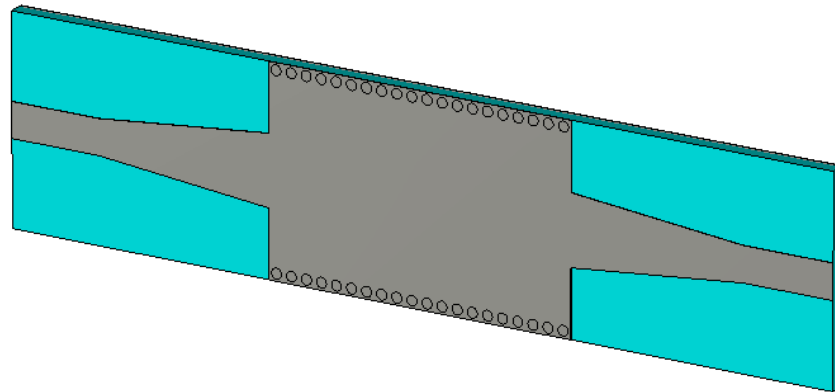


Figure III. 4 : Structure du taper du guide fonctionnant en bande C.

La structure finale du guide SIW après transition est représentée dans la figure III.5.



(a)



(b)

Figure III. 5 : Topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat.

(a)Vue de face. (b) vue en perspective.

Les coefficients de transmission et de réflexion après adaptation sont illustrés dans la figure III.6.

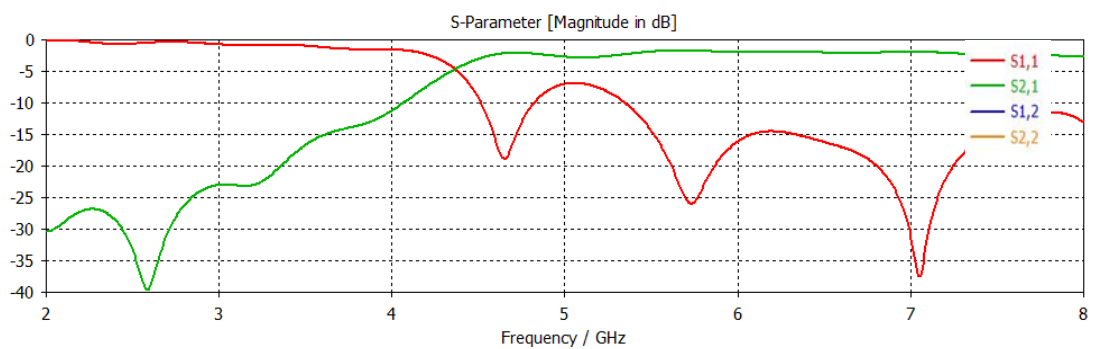


Figure III. 6 : Coefficients de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW.

Nous observons que :

- Dans la plage [2-4.3 GHz] la puissance transmise est pratiquement nulle et une réflexion totale.

- À partir de la fréquence de coupure $f = 4.5$ GHz une amélioration du coefficient de transmission qui tend vers -3 dB et une réflexion quasiment nulle qui atteint -37 dB à $f = 7$ GHz

Ce résultat nous montre que seulement la moitié de la puissance est transmise.

Le logiciel CST Microwave studio présente plusieurs algorithmes d'optimisation, en se basant sur l'algorithme « Trust Region Framework » afin d'améliorer les coefficients de transmission et de réflexion. Nous avons varié les valeurs de « Wout » et « Lout ».

Les dimensions du taper après l'optimisation sont mentionnés dans le tableau suivant :

Lout(mm)	8.748	Wout(mm)	6.84
Lin(mm)	17	Win(mm)	3.4

Tableau III. 2: Dimensions du taper après l'optimisation.

Les résultats obtenus après l'optimisation sont schématisés dans la figure III.7 dans l'intervalle de fréquence entre 0 et 8 GHz.

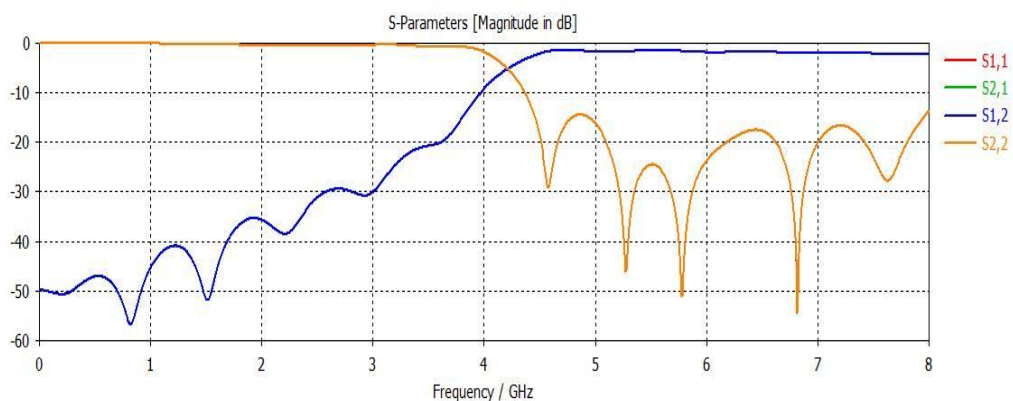


Figure III. 7 : Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW après l'optimisation.

Nous constatons d'après la figure ci-dessus, que le coefficient de transmission est plus stabilisé dans la plage [4-8 GHz] considérant que sa valeur tend vers 0 dB, ceci veut dire que la majorité de la puissance injectée a été transmise, d'autre côté nous observons qu'il y a un meilleur pic qui vaut -55 dB à la fréquence de 7 GHz.

La figure III.8 schématise la propagation du champ électrique dans le guide d'onde.

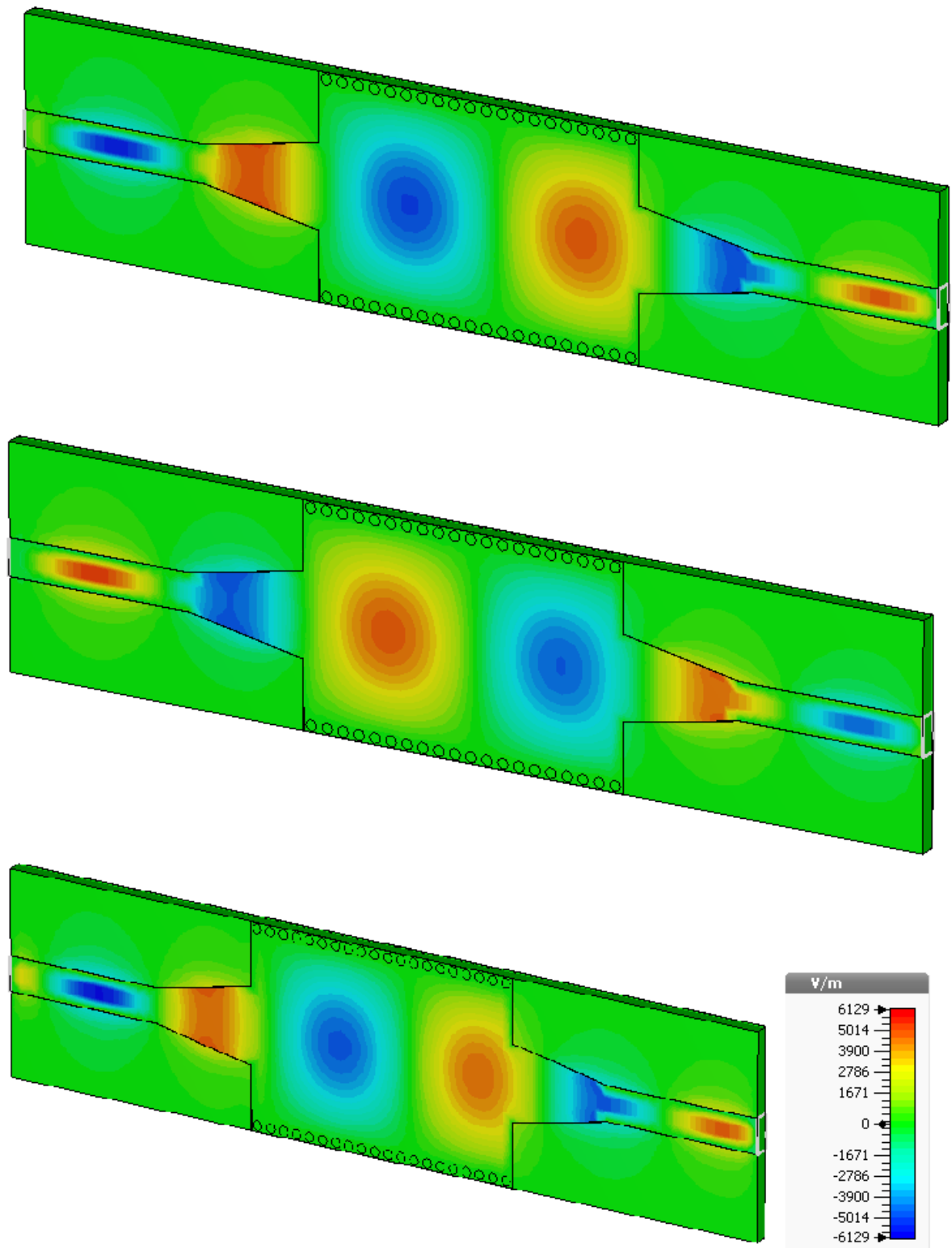


Figure III. 8 : Propagation du champ électrique dans le guide d'onde.

Nous observons le phénomène de propagation du champ électrique, notre structure assure bien le guidage d'une onde électromagnétique.

III.4. Conception du guide d'onde SIW fonctionnant dans la bande S

III.4.1. Conception du guide SIW opérant en bande S avant adaptation

En deuxième partie nous allons concevoir le guide d'onde SIW en bande S opérant dans la plage fréquentiel [2-4 GHz], la conception du guide d'onde intégré au substrat SIW sera basée sur les équations mentionnées dans le chapitre I tout comme la conception de la première structures. Pour le mode fondamentale TE_{10} , la fréquence de coupure prise est $f_c=2$ GHz, l'épaisseur du conducteur est de 0.05 mm. Le diélectrique utilisé est le même que le précédent, nous rappelons qu'il possède les propriétés suivantes :

- une permittivité relative de $\epsilon_r= 4.3$.
- une hauteur du substrat $h = 1.54$ mm.
- une perte tangentielle de $tg\delta = 0.018$.

La structure du guide d'onde SIW fonctionnant dans la bande S est représentée dans la figure III.9.

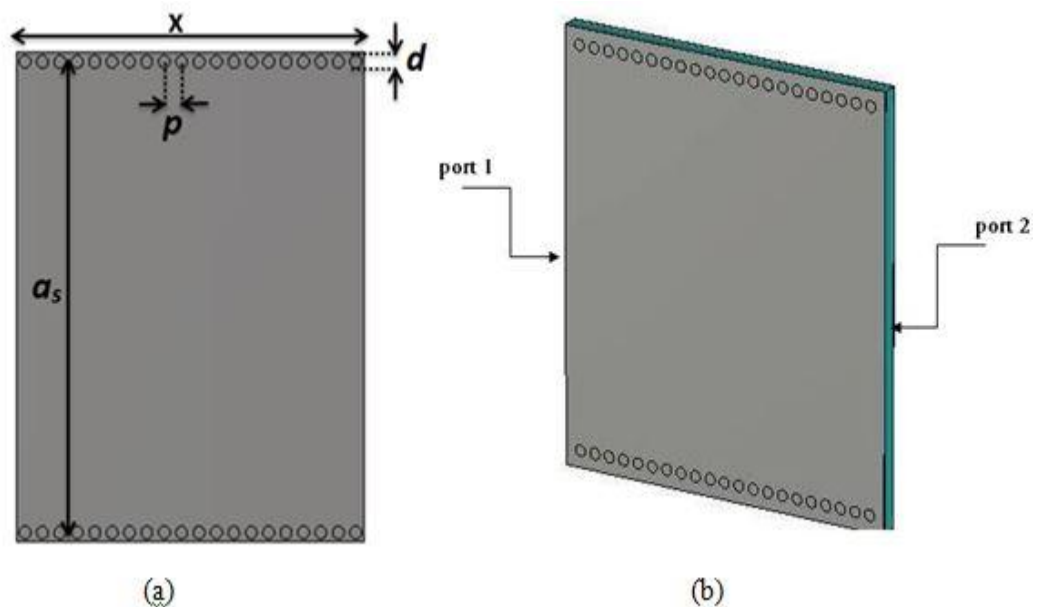


Figure III. 9 : Structure du guide SIW opérant dans la bande S,

(a)Vue de face, (b) vue en perspective.

Les dimensions de notre guide sont :

- La largeur efficace $a_s = 36.9$ mm.
- Le diamètre des vias $d = 1$ mm.
- La distance entre les vias du centre au centre $p = 1.5$ mm.
- La longueur totale du guide d'onde $x = 30$ mm.

La figure III.10 exemplifie les coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW sans adaptation dans l'intervalle de fréquence entre 0 et 8 GHz.

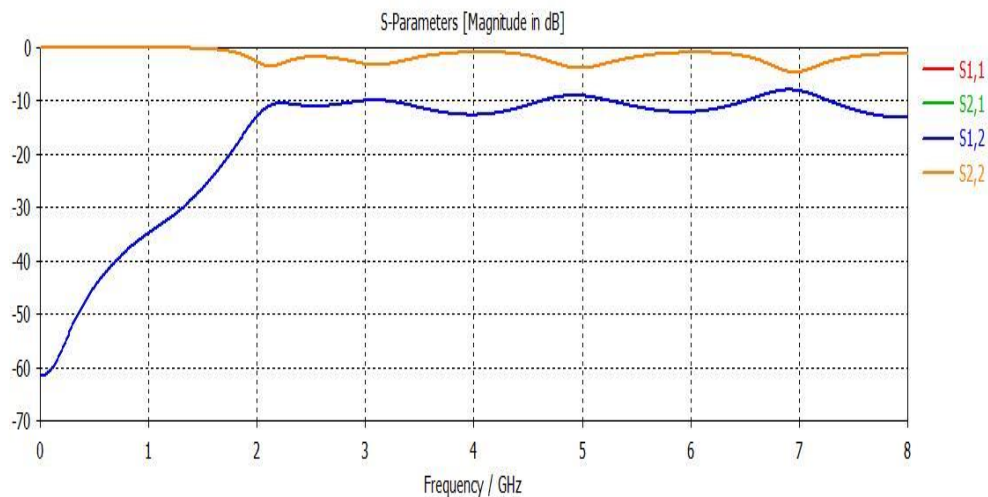


Figure III. 10 : Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande S.

- Dans la plage [0-2 GHz] la puissance transmise est pratiquement nulle et la puissance réfléchie est totale.

- À partir de la fréquence de coupure $f = 2$ GHz, une stabilisation du coefficient de transmission autour de -10 dB. Et une réflexion importante sur la plage [2-8 GHz]

Ce résultat représente une mauvaise adaptation, comme nous avons déjà traité dans la première partie concernant la bande C.

III.4.2. Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde SIW opérant en bande S

La méthode employée pour l'adaptation a été traitée dans le paragraphe III.2, l'impédance de sortie Z_p est calculée à partir des équations (III.1), (III.2) et (III.3).

Les dimensions de ce taper ainsi que son impédance Z_p sont mentionnées dans le tableau III.1.

La figure III.11 représente la structure du taper du guide fonctionnant en bande S.

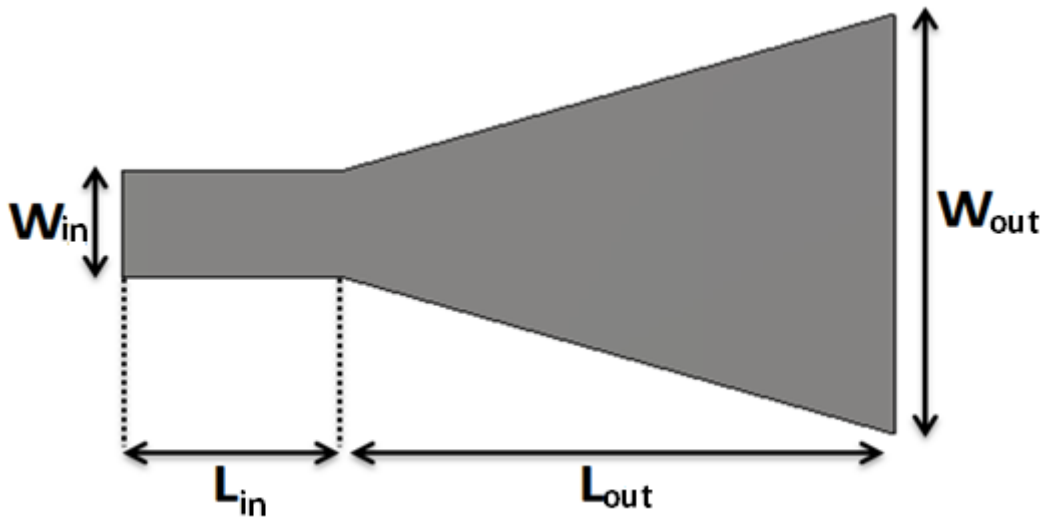
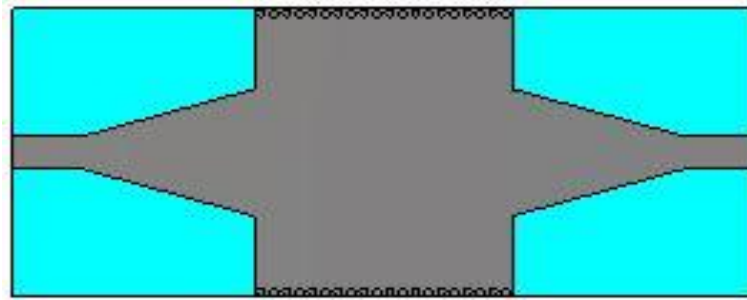
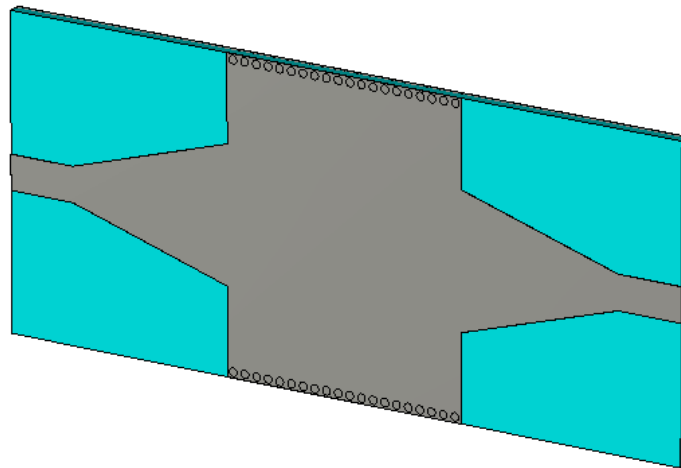


Figure III. 11 : Structure du taper du guide SIW fonctionnant en bande S.

La structure finale du guide SIW après transition est représentée sur la figure III.12.



(a)



(b)

Figure III. 12 : Topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat.

(a)Vue de face. (b) vue en perspective.

Les coefficients de transmission et de réflexion après adaptation dans l'intervalle de fréquence entre 0 et 6 GHz sont illustrés dans la figure III.13.

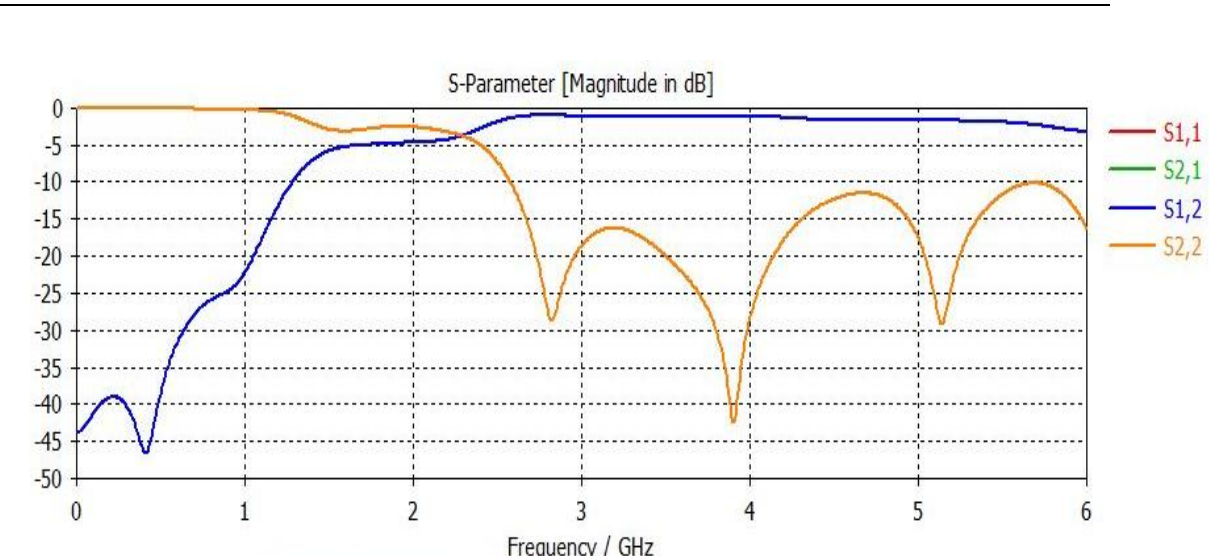


Figure III. 13 : Coefficients de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW.

La figure III.14 nous montre que:

- Dans la plage [0-2 GHz] la puissance transmise est pratiquement nulle et la puissance réfléchie est totale.
- À partir de la fréquence de coupure $f_c=2$ GHz la puissance injectée est transmise complètement le coefficient de transmission tend vers 0 dB.
- Un coefficient de réflexion qui dépasse -40 dB autour de 3.8 GHz.

Ce résultat nous montre que l'onde est bien guidée dans la bande de fréquence désirée.

La figure III.14 schématise la propagation du champ électrique dans le guide d'onde.

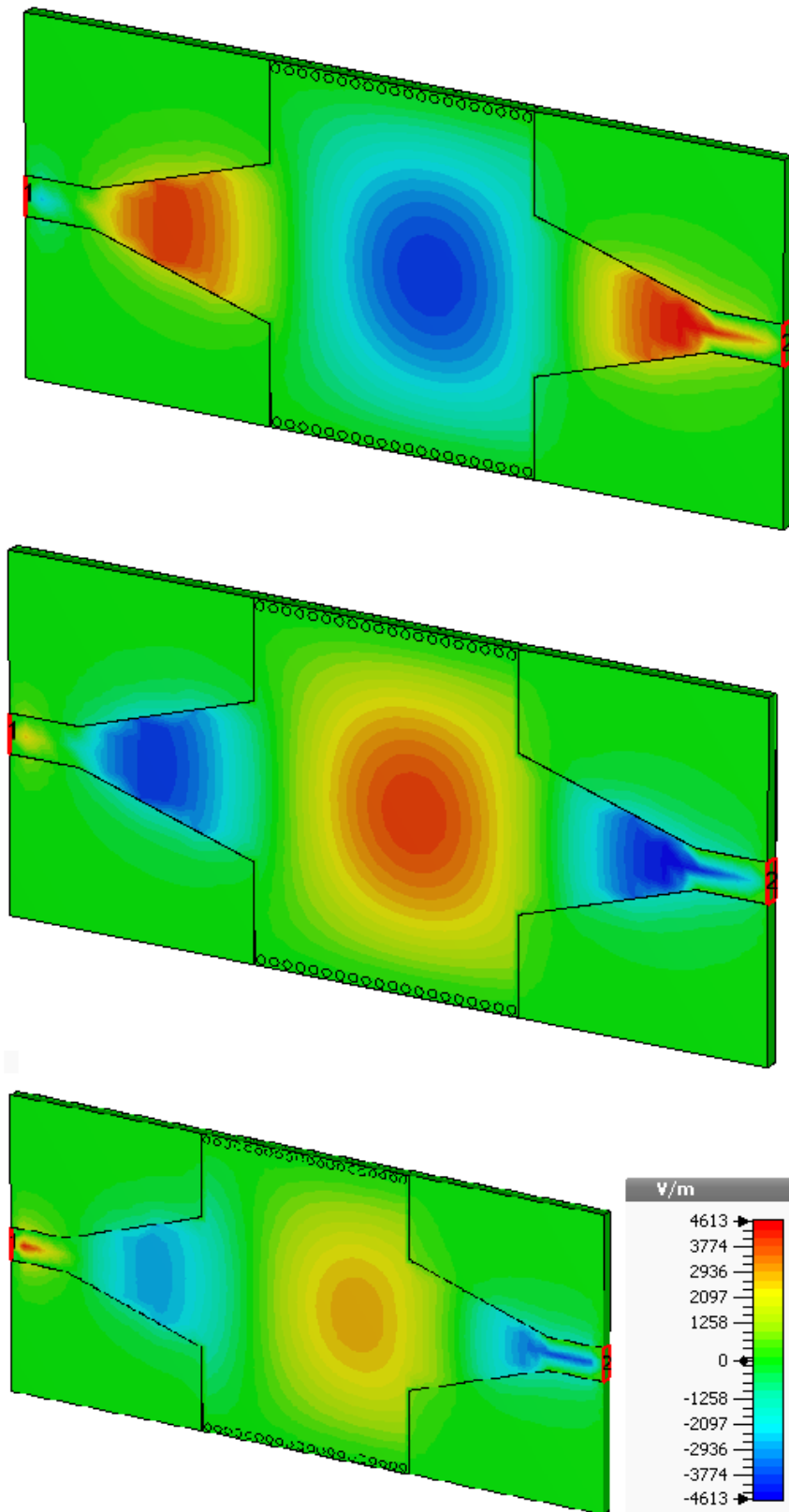


Figure III. 14: Propagation du champ électrique dans le guide d'onde SIW.

Nous observons le phénomène de propagation du champ électrique, et nous voyons bien que notre structure assure bien le guidage d'une onde électromagnétique.

III.5. Conception d'un filtre asymétrique SIW

Avant d'entamer la réalisation des filtres passe bande nous avons réalisé un filtre asymétrique qui a été déjà élaboré afin de montrer les applications des filtres à partir de la littérature, nous avons simulé un filtre passe bande à cavité latérales.

La figure III.15 Représente la structure du filtre proposé :

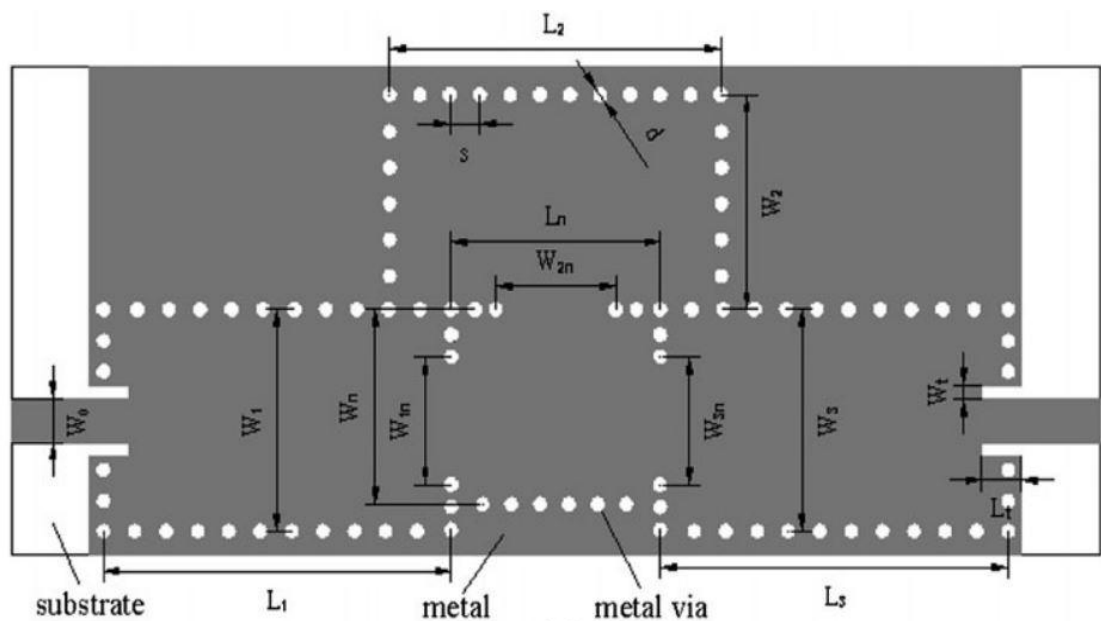


Figure III. 15 : Géométrie du filtre SIW troisième ordre [28].

Cette configuration est composée de quatre cavités se comportant comme des résonateurs, avec une fréquence centrale de 15 GHz et une largeur de bande de 300 MHz, cette structure a été réalisée à l'aide de l'outil de conception HFSS (high frequency structure simulator software package) qui utilise la méthode des éléments finis.

Le substrat utilisé est du type ROGENS 5880 qui possède les propriétés suivantes :

- une permittivité relative de $\epsilon_r = 2.2$.
- une hauteur du substrat $h = 0.508$ mm.
- une perte tangentielle de $tg\delta = 0.0009$.

Les dimensions du filtre proposé sont présentées dans le tableau suivant :

	mm		mm		mm
Wt	0.5	L1	13.3	W3	7.96
W0	1.55	W1	7.96	Wn	7.1
S (dans notre cas p)	1.2	L2	12.65	W1n	4.59
D	0.6	W2	7.72	W2n	4.59
Lt	1.5	L3	13.3	W3n	4.6
Ln	8				

Tableau III. 3: Les dimensions du filtre asymétrique SIW.

Et les résultats de simulation sont présentés dans la figure III.16 dans l'intervalle de fréquence entre 13 et 17 GHz.

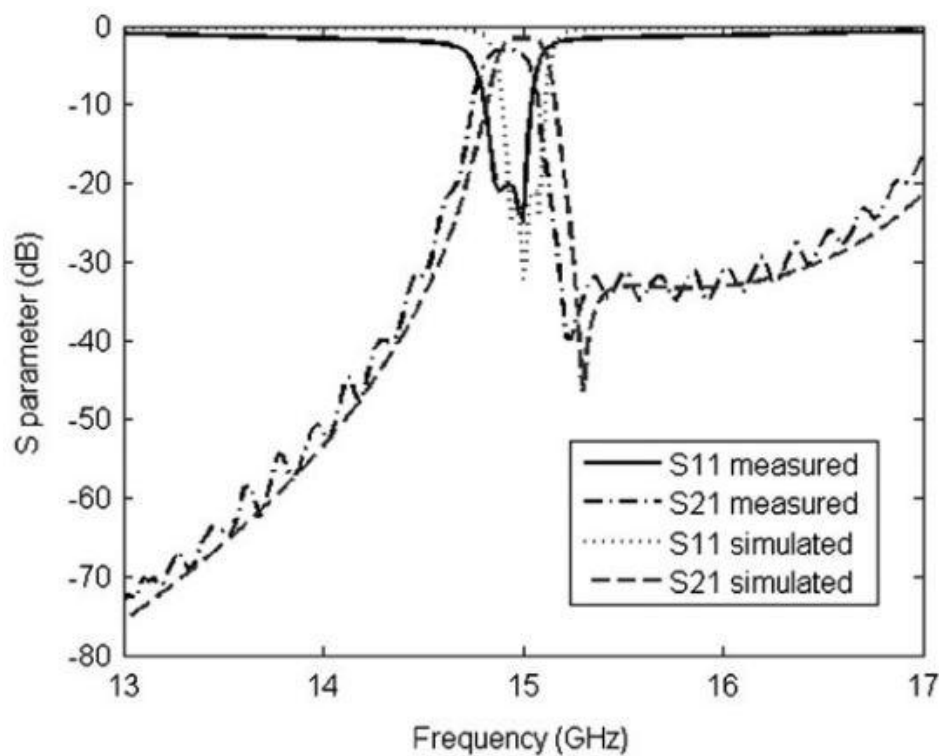


Figure III. 16 : Les résultats mesurés et simulés du filtre proposé.

La perte d'insertion de la bande passante mesurée est environ 2,8 dB, le coefficient de réflexion mesuré est mieux que 20 dB et la fréquence centrale vaut à peu près 14.96 GHz. Une réjection peut être identifié à 15.26 GHz approximativement.

La structure que nous avons réalisée avec le simulateur CST en utilisant les mêmes paramètres est illustrée dans la figure III.17.

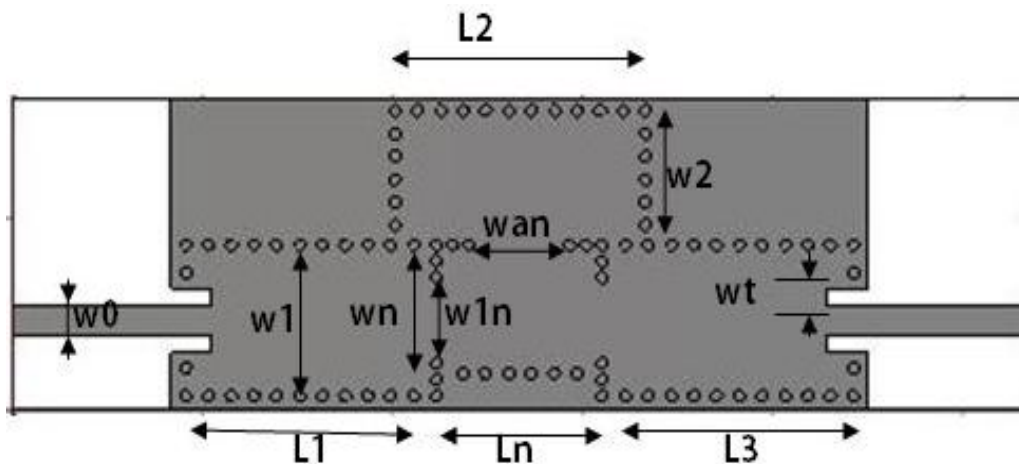


Figure III. 17 : Structure réalisé sous CST du filtre proposé.

Et les résultats de simulation sont présentés dans la figure III.18 l'intervalle de fréquence entre 0 et 16 GHz.

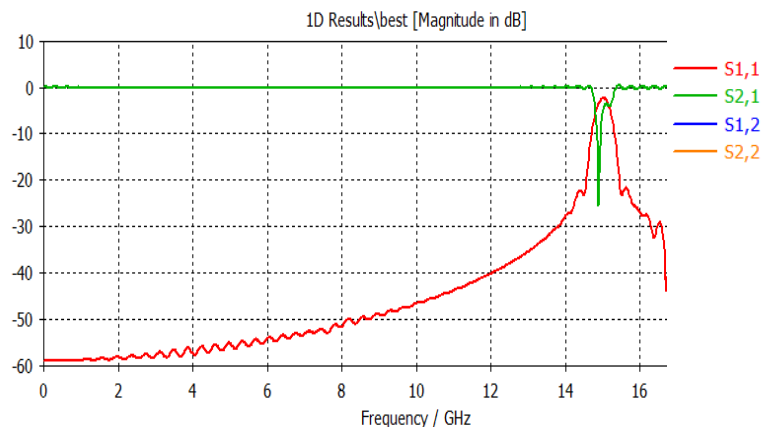


Figure III. 18 : Les résultats de notre simulation s_{11} et s_{21} en fonction de la fréquence.

Comme le montre la figure III.18 nous avons presque obtenu les mêmes résultats, le coefficient de réflexion atteint -20 dB autour de la fréquence centrale 14.93 GHz et une bonne réjection qui vaut à peu près -27 dB autour de 15.46 GHz.

Nous observant qu'il ya une petite différence entre les deux réalisations, elle est due à la différence de la méthode utilisée du simulateur HFSS en comparaison avec l'outil de simulation CST.

III.6. Conception des filtres passe bande opérant en bande C et S

III.6.1 Structures du filtre passe bande opérant en bande C

À présent nous allons nous intéresser à la conception d'un filtre passe bande en technologie SIW qui fonctionne dans la plage [4-8 GHz] à savoir la bande C.

La structure que nous avons optés se base sur l'insertion des vias au milieu tout le long du guide et l'ajoute des cavités latérales.

- **Première topologie**

La configuration que nous avons optés est illustré dans la figure III.19.

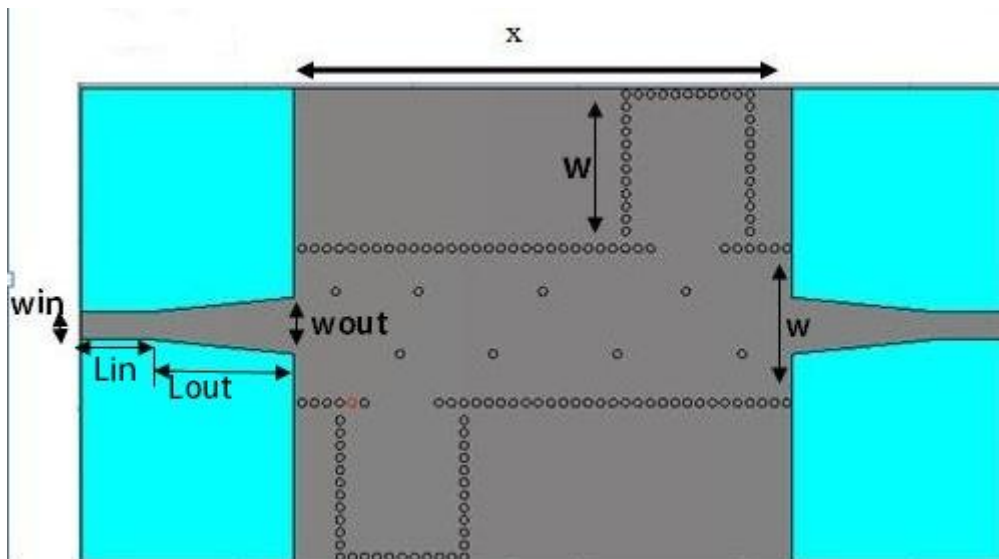


Figure III. 19 : Première topologie du filtre passe bande SIW en bande C.

Cette structure est composée de deux cavités latérales possèdent la même largeur efficace du guide d'onde 'W' et des vias au centre tout le long du guide, les dimensions du filtre sont représentées dans le tableau suivant :

X(mm)	60	W(mm)	20
Lin(mm)	9.839	Win(mm)	3
Lout(mm)	13.80	Wout(mm)	10

Tableau III. 4: Dimensions de la première structure de notre filtre opérant dans la bande C.

Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans l'intervalle de fréquence entre 0 et 12 GHz dans la figure III.20.

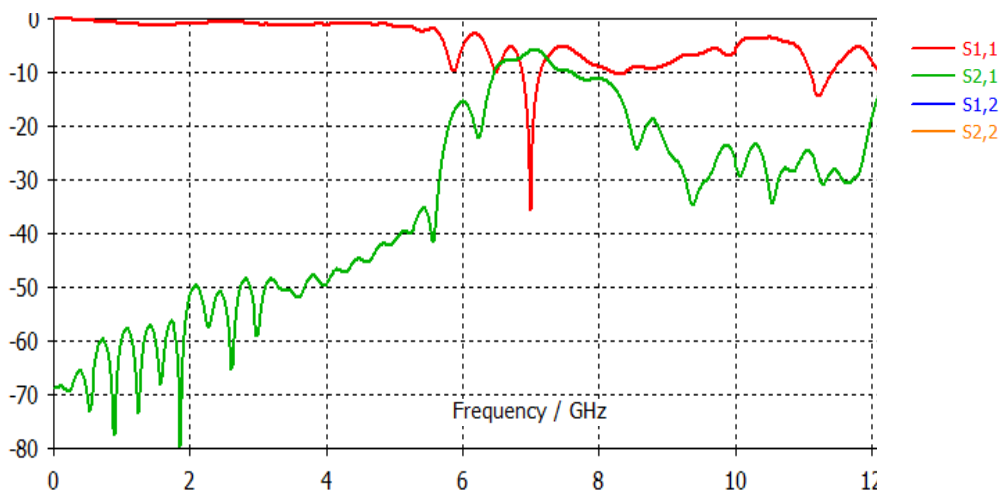


Figure III. 20 : Résultats de simulation du filtre SIW en bande C.

La figure III.20 nous indique que :

- Dans la plage [0-6 GHz] nous constatons une transmission nulle en revanche, le coefficient de réflexion et total.

- Dans la plage [6-8 GHz], la bande est très étroite, nous avons une pique de réflexion dépasse -30 dB et le coefficient de transmission atteint -8 dB.

La notion de filtrage a apparu pour un début malgré que la transmission ne couvre pas toute la bande de fréquence désirée.

Afin d'améliorer les résultats obtenus, nous allons à présent modifier la position des vias.

La nouvelle structure de notre filtre passe bande fonctionnant dans la bande C est schématisée dans la figure III.21.

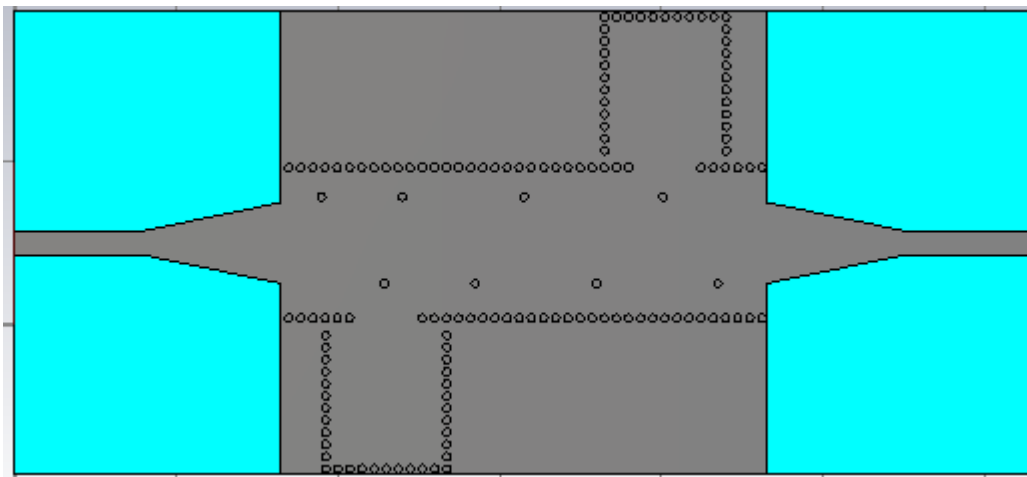


Figure III. 21 : Structure du filtre passe bande opérant en bande C après variation de vias.

Les coefficients de transmission et de réflexion sont illustrés dans l'intervalle de fréquence entre 0 et 10 GHz dans la figure III.22.

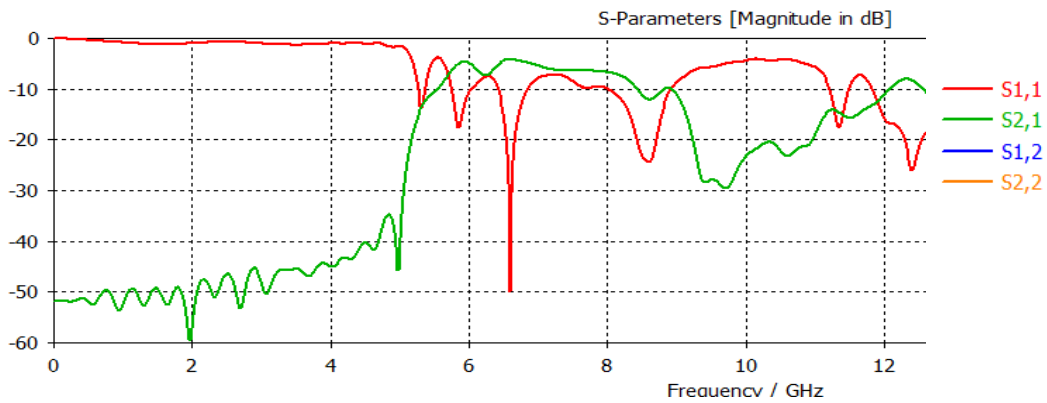


Figure III. 22: Performance du filtre passe bande opérant dans la bande C.

Nous observons qu'il y a une petite amélioration par rapport au résultat précédent, le coefficient de transmission couvre tout la bande de fréquence désirée, le coefficient de réflexion est total avec une pique de -50 dB à $f=6.5$ GHz et une réjection atteint -30 dB. Cependant ce résultat peut avoir plus d'amélioration, pour cela nous avons utilisé l'algorithme d'optimisation des variables « Lout » et « Wout » proposée par l'outil de simulation CST Microwave studio.

La structure de notre filtre après l'optimisation est exemplifiée dans la figure III.23.

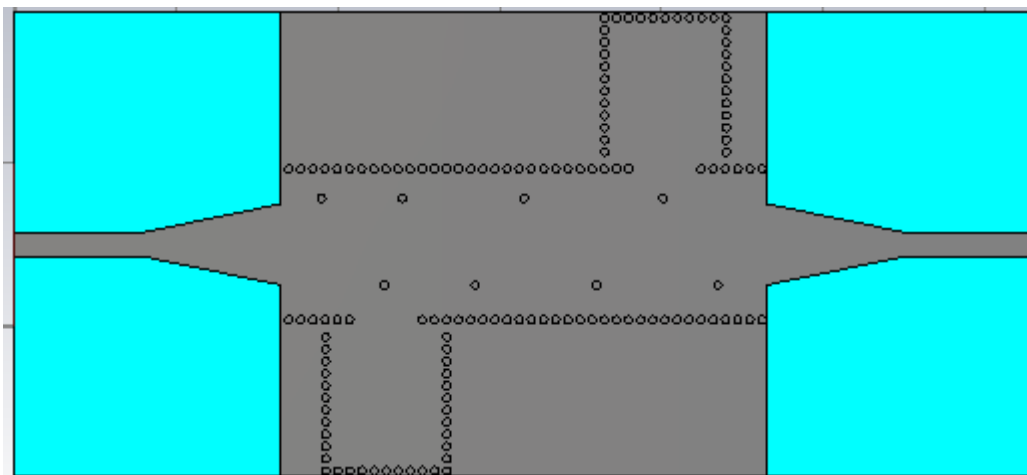


Figure III. 23 : Structure du filtre SIW après l'optimisation fonctionnant dans la bande C.

Le tableau III.5 représente les valeurs de « Lout » et « Wout » après l'optimisation :

Wout(mm)	12.334
Lout(mm)	18.943

Tableau III. 5: Les dimensions du taper après l'optimisation.

La figure ci-dessous schématise le coefficient de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} de la première topologie du filtre passe bande dans l'intervalle de fréquence entre 0 et 12 GHz:

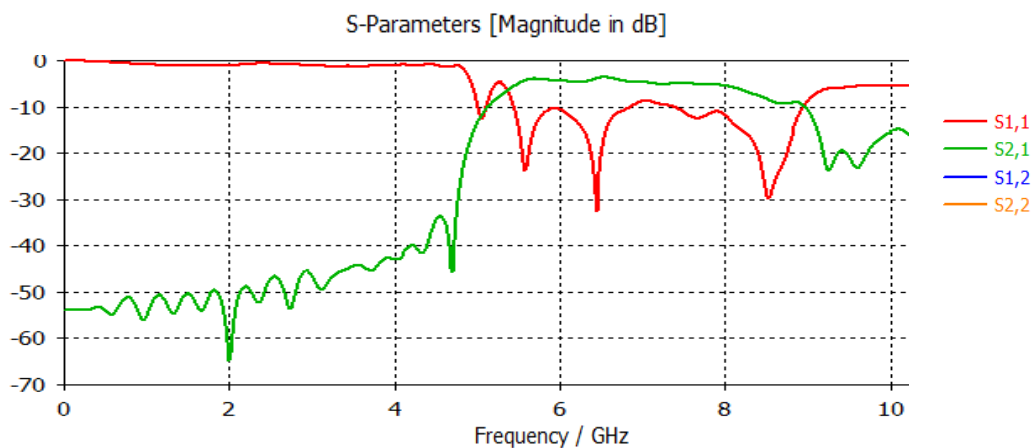
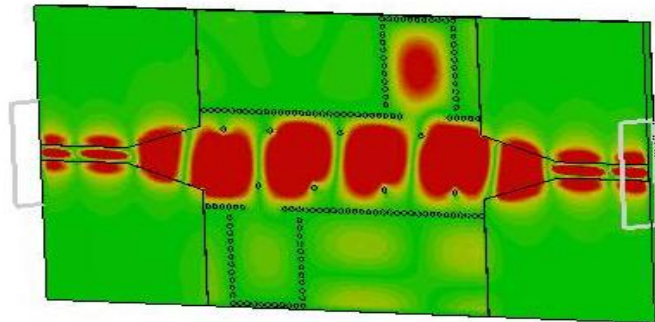


Figure III. 24 : Performance de notre filtre SIW fonctionnant dans la bande C.

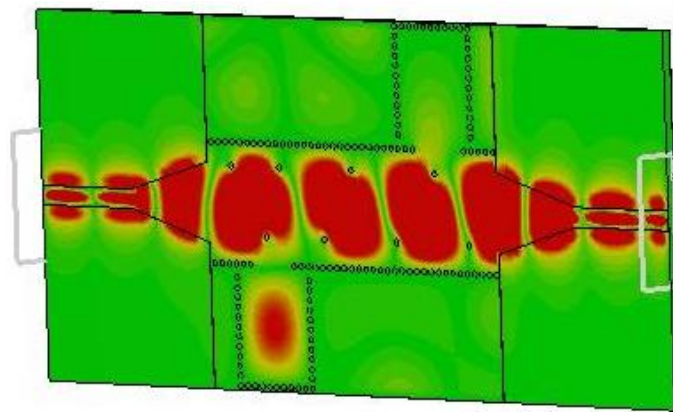
Après avoir effectué une optimisation nous avons aboutis vers une structure performante, nous remarquons à partir de la fréquence de coupure $f=4.5$ GHz que le coefficient de transmission tend vers -3 dB et une bonne couverture dans la bande [5-8 GHz] d'autre part le coefficient de réflexion dépasse -30 dB autour de la fréquence de 6.5 GHz. En se qui concerne la réjection, elle dépasse -20 dB à la fréquence de 9 GHz.

Nous pouvons dire que notre structure fonctionne autant que filtre dans la bande C et plus précisément dans la bande passante [5-8.8 GHz].

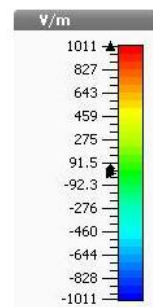
La figure III.25 représente le phénomène de la propagation du champ électrique à différents fréquence de résonances $f_1= 5.7$ GHz, $f_2=6.5$ GHz, $f_3=8.6$ GHz.

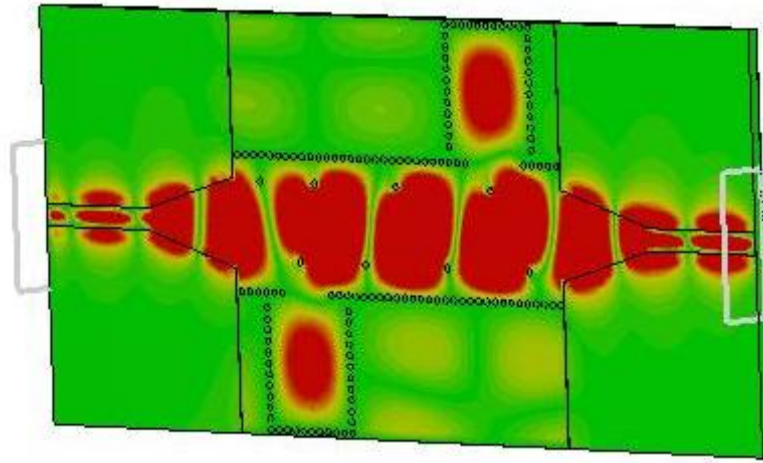


(a)



(b)





(c)

Figure III. 25: Propagation du champ électrique dans le filtre SIW (a) : $f_1= 5.7$ GHz, (b) : $f_2=6.5$ GHz, (c) : $f_3=8.6$ GHz.

Dans la figure III.25 nous observons le phénomène de propagation du champ électrique, et nous remarquons que son trajet est bien délimité par les deux cavités résonantes latérales. Donc notre structure assure bien le guidage d'une onde électromagnétique.

• Deuxième topologie

Cette deuxième structure ressemble à la première structure sauf que nous avons ajouté deux autres cavités latérales et la largeur du guide SIW $x=60$ mm.

La figure III.26 représente la nouvelle topologie du filtre passe bande à quatre cavités fonctionnant dans la bande C.

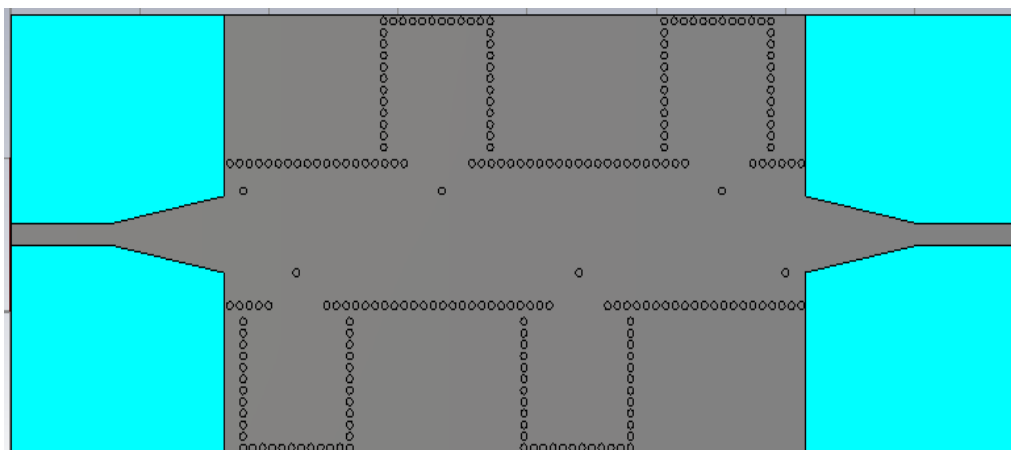


Figure III. 26 : La deuxième topologie du filtre SIW à quatre cavités opérant dans la bande C.

Les dimensions de la nouvelle structure du filtre SIW sont mentionnées dans le tableau III.6.

X (mm)	60	W (mm)	20
Lin (mm)	16	Win (mm)	3
Lout (mm)	18.94	Wout (mm)	12.334

Tableau III. 6: Dimensions de la deuxième structure de notre filtre SIW opérant dans la bande C.

Les résultats de simulation sont schématisés dans l'intervalle de fréquence entre 0 et 12 GHz dans la figure III.27.

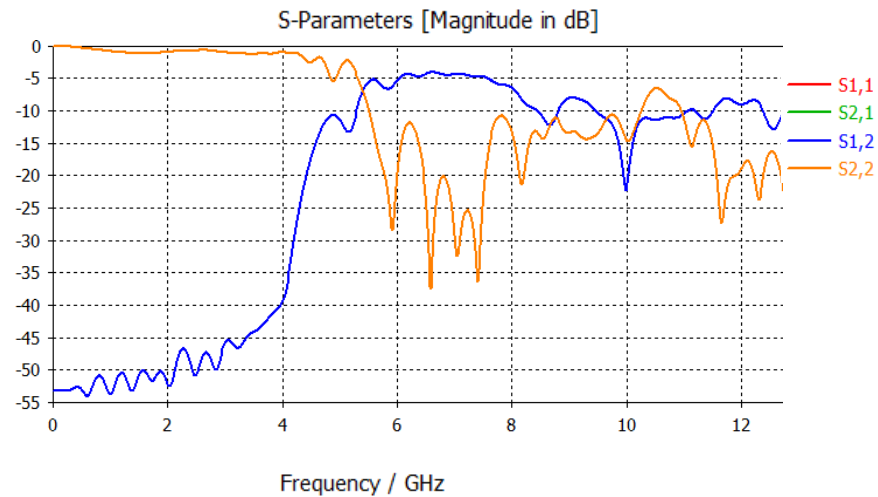


Figure III. 27 : Performance de la deuxième topologie du filtre passe bande à quatre cavités opérant dans la bande C.

La figure III.27 nous montre que :

- Dans la bande [0-4 GHz] la puissance transmise est pratiquement nulle et la puissance réfléchiée est totale.
- À partir de la fréquence de coupure $f=4.5$ GHz, nous constatons une augmentation de la puissance avec un coefficient de transmission qui vaut -5 dB, en revanche le coefficient de réflexion est pratiquement nul dans la bande [5-8 GHz].

Ce résultat nécessite une amélioration vue que notre filtre ne fonctionne pas parfaitement dans la bande fréquentiel désirée.

Nous avons opté comme méthode d’amélioration une étude paramétrique des valeurs « Lout » et « Wout ».

Les valeurs finales de « Lout » et « Wout » sont mentionnées dans le tableau ci-dessous :

Wout (mm)	10
Lout (mm)	17

Tableau III. 7: Dimensions du taper après l’étude paramétrique.

La figure III.28 exemplifie les coefficients de transmission et de réflexion après l'étude paramétrique dans l'intervalle de fréquence entre 0 et 14 GHz.

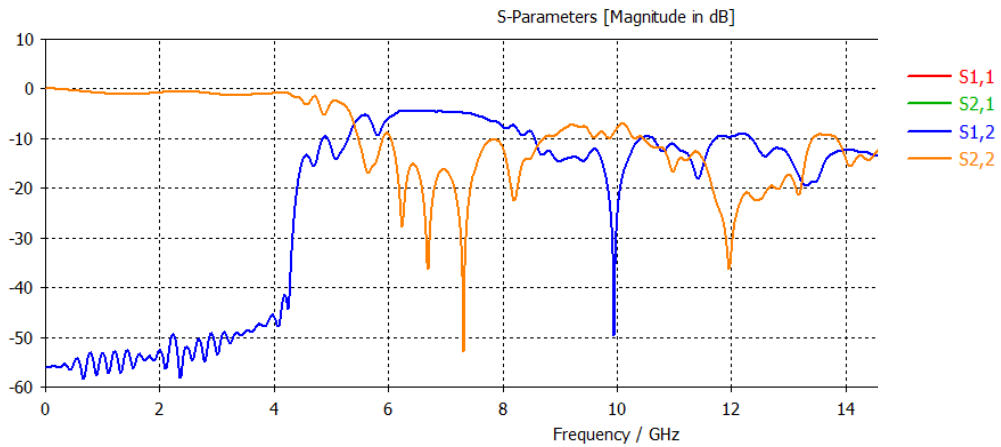


Figure III. 28 : Performance du filtre passe bande à quatre cavités après l'étude paramétrique.

Nous observons à partir de la figure ci-dessus une bonne transmission qui couvre la bande de fréquence désirée à savoir la bande C avec un coefficient de transmission qui vaut -3 dB, en revanche la puissance réfléchiée est nulle et une très bonne réjection qui dépasse -40 dB à la fréquence de 10 GHz.

À partir de ces résultats nous pouvons dire que le filtre SIW obtenu est bien fonctionnel dans la bande C et plus précisément dans la bande passante [5.3-8.8 GHz].

La figure III.29 illustre la propagation du champ électrique différents fréquences de résonances $f_1= 6.3$ GHz, $f_2=6.7$ GHz, $f_3=7.3$ GHz.

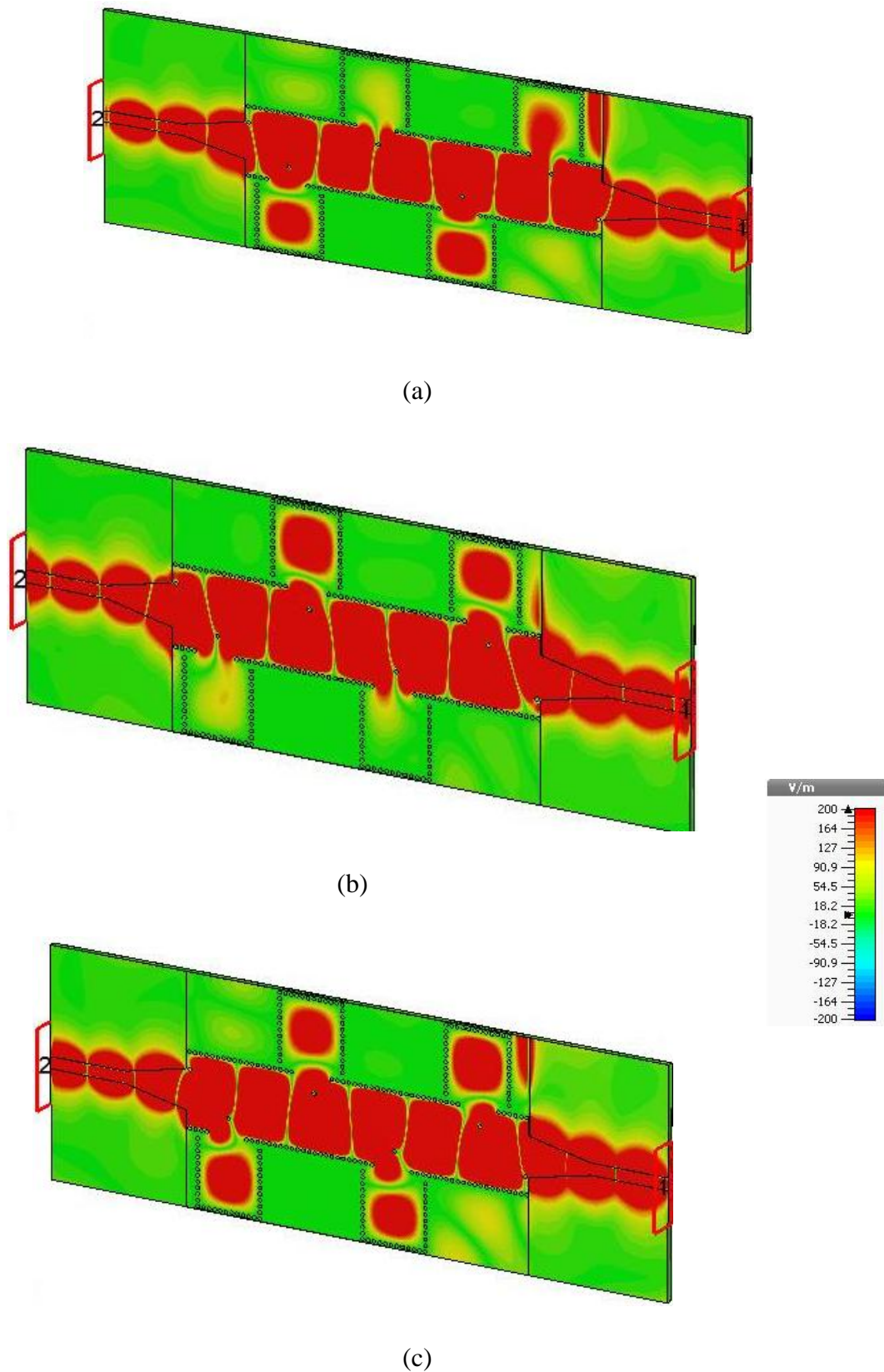


Figure III. 29: Propagation du champ électrique dans le filtre SIW fonctionnant en bande C :
 (a) : $f_1= 6.3$ GHz, (b) : $f_2=6.7$ GHz, (c) : $f_3=7.3$ GHz.

III.6.2 Structures du filtre passe bande opérant en bande S

La conception du filtre passe bande en technologie SIW qui fonctionne dans la plage [2 – 4 GHz] à savoir la bande S se fera en suivant la même méthode utilisée précédemment.

Nous avons suivi la même procédure qu’auparavant avec quatre vias au centre et deux cavités latérales.

- **Première topologie**

La structure du filtre est illustrée dans la figure III.30.

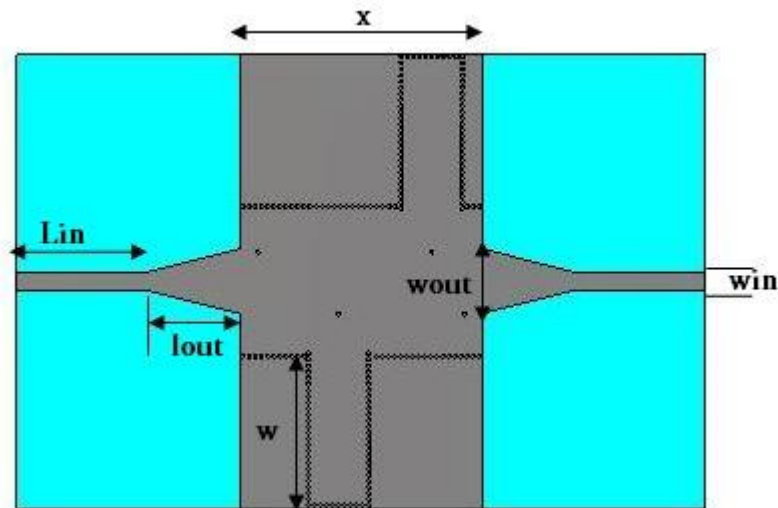


Figure III. 30 : Structure du filtre SIW passe-bande fonctionnant en bande S avec 4 vias.

Les dimensions de ce filtre sont mentionnées dans le tableau suivant :

X(mm)	60	W(mm)	38.8
Lin(mm)	23.2	Win(mm)	4.3
Lout(mm)	31.8	Wout(mm)	16

Tableau III. 8 : Dimensions du filtre passe bande fonctionnant en bande S.

Les résultats de simulation sont schématisés dans l'intervalle de fréquence entre 0 et 12 GHz dans la figure III.31.

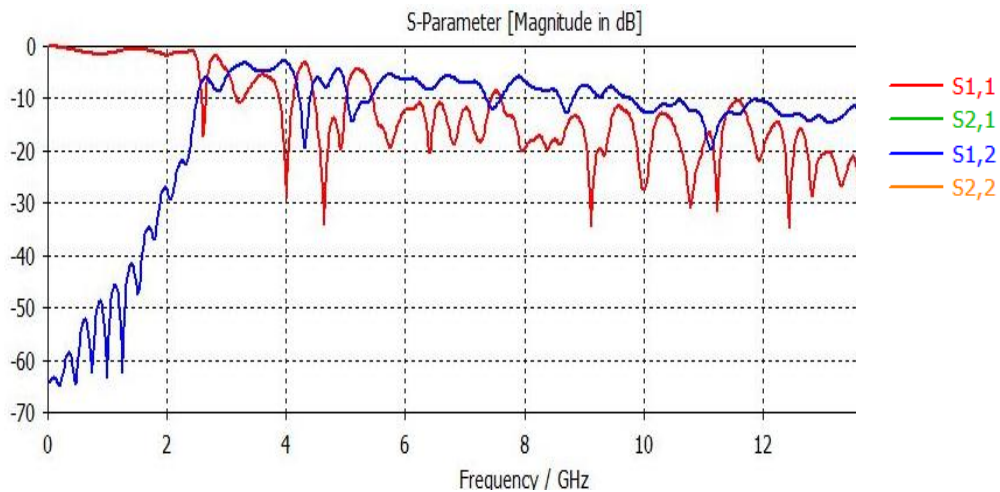


Figure III. 31 : Performances du premier filtre passe bande fonctionnant dans la bande S.

Nous observons d'après la figure III.31 qu'il y a un chevauchement entre le coefficient de transmission et de réflexion dans la bande fréquentiel désirée et le coefficient de transmission est assez faible.

La fonction du filtrage n'est pas assurée dans cette structure, ce qui nous a poussés à utiliser une étude paramétrique proposée par le logiciel CST Microwave studio.

La figure III.32 représente la structure du filtre avant la variation des vias.

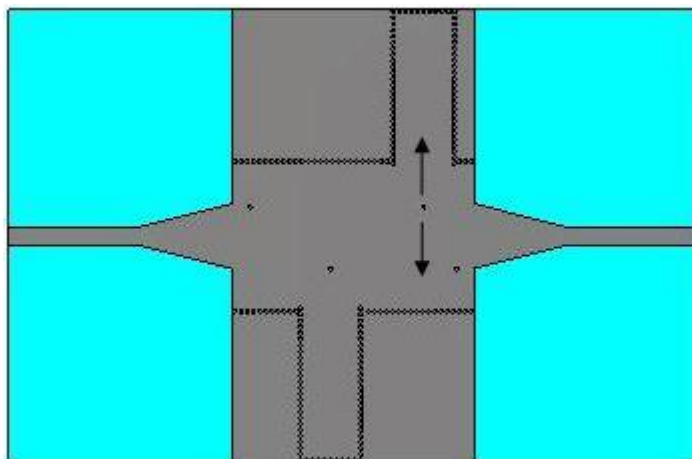


Figure III. 32: Structure du filtre passe bande avant l'étude paramétrique.

Nous avons variés la position des vias en fonction de la valeur de « k ».

La structure du filtre SIW opérant dans la bande S après l'étude paramétrique est illustrée dans la figure III.33.

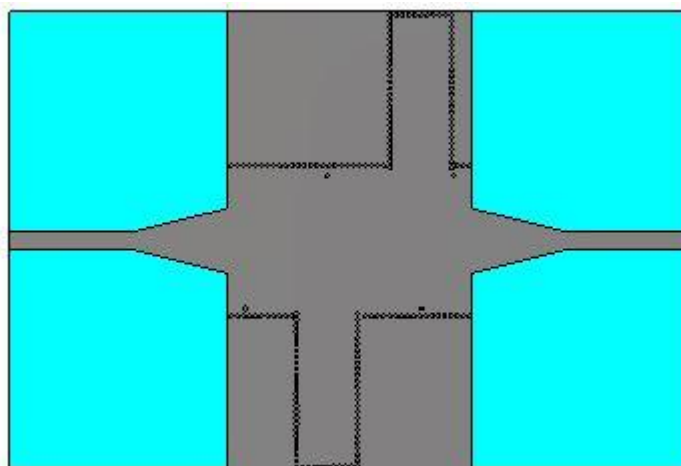


Figure III. 33: Structure du filtre passe bande après l'étude paramétrique.

Les paramètres que nous avons optés pour l'étude paramétrique sont mentionnés dans le tableau suivant avec leurs valeurs après simulation :

Wout (mm)	15.8	K (mm)	31.05
Lout (mm)	30	Ka (mm)	28.8

Tableau III. 9: Dimensions du filtre SIW après l'étude paramétrique.

La figure III.34 représente les résultats après l'étude paramétrique dans l'intervalle de fréquence entre 0 et 12 GHz.

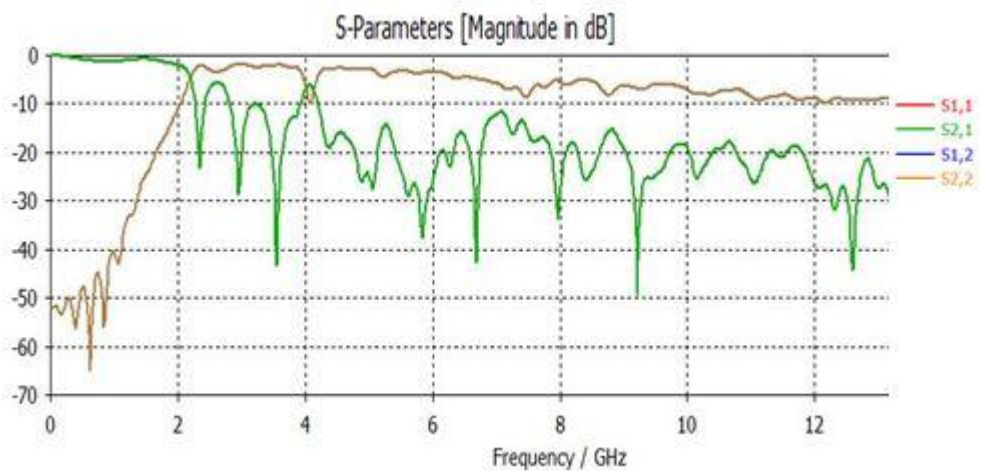


Figure III. 34 : Performance du filtre passe bande après l'étude paramétrique.

Nous remarquons une petite amélioration en comparaison avec le premier résultat concernant les coefficients de transmission et de réflexion.

- Dans la plage [0-2 GHz] la puissance transmise est pratiquement nulle et la puissance réfléchie est totale.
- À partir de la fréquence de coupure $f=2$ GHz, une bonne réflexion de la puissance injectée du port « 1 » vers le port « 1 » qui dépasse -40 dB et la puissance transmise du port « 1 » vers le port « 2 » est quasi-totale.
- Dans la plage [4-8 GHz], une mauvaise adaptation, le coefficient de réflexion est toujours total avec une pique qui dépasse -40 dB autour de la fréquence de 6.7 GHz.

- le coefficient de transmission tend vers -3 dB ce qui implique que le phénomène de filtrage n'est pas assuré.

• **Deuxième topologie**

Cette deuxième structure ressemble à la première structure sauf que nous avons ajouté deux autres cavités latérales plus deux vias et la largeur du guide SIW est $x=90$ mm.

La figure III.35 représente la nouvelle topologie du filtre passe bande à quatre cavités fonctionnant dans la bande S.

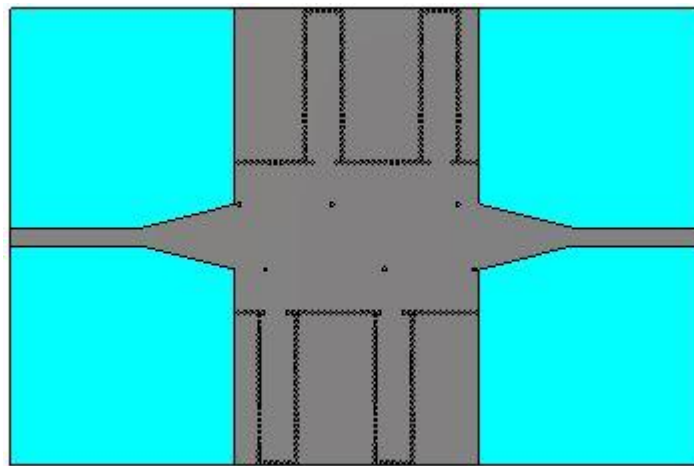


Figure III. 35 : La deuxième topologie du filtre SIW à quatre cavités opérant dans la bande S.

Les dimensions de la nouvelle structure du filtre SIW sont mentionnées dans le tableau III.10.

X(mm)	90	W(mm)	38.8
Lin(mm)	23.2	Win(mm)	4.3
Lout(mm)	31.8	Wout(mm)	16

Tableau III. 10 : Dimensions de la deuxième structure de notre filtre SIW opérant dans la bande S.

Les résultats de simulation sont schématisés dans l'intervalle de fréquence entre 0 et 16 GHz dans la figure III.36.

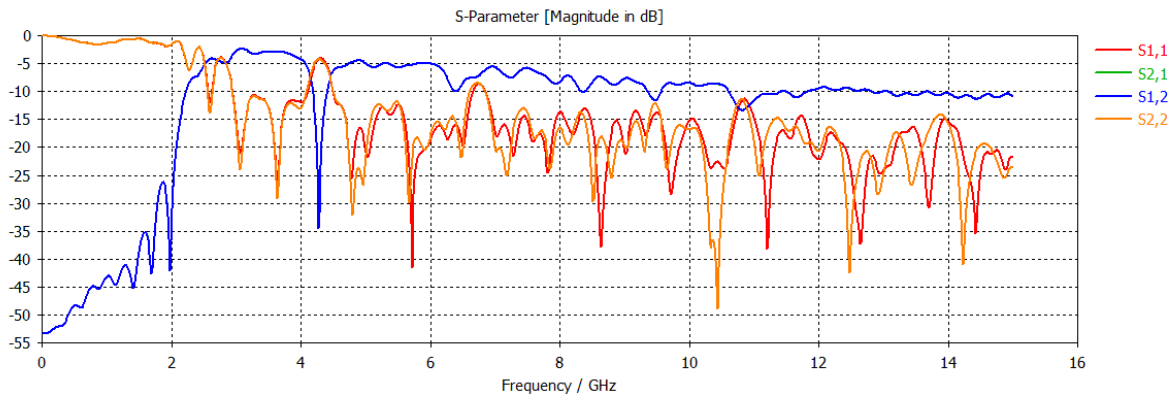


Figure III. 36: Performance de la deuxième topologie du filtre passe bande à quatre cavités opérant dans la bande S.

La figure III.36 nous montre que :

Nous observons à partir de la figure ci-dessus une bonne transmission qui couvre la bande de fréquence désirée à savoir la bande S avec un coefficient de transmission qui vaut -3 dB, en revanche la puissance réfléchiée est nulle et une très bonne réjection qui dépasse -40 dB à la fréquence de 4.3 GHz.

Cependant la fonction de filtrage n'est pas assurée à 100% c'est-à-dire nous avons encore une petite partie de la puissance qui est transmise hors la bande de fréquence désirée.

Nous désirons que notre filtre laisse passer les fréquences dans la plage [2-4 GHz] et atténue le reste, pour cela nous avons pensé à une autre solution qui nous permet de concevoir un filtre passe bande optimal. L'idée c'est d'ajouter un filtre passe bas à l'entrée du taper.

Comme nous savons le filtre passe bas laisse passer les fréquences inférieures à la fréquence de coupure et atténue les fréquences supérieures à la fréquence de coupure.

La figure III.37 schématise la structure du filtre passe-bas proposée.

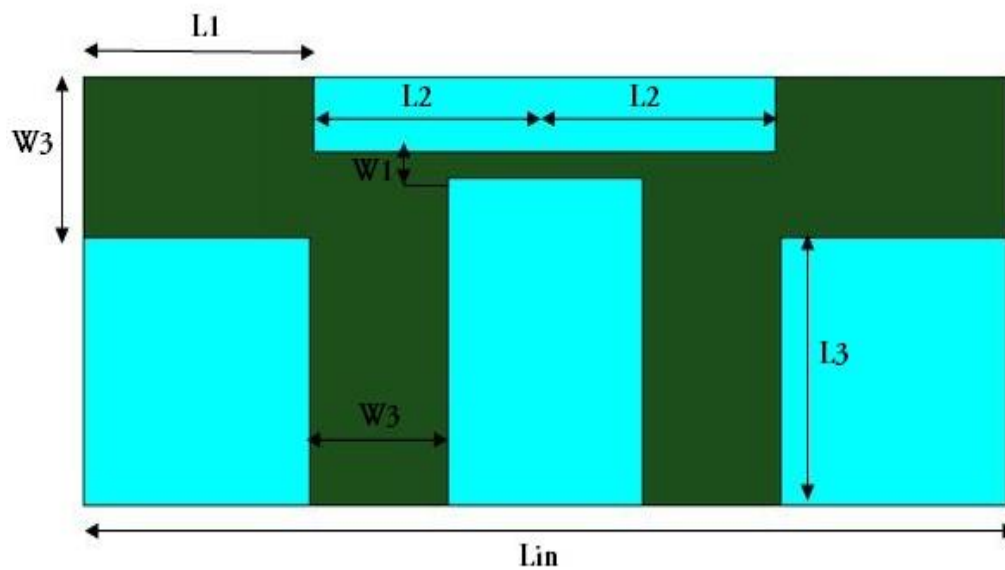


Figure III. 37 : Structure de notre filtre passe bas.

Les dimensions du filtre passe bas sont mentionnées dans le tableau III.11.

L1(mm)	5	W1(mm)	1
L2(mm)	5	W3(mm)	3
L3(mm)	8	Lin(mm)	20

Tableau III. 11: Dimensions du filtre passe bas proposé.

La performance du filtre passe bas est exemplifiée dans la figure III.38.

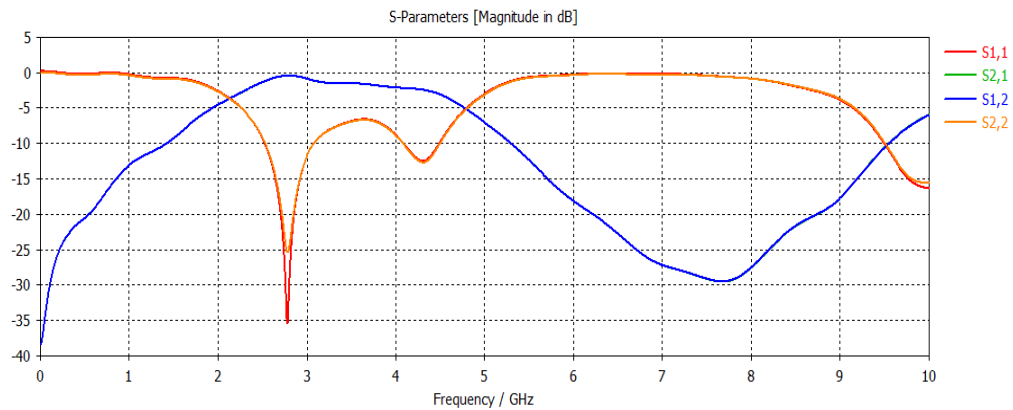


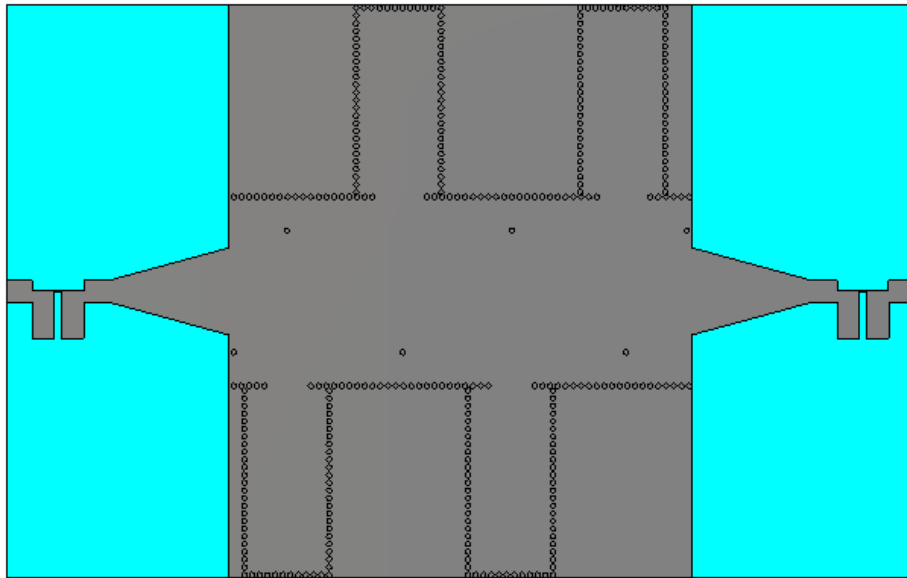
Figure III. 38 : Performance du filtre passe bas.

Nous constatons que la puissance injectée est transmise totalement dans la bande de fréquence désirée à savoir la bande S, d'autre part la puissance réfléchi est nulle, elle atteint -35 dB autour de la fréquence $f=2.8$ GHz. En revanche nous avons une bonne réjection qui atteint -30 dB à la fréquence $f=7.5$ GHz.

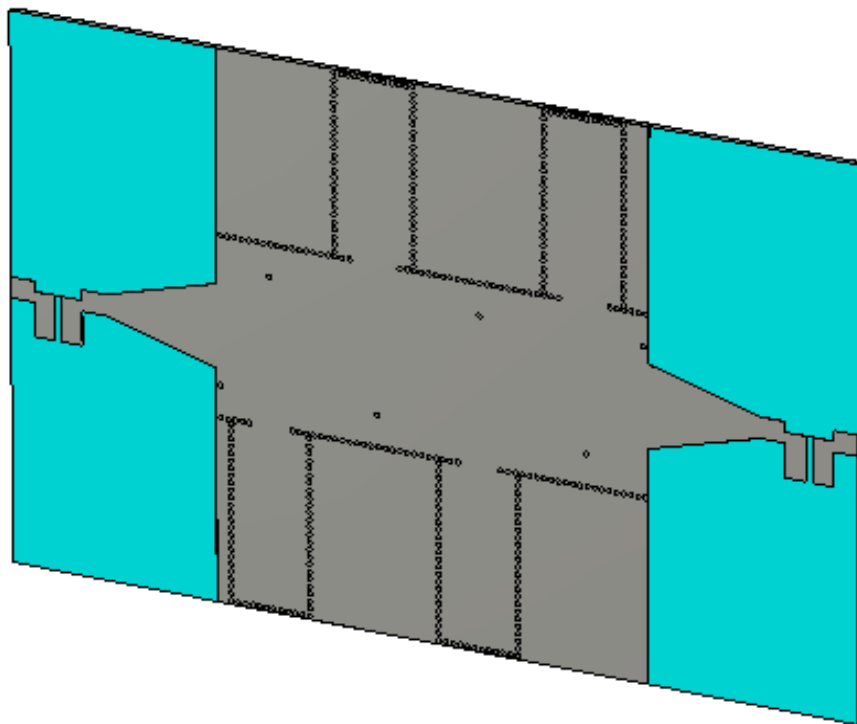
À partir de ces résultats nous pouvons dire que le filtre passe bas obtenu est bien fonctionnel dans la bande S.

À présent, nous allons coller ce filtre passe bas avec notre structure du filtre SIW passe bande à l'entrée du taper micro ruban afin d'améliorer la performance de notre filtre dans la bande fréquentiel désirée.

La structure finale de notre filtre SIW est schématisée dans la figure III.39.



(a)



(b)

Figure III. 39 : Topologie finale du filtre passe bande opérant dans la bande S.

(a) Vue de face. (b) vue en perspective.

La figure III.40 exemplifie la performance du filtre passe bande fonctionnant dans la bande S dans l'intervalle de fréquence entre 0 et 8 GHz.

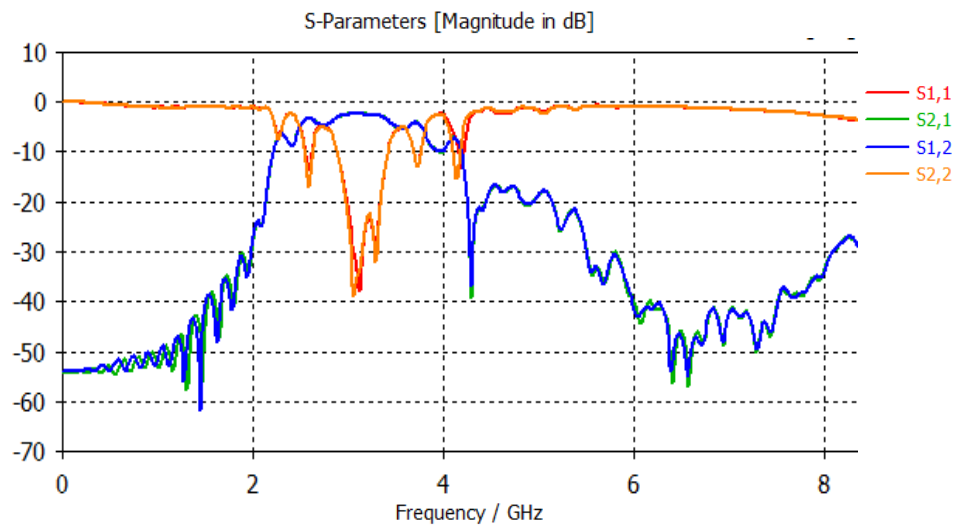


Figure III. 40 : Performance du filtre passe bande SIW opérant dans la bande S.

Nous observons à partir de la figure ci-dessus une bonne transmission qui couvre la bande de fréquence désirée à savoir la bande S avec un coefficient de transmission qui vaut -3 dB, ainsi que la puissance réfléchiée est nulle, elle atteint -40 dB à la fréquence de résonance $f=3$ GHz. En outre, une très bonne réjection qui atteint -40 dB à la fréquence de 4.5 GHz.

À partir de ces résultats nous pouvons dire que notre structure fonctionne autant que filtre dans la bande S et plus précisément dans la bande passante [2.3-3.8 GHz].

La figure III.41 illustre la propagation du champ électrique à différentes fréquences de résonance $f_1=2.7$ GHz, $f_2=3$ GHz, $f_3=3.2$ GHz.

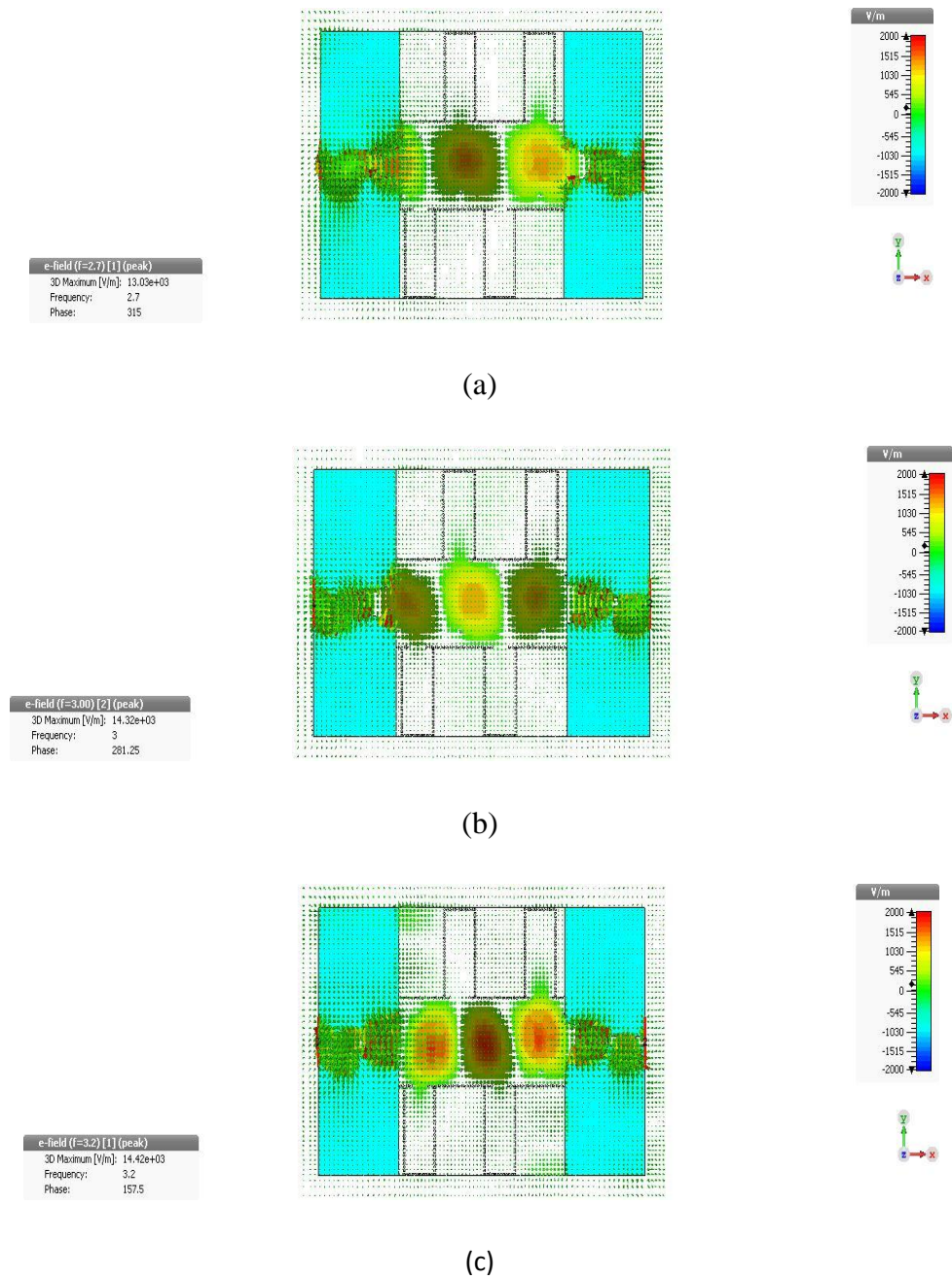


Figure III. 41 : Propagation du champ électrique dans le filtre SIW fonctionnant en bande S :
 (a) : $f_1=2.7$ GHz, (b) : $f_2=3$ GHz, (c) : $f_3=3.2$ GHz.

III.7. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté nos résultats de simulation des filtres originaux permettant le contrôle d'une bande passante effectués à l'aide du logiciel de simulation CST Microwave Studio.

Lors de notre étude nous avons réalisés la conception de quelques topologies de filtres passe-bande pour chaque bande désirée, à savoir C et S à base de la technologie SIW. Ces structures possèdent des résultats convaincants en termes de filtrage pour chaque bande.

Les filtres réalisés pour chaque bande se distinguent en termes de rejection et de largeur de bande.

Conclusion générale

La technologie SIW (Substrate integrated waveguide) a suscité un grand intérêt pour les chercheurs et les industriels qui désirent intégrer les guides d'ondes métalliques aux circuits planaires sans pertes de performances de transmission.

Ainsi, plusieurs difficultés doivent être solutionnées notamment:

- le développement d'une technique fiable permettant la conception de guides d'ondes intégrés au substrat, équivalents aux guides d'ondes métalliques classiques,
- l'adaptation des dispositifs en technologie SIW pour pouvoir les connecter sans contraintes aux lignes de transmission planaires,
- le remplacement de tous les dispositifs en technologie guide d'ondes par des dispositifs plus compacts en technologie SIW.

Dans ce cadre, les travaux menés dans cette thèse sont articulés autour de la conception des **Nouvelles Configurations des filtres à Cavités Résonantes Latérales en bande S et C pour les Applications Spatiales à base de la Technologie SIW.**

Ce travail nous a permis de configurer trois nouvelles topologies des filtres à cavités résonantes fonctionnant en deux bandes de fréquence S et C et de concevoir des techniques de simulation sur le logiciel CST MICROWAVE STUDIO qui consiste à réaliser la simulation de ces filtres avec une approche à la pratique.

Le premier chapitre a permis de proposer la théorie des guides d'ondes classiques et planaires avec les différents types de technologies existantes. Après nous avons détaillés la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW qui a le même principe des guides d'ondes rectangulaires mais elle est plus performante et prometteuse en termes de fiabilité et de coût.

Le deuxième chapitre a été dédié principalement à la présentation de quelques exemples des nouvelles applications qui utilisent la technologie SIW, pour prendre une vision complète sur le fonctionnement de cette technologie.

Enfin le troisième chapitre constitue le cœur du travail réalisé. Il est consacré à la présentation des résultats de simulation, nous avons obtenu de bons résultats d'analyse de ces nouvelles topologies sous CST MICROWAVE, en bonne concordance avec la théorie.

En conclusion, cette expérience a été enrichissante, elle nous a permis d'appliquer les connaissances acquises sur le logiciel CST et d'autre part, elle nous a donné la possibilité d'approfondir nos connaissances sur le fonctionnement des filtres et leurs intérêts. nous pouvons dire que nous avons aboutis a des résultats convaincants pour nos structures ce qui permet dans le futur d'envisager la réalisation de filtres à base de la technologie SIW et ces différents dispositifs peuvent être employés pour les applications de télécommunication.

ANNEXE

I.1. Présentation de l'outil de simulation CST

I.1.1. Description du logiciel de simulation CST Studio Suite

Fondé en 1992, le logiciel de simulation électromagnétique CST STUDIO SUITE est l'aboutissement de nombreuses années de recherche et de développement dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique.

CST Microwave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passives en 3 Dimensions basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (FIT, FiniteIntegrationTechnic). Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3D de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. De plus, contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétique, CST discrétise la forme intégrale des équations de Maxwell plutôt que leurs formes différentielles, et ce qui est l'une de ses caractéristiques clé de ce simulateur.

CST Microwave Studio fait partie de CST DESIGN STUDIO suite, et offre un certain nombre de solveurs différents selon le type d'application et du problème rencontré [39].

I.1.2. Modules de CST

L'outil CST est constitué d'un certain nombre de modules appelés « solveurs ».

a) Un solveur transitoire

Il s'agit d'un module 3D général qui permet d'obtenir des simulations en temps réel, ce qui peut être intéressant pour étudier la propagation du champ dans un composant électronique en fonction du temps.

b) Un solveur fréquentiel

Comme le solveur transitoire, il est constitué d'un solveur général basé sur une méthode fréquentielle. Le type de maillage change selon la structure étudiée.

c) Un solveur intégral

Ce solveur est dédié aux plus grandes structures électriques. Il se fonde sur la méthode des moments avec une formulation intégrale des champs électriques et magnétiques. Afin de réduire la complexité numérique l'approche MLFMM (Multi LevelFastMultipole Method) est utilisée.

d) Un solveur modal

Ce solveur est dédié à la simulation des structures fermées résonantes. Les résultats qui peuvent être obtenus sont par exemple la distribution des modes ainsi que les fréquences de résonance de la structure [41].

CST nous permet donc de décrire nos dispositifs hyperfréquences tel qu'ils sont réalisés en pratique. Dans Microwave Studio, chaque cellule du maillage est cubique. L'outil de résolution temporelle remplace les dérivées partielles $\frac{\partial}{\partial t}$ par des différentielles Δt .

Nous avons choisis ce logiciel car son utilisation est très avantageuse en termes de temps de calcul pour notre simulation.

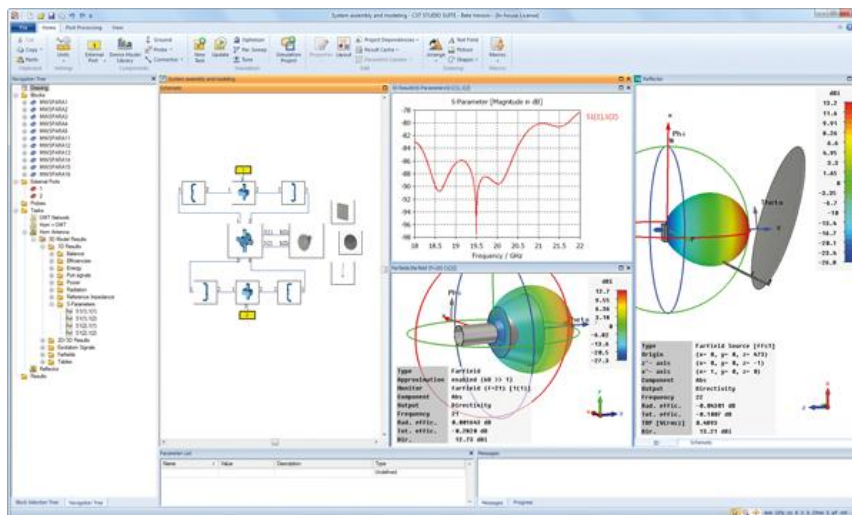


Figure A.1: Illustration de l'interface de l'outil CST.

I.1.3. La méthode FIT utilisée par le logiciel CST

La FIT est utilisée par le logiciel d'analyse électromagnétique 3D Microwave Studio de CST qui présente de nombreuses optimisations de calcul et une interface graphique conviviale, elle est appliquée dans le domaine temporel.

La discrétisation des dérivées temporelles est faite par le schéma leap-frog. L'utilisation ici de la forme intégrale locale permet d'appliquer la technique des PBA (PerfectBoundary Approximation).

Cette technique découpe une cellule élémentaire en deux et assigne à chacune des parties un matériau différent. La frontière entre les deux matériaux peut être une surface de forme quelconque. Pour des structures relativement complexes géométriquement ou contenant des singularités, la technique PBA diminue significativement le nombre de mailles nécessaires. Grâce à cette technique de maillage, Microwave Studio peut prendre par exemple en compte les épaisseurs des feuilles métalliques sans avoir besoin de les mailler directement et ce qui nous fait gagner du temps en termes de calcul.

Comme il a déjà été cité le principe de la technique d'intégration finie FIT repose sur la discrétisation des équations de Maxwell sous leurs formes intégrales :

- $\oint_c E \cdot d\vec{L} = - \iint_s \frac{\partial B}{\partial t} \cdot ds$
- $\oint_c H \cdot d\vec{L} = \iint_s \left(\frac{\partial B}{\partial t} + \vec{j} \right) \cdot ds$
- $\iint_s D \cdot d\vec{s} = \iiint_v p \cdot dv$
- $\iint_s B \cdot d\vec{s} = 0$

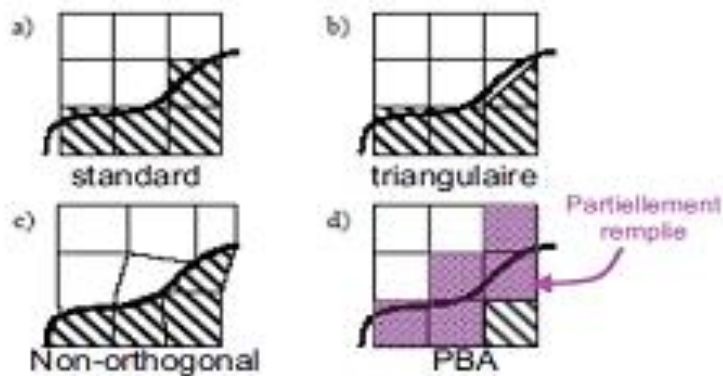


Figure A.2: Différents maillages et approximations.

I.1.4. D'autres méthodes numériques utilisées par CST

En plus de la méthode FIT utilisé par CST ce dernier utilise aussi les méthodes d'analyse numérique suivantes :

- Méthode des différences finies (FEM).
- Méthode des moments (MoM).
- Méthode de domaine de temps de différence finie (FDTD).

- Méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM).

Ces méthodes ne souffrent d'aucune approximation, et s'avèrent être très rigoureuses, puisqu'aucune supposition initiale n'est considérée. En outre, ces méthodes permettent d'étudier des formes très variées, mais font appel à des formulations ou calculs plus complexes et des temps de calcul plus importants.

I.1.5. Les modules d'exécution

Le logiciel CST possède plusieurs modules d'exécution, qu'on va survoler brièvement.

CST EM Studio :



C'est un outil facile à utiliser pour l'analyse et la conception des structures statiques et basses fréquences. Les applications incluent : les actionneurs, les freins EMS, EMC, générateurs, de mesure, moteurs, capteurs et le blindage.

CST Particle Studio :



Particle CST Studio est un outil spécialisé pour la conception rapide et précise. Il inclut l'analyse des canons à électrons 3D et les tubes cathodiques.

CST Mphysics Studio :



Cet outil permet d'analyser les contraintes thermiques et structurales, et des problèmes de mécanique.

CST Design Studio :



C'est une plate-forme universelle pour gérer les processus de conception d'un système complexe. En construisant des sous-systèmes élémentaires, l'utilisateur peut analyser le comportement du système complet en petits segments.

CST PCB Studio :



Cet outil permet l'étude des signaux et la simulation des effets EMC et EMI (Electromagnetic Compatibility/ Electromagnetique Interférence) sur cartes de circuits imprimés.

CST câble Studio :



CST CABLE STUDIO est un outil pour l'analyse des effets dans les systèmes de câble, y compris les fils uniques, paires torsadées ainsi que des faisceaux de câbles complexes.

CST Micro Stripes :



Il analyse les structures de rayonnement d'antennes complexes, et résout les problèmes EMC/EMI.

CST Microwave Studio :



Ce dernier est un outil de simulation 3D spécialisé pour le traitement rapide et précis des problèmes en haute fréquence avec un large champ d'application [41].

I.1.6. La méthode qui décrit la structure

Les méthodes qui décrivent la structure sont :

- Modélisation du diélectrique.

- Modélisation du conducteur interne à l'intérieur de la partie diélectrique.

Après démarrage de l'environnement CST de conception et la création d'un nouveau projet CST Microwave Studio, la sélection du modèle de base doit être le plus proche possible du diélectrique à concevoir.

I.1.7. Etapes à suivre pour une simulation réussie

Voici les étapes nécessaires pour la réussite d'une simulation :

- Définition des unités.
- Définition des matériaux de base.
- Modélisation de la structure.
- Définition de la gamme de fréquence.
- Définition des ports et des conditions aux limites.
- Début de la simulation.

Après avoir défini ces paramètres, la simulation est apte à débiter.

Bibliographie

[1] ISMAIL ALHZZOURY Ahmad , << Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunication >> thèse de doctorat , Université de Toulouse, Mardi 25 Juin 2013.

[2] Document Web adresse :

<https://prezi.com/-k59bq2ohcno/etat-dart-des-structures-siw/>

[3] BENDIABDALLAH Zakaria Amine et BOUDJELAL YassaminaIkram , << Nouvelles Topologies des Filtres Passe-bandes À base de la Technologie SIW Opérant en bandes Ku, C et S Pour des applications satellitaires >> L'UNIVERSITE DE TLEMCEM, FACULTE DE TECHNOLOGIE , Juin 2015.

[4] Chapitre 09 ; propagation d'ondes [Document Web]. Adresse Web:

www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/ch09.pdf

[5] Mr. ABRI MEHADJI « guides d'ondes » cours de master 1 réseaux et systèmes de télécommunications, Université de Abou BekrBelkaid, Tlemcen, 2014-2015.

[6] Document Web adresse :

<http://www.radartutorial.eu/08.transmitters/Magn%C3%A9tron.fr.html>

[7] Document Web adresse :

<http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/electronique-automatique-th13/materiaux-pour-l-electronique-et-dispositifs-associes-42271210/resonateurs-dielectriques-e1920/>

[8] Laribi MEJDI, « conception d'une antenne cornet-SIW a gain variable », université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, avril 2014.

[9] PROPAGATION GUIDÉE DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES. [Document Web]. Adresse Web: http://alainrobichon.free.fr/cours/Physique/Ondes/OEM_guidees.PDF (11 mars 2014).

[10] Mr. ABRI MEHADJI « guides d'ondes » cours de master 1 réseaux et systèmes de télécommunications, Université de Abou BekrBelkaid, Tlemcen, 2014-2015.

[11] Mr. ABRI MEHADJI « guides d'ondes » cours de master 1 réseaux et systèmes de télécommunications, Université de Abou BekrBelkaid, Tlemcen, 2014-2015.

[12] Chapter 8. Guides d'ondes, Resonant Cavités, et des fibres optiques: [Document Web]. Adresse Web: <http://physics.oregonstate.edu/~leeys/.../ph633/EMCh8.pdf>.

[13] BENDIABDALLAH Zakaria Amine et BOUDJELAL YassaminaIkram ,<< Nouvelles Topologies des Filtres Passe-bandes À base de la Technologie SIW Opérant en bandes Ku, C et S Pour des applications satellitaires >> L'UNIVERSITE DE TLEMCEN, FACULTE DE TECHNOLOGIE ,Juin 2015.

[14] Radartutorial Chapitre 2: Types de radar et fréquences (Éditeur: Christian Wolff, Version 3 août 2011)

[15] Laribi MEJDI, « conception d'une antenne cornet-SIW a gain variable »,thèse de doctorat, université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, avril 2014.

[16] Nathan Alexander Smith ,<<Substrate integrated waveguide circuits and systems>> , Department of Electrical & Computer Engineering , McGill University , Montréal, Québec, Canada , May 2010.

[17] Half Mode Waveguide Design Based on SIW Technology, M. A. Rabah, M. Abri

Laboratoire de Télécommunications. Département de Génie Electrique Faculté de Technologie,Université Abou-BekrBelkaïd –Tlemcen.

[18] ISMAIL ALHZZOURY Ahmad ,<< Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunication >> thèse de doctorat , Université de Toulouse, Mardi 25 Juin 2013.

[19] Mme RAHALI née SAKER Bouchra ,<< CONTRIBUTION A LA MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DES STRUCTURES COMPLEXES HYPERFREQUENCES EN TECHNOLOGIE SIW >>thèse de doctorat L'UNIVERSITE DE TLEMCEN, FACULTE DE TECHNOLOGIE , Mai 2013

[20] Document Web adresse :

<https://cel.archives-ouvertes.fr/cel-00156394/file/Chapitre7.pdf>

. J,-S Hong et M.J Lancaster. “microstrip filters for RF/microwave applications” John Wiley and sons, Inc 2001

[21] BENDIABDALLAH Zakaria Amine et BOUDJELAL YassaminaIkram ,<< Nouvelles Topologies des Filtres Passe-bandes À base de la Technologie SIW Opérant en bandes Ku, C et S Pour des applications satellitaires >> L’UNIVERSITE DE TLEMCEN, FACULTE DE TECHNOLOGIE ,Juin 2015

[22] THÈSE En vue de l'obtention du DOCTORAT DE L’UNIVERSITÉ DE TOULOUSE Délivré par l’Université Toulouse III – Paul Sabatier Présentée et soutenue par Alexandre BADEV Le 03 Novembre 2008

Ecole doctorale : Génie électrique, électronique et télécommunications, Toulouse

[23] Document Web adresse :

<https://prezi.com/-k59bq2ohcno/etat-dart-des-structures-siw/>.

[24] Jonathan Garreau <<Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybrideplanaire SIW en technologie LTCC>>, THÈSE / UNIVERSIT... DE BRETAGNE OCCIDENTALE sous le sceau de l’Université Européenne de Bretagne pour obtenir le titre de DOCTEUR DE L’UNIVERSIT... DE BRETAGNE OCCIDENTALE Mention : Electronique, Ecole doctorale Santé, Information Communications, MathématiquesMatière, ED SCMA 373

[25] Document Web adresse :

<http://www.elektronique.fr/cours/filtre/filtres.php>

[26] Benjamin Potelon<<Etude et conception de filtres hyperfréquences hybrides planaires-volumiques >> THÈSE présentée à l’Université de Bretagne Occidentale U.F.R. Sciences et Techniques pour l’obtention du DOCTORAT EN ÉLECTRONIQUE, Soutenue le 6 décembre 2007.

[27] Mémoire présenté en vue d'obtenir le diplôme d'ingénieur C.N.A.M en électronique par BEATRICE ESPANA , soutenu en 2004. Ce mémoire a été préparé au laboratoire d'analyse et d'architecture des systèmes CNRS 7, avenue du colonel Roche 31077 Toulouse cedex4.

[28] G. Hu , C. Liu , L. Yan , K. Huang & W. Menzel "Novel Dual Mode Substrate Integrated Waveguide Band-Pass Filters", Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Taylor & Francis, 28 July 2013

[29] G. Hu , C. Liu , L. Yan , K. Huang & W. Menzel, «Novel Dual Mode Substrate Integrated Waveguide Band-Pass Filters», Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Taylor & Francis, 28 July 2013.

[30]. P.-Y. Qin, C.-H. Liang , B. Wu & T. Su «Novel Dual-Mode Bandpass Filter with Transmission Zeros using Substrate Integrated Waveguide Cavity », Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Taylor & Francis, 14 November 2014.

[31] Rongqiang Li & Guohong Du «A SIW filter with asymmetric frequency response by non-resonating node», Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Taylor & Francis, 22 October 2013.

[32] BENDIABDALLAH Zakaria Amine et BOUDJELAL YassaminaIkram ,«< Nouvelles Topologies des Filtres Passe-bandes À base de la Technologie SIW Opérant en bandes Ku, C et S Pour des applications satellitaires >> L'UNIVERSITE DE TLEMCEN, FACULTE DE TECHNOLOGIE , Juin 2015.

[33] A SIW filter with asymmetric frequency response by non-resonating node
Rongqiang Lia & Guohong Dua, School of Electronic Engineering, Chengdu University of Information Technology, Chengdu , 610225 , China, Published online: 18 Jul 2013.