

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de Technologie



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

Par : KHAL Chahira

BOUABDALLAH Romeïça

Sujet

**Simulation et Optimisation des Filtrés Hyperfréquences Hybrides
Half-Mode SIW**

Soutenu publiquement, le 02 /07 /2019, devant le jury composé de :

Mlle F. Lallam	Maitre de conférences (B)	Univ. Tlemcen	Présidente
Mr M.ABRI	Professeur	Univ. Tlemcen	Encadrant
Mr H. Chaker	Maitre de conférences (A)	Univ. Sidi Bel Abbes	Examineur

Dédicaces

Je dédie ce travail

À

Mes très chers parents,

*Ce travail n'aura jamais pu voir le jour sans vos soutiens
indéfectibles.*

*Aucun mot, aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect et ma
considération pour les sacrifices que vous avez consentis pour mon
instruction et mon bien être.*

*Trouvez en ce travail le fruit de votre dévouement et l'expression de
ma gratitude et mon profond amour.*

À

*Ma sœur Imene, mes frères Abdelkader et Mohammed et mes belles
soeurs Soumia et Hanane à qui je souhaite un avenir très brillant.*

À

*Mes portes bonheur, mon cher neveu Oussama, mes chères nièces
Dounia, Amina et Assinet.*

*Que dieu vous protège et que la réussite soit toujours à ma portée
pour que je puisse vous combler du bonheur.*

*A tous mes amis qui m'ont encouragé, et à qui je souhaite plus du
succès.*

Chahira

Dédicaces

Je dédie ce travail :

Avant tout je tiens à remercier DIEU de m'avoir donné la force et la volonté pour achever ce travail.

A mes parents pour leur soutien et amour je ne peux assez les remercier.

A mon très cher mari pour son soutien.

A mes frères Abdeallah et Elhadi.

A ma belle sœur Ibtissem

A mon neveu Nizar.

A mes beaux parents et mes belles sœurs Amira, Dalila, Razia et nesrine.

Et à tous mes collègues de la promo 2018-2019 M2 système TTL .

C'est à vous tous mes chers que je dédie ce travail.

Roumeïça

Remerciements

Avant tout, nous remercions DIEU tout puissant qui nous a aidé à réaliser notre rêve et de terminer notre chemin jusqu' au bout.

Nos sincères remerciements sont attribués à nos parents pour leurs conseils et tout se qu'ils ont fais pour nous.

Nous tenons à remercier chaleureusement notre encadrant **Mr ABRI Mehadji** Professeur à l'Université de Tlemcen pour son orientation éclairée, et ses aides afin d'élaborer notre projet.

Nous adressons aussi nos vifs remerciements à **Mlle LALLAM Farah** maitre de conférences classe (B) à l'Université de Tlemcen d'avoir accepté de juger ce travail en présidant le jury, ainsi que **Mr CHAKER Hichem** maitre de conférences classe (A) à l'Université de Sidi Bel Abbes ; vous nous avez honoré d'accepter de siéger parmi notre jury de mémoire.

Pour finir, nous remercions tous nos amis pour leurs encouragement et leurs soutient moral, et tous ceux qui ont contribué à la réalisation de cette mémoire.

Résumé

Les systèmes modernes de télécommunication touchent un public de plus en plus large, ce qui induit inexorablement une utilisation intensive de la gamme hyperfréquence. Pour éviter la saturation des services disponibles, les spécifications concernant les systèmes sont de plus en plus exigeantes. Ces contraintes drastiques sont reportées sur les différents éléments et en particulier sur les filtres.

Ce mémoire a été consacré à la simulation et optimisation des filtres hyperfréquences hybrides half-mode SIW opérant en bande C qui s'étale sur [4-8 GHz]. Des résultats performants ont été obtenus en termes de filtrage, d'adaptation et de rejection. Les différentes simulations ont été achevées en employant le simulateur CST Microwave Studio.

Mots clés: SIW, filtres hyperfréquences half-mode, Substrate Integrated Waveguide, filter.

Abstract

Modern telecommunication systems are reaching an increasingly large audience, which inevitably induces an intensive use of the microwave range. To avoid the saturation of the available services, the specifications concerning the systems are more and more demanding. These drastic constraints are reported on the various elements and in particular on the filters.

This thesis was devoted to the simulation and optimization of hybrid microwave filters half-mode SIW operating in C band which spreads on [4-8 GHz]. Successful results were obtained in terms of filtering, adaptation and rejection. The different simulations were completed using the CST Microwave Studio simulator.

Key words: SIW, half-mode microwave filters, Integrated Waveguide Substrate, filter.

ملخص

تصل أنظمة الاتصالات الحديثة إلى جمهور كبير على نحو متزايد ، مما يؤدي حتماً إلى استخدام مكثف لمجموعة الميكروويف. لتجنب تشبع الخدمات المتاحة ، أصبحت المواصفات المتعلقة بالنظم أكثر تطلباً. يتم الإبلاغ عن هذه القيود الشديدة على العناصر المختلفة وعلى وجه الخصوص على المرشحات.

تم تكريس هذه الأطروحة لمحاكاة وتحسين مرشحات الموجات الصغيرة الهجينة التي تعمل بنظام SIW بنصف الوضع والتي تعمل في النطاق C والذي ينتشر على [4-8 GHz]. تم الحصول على نتائج ناجحة من حيث التصفية والتكيف والرفض. تم الانتهاء من عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام محاكاة CST Microwave Studio.

كلمات البحث : SIW ، مرشح الميكروويف نصف الوضع ، الركيزة المتكاملة دليل الموجة ، مرشح.

Liste des abréviations

SIW : Substrate Integrated Waveguide.

ρ : la densité volumique de charge électrique.

ε : Permittivité relative.

μ : Perméabilité magnétique.

ω : La pulsation de l'onde.

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

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

\vec{j} : le vecteur densité de courant.

v_ϕ est la vitesse de phase de l'onde guidée,

TE : Transverse électrique.

TM : Transverse magnétique.

η : est l'impédance d'onde.

Weff : présente la largeur d'un guide équivalent qui modélise la ligne micro-ruban.

K : est la constante de propagation.

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.

λ_c : La longueur d'onde correspond à la fréquence de coupure.

CST : Computer Simulation Technology.

Liste des figures

Figure I. 1 :guide d'ondes rectangulaire.....	Error! Bookmark not defined.
Figure I. 2: structure des champs en mode TE.....	6
Figure I. 3: structure des champs en mode TM.....	7
Figure I. 4: Mode TE ₁₀	8
Figure I. 5: Mode TE ₂₀	9
Figure I. 6: Mode TE ₀₁	9
Figure I. 7: Guide d'onde circulaire.....	10
Figure I. 8: Vue tridimensionnelle d'une ligne micro-ruban.....	11
Figure I. 9: exemples de filtres micro-ruban : filtre à stubs (a), filtre à lignes couplées (b), filtre hairpin (c) [17].....	12
Figure I. 10: Exemple de filtre Dual Behavior Resonators (DBR) [18].....	12
Figure I. 11: Vue tridimensionnelle d'une ligne coplanaire	13
Figure I. 12: Vue tridimensionnelle d'une ligne triplaque.....	13
Figure I. 13: structure multicouche.....	14
Figure I. 14: guide d'onde siw.....	15
Figure I. 15: siw avec ses paramètres.....	15
Figure I. 16: Transition d'un SIW vers un microruban	17
Figure I. 17:Exemples des Composants passifs SIW, a) Coupleur SIW , b) Filtres SIW	19
Figure I. 18: Exemples des circuits actifs SIW, a) oscillateur SIW, b) amplificateur.....	20
Figure I. 19: Antennes SIW de type (a) La structure de l'antenne à profil de type série de Fourier (b) antenne PTSA.....	20
Figure II. 1: Représentation du filtre par un quadripôle.....	25
Figure II. 2: graphe de fluence d'un quadripôle.....	25
Figure II. 3: filtre passe-bas.....	27
Figure II. 4: filtre passe-haut.....	28
Figure II. 5 : filtre passe-bande.....	28
Figure II. 6: filtre coupe-bande.....	28
Figure II. 7: fonction de transfert H.....	29
Figure II. 8: la bande passante à -3 dB.....	30
Figure II. 9: la fréquence centrale.....	30
Figure II. 10: Composants localisés : Inductances : (a) en spirale (b) en méandres Capacités:(a) interdiguée. (b) MIM.....	32
Figure II. 11: Lignes couplées : (a) en série (b) en parallèle.....	33
Figure II. 12: Filtre « hairpin ».....	33
Figure II. 13: Filtres interdigués : (a) Filtre interdigués classique (b) Filtre pseudo-interdigué (c) Accès en circuit ouvert (d) Accès en court-circuit.....	34
Figure II. 14:Filtre à résonateurs en boucle ouverte « open loop ».....	34
Figure II. 15: Schéma d'un filtre à stubs d'ordre 2.....	35
Figure II. 16: Filtre passe bande PSIRR (Periodic Stepped-Impedance Ring Resonator) et les réponses de la simulation EM et de la mesure [17].....	36
Figure II. 17: Paramètres géométriques du filtre passe-bande.(a), Vue de dessus. (b), vue de dessous.....	37
Figure II. 18: Filtre passe-bande avec cellules DGS d'haltères résultats de la simulation fournis par le simulateur CST Microwave Studio [Figure colorée sur wileyonlinelibrary.com].....	38

Figure II. 19: Distribution du champ électrique du filtre passe-bande proposé. (a), couche supérieure. (b), Couche inférieure [Le chiffre de couleur peut être consulté à atwileyonlinelibrary.com].	38
Figure II. 20: Photographie du filtre fabriqué (les mesures sont effectuées dans le laboratoire Laplace, Toulouse, France) [Le chiffre en couleur peut être consulté à l'adresse wileyonlinelibrary.com].	39
Figure II. 21: Résultats de mesure du filtre passe-bande HMSIW en bande C avec cellules DGS d'haltères [Figure en couleur à l'adresse atwileyonlinelibrary.com].	39
Figure II. 22: Disposition du filtre SIW-FOCSRR à 2 étages proposé (11514,4 mm, 1150,7 mm, 1251,7 mm, 1251,7 mm, 1352 mm, c50,2 mm, s50,2 mm, p50,7 mm) et d51,4 mm).	40
Figure II. 23: Photographie des filtres SIW-FOCSRR fabriqués (a) à 1 étage et (b) à 2 étages.	41
Figure II. 24: Réponses en fréquence simulées et mesurées du filtre SIW à une étape proposé.	42
Figure II. 25: Réponses en fréquence simulées et mesurées du filtre SIW-FOCSRR à 2 étages proposé.	42
Figure II. 26: (a) CSRR et son schéma équivalent; (b) SIW avec deux CSRR face à face.	43
Figure II. 27: Disposition du filtre à trois étages.	44
Figure II. 28: Paramètre S du filtre à trois étages.	44
Figure II. 29: Propagation du champ électromagnétique à 22 GHz.	45
Figure III. 1: Structure générale du taper des guides SIW.	48
Figure III. 2: Structure du guide SIW opérant dans la bande S. (a) Vue de face, (b) vue en perspective.	49
Figure III. 3: coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant dans la bande S.	50
Figure III. 4: structure du taper du guide SIW opérant dans la bande S.	51
Figure III. 5: Topologie de la transition du guide d'onde intégré au substrat. (a) vue de face. (b) vue en perspective.	51
Figure III. 6: coefficient de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW.	52
Figure III. 7: Distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=2.9$ GHz.	53
Figure III. 8: Géométrie du HMSIW opérant dans la bande S.(a) vue de face, (b) vue en perspective.	54
Figure III. 9: coefficient de transmission et de réflexion du guide HMSIW opérant en bande S.	55
Figure III. 10: Distribution du champ électrique dans le guide HMSIW.(a) vue de face, (b) vue en perspective.	56
Figure III. 11: Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande C.(a) vue de face, (b) vue en perspective.	57
Figure III. 12: Résultats de simulation du guide SIW fonctionnant dans la bande C.	57
Figure III. 13: structure du taper du guide SIW opérant dans la bande C. La structure finale du guide SIW après transition est illustrée sur la figure III.14.	58
Figure III. 14: Topologie de la transition du guide SIW. (a)vue de face, (b) vue en perspective.	59
Figure III. 15: Coefficients de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW.	59
Figure III. 16: La nouvelle structure du guide SIW après adaptation opérant en bande C.(a) vue de face, (b) vue en perspective.	61
Figure III. 17: résultats de simulation du guide SIW après adaptation opérant en bande C.	61
Figure III. 18: propagation du champ électrique dans le guide d'onde SIW à la fréquence 5.3 GHz.	62
Figure III. 19: Géométrie du HMSIW fonctionnant dans la bande C. (a) vue de face, (b) vue en perspective.	63
Figure III. 20: coefficient de transmission et de réflexion du guide HMSIW.	63
Figure III. 21: Distribution du champ électrique dans le guide HMSIW.	64
Figure III. 22: structure utilisée dans notre guide.	65
Figure III. 23: Topologie du filtre avec un seul dumbell.	66
Figure III. 24: Topologie du filtre avec deux dumbells.	67
Figure III. 25: Résultats de simulation du deuxième filtre DGS-SIW.	67

Figure III. 26: Topologie du filtre avec trois dumbbells.	68
Figure III. 27: Résultats de simulation de troisième filtre DGS-SIW.	68
Figure III. 28: structure du DGS utilisée dans notre guide.....	69
Figure III. 29: structure du premier filtre DGS-SIW.(a) vue de face, (b) vue d'arrière.	70
Figure III. 30: résultats de simulation du premier filtre SIW.	71
Figure III. 31: propagation du champ électrique à $f= 4.65$ GHz.	72
Figure III. 32: structure du deuxième filtre DGS-SIW. (a) vue de face, (b) vue d'arrière.	73
Figure III. 33: résultats de simulation de deuxième filtre SIW.	73
Figure III. 34: distribution du champ électrique à la fréquence 5.429 GHz.	74
Figure III. 35: structure du troisième filtre DGS-SIW. (a)vue de face, (b) vue d'arrière.....	75
Figure III. 36: Résultats de simulation de la topologie du troisième filtre DGS-SIW.	76
Figure III. 37: distribution du champ électrique à la fréquence 4.8 GHz.	76
Figure III. 38: topologie du filtre à 4 dumbbells. (a) vue de face, (b) vue d'arrière.....	77
Figure III. 39: coefficients de transmission et de réflexion du filtre SIW à 4dumbbells.	77
Figure III. 40: distribution du champ électrique à la fréquence 5.289 GHz.	78
Figure III. 41: Topologie du filtre HMSIW. (a) vue de face, (b) vue d'arrière.	79
Figure III. 42: résultats de simulation du filtre HMSIW.	79
Figure III. 43: propagation du champ électrique à la fréquence 6.16 GHz.	80
Figure III. 44: topologie du filtre SIW à 6 dumbbells.(a) vue de face, (b) vue d'arrière.	81
Figure III. 45: résultats de simulation du filtre SIW à 6 dumbbells.	81
Figure III. 46: distribution de champ électrique à la fréquence 5.3GHz.	82
Figure III. 47: structure du filtre HMSIW. (a) vue de face, (b) vue d'arrière.	83
Figure III. 48: coefficients de transmission et de réflexion du filtre HMSIW.	83
Figure III. 49: propagation du champ électrique à la fréquence 5.87 GHz.	84
Figure III. 50: la nouvelle structure du filtre à 6 dumbbells. (a) vue de face, (b) vue d'arrière.	85
Figure III. 51: résultats de simulation de la nouvelle structure.	86
Figure III. 52: propagation du champ électrique à la fréquence 5.1 GHz.	87
Figure III. 53: Nouveau filtre HMSIW. (a) vue de face, (b) vue d'arrière.	88
Figure III. 54: coefficient de transmission du filtre HMSIW.	88
Figure III. 55: distribution du champ à la fréquence 5.16 GHz.....	89

Liste des tableaux

Tableau I. 1: ordre d'apparition des modes TE_{mn} dans un guide d'ondes rectangulaire avec $a > b$	8
Tableau III. 1: Impédances et dimensions des tapers pour chaque guide SIW.	48
Tableau III. 2 : Les dimensions de la nouvelle structure.	60
Tableau III. 3: Les dimensions du dumbell utilisé.	65
Tableau III. 4: Les dimensions du DGS.	69
Tableau III. 5: Nouvelles dimensions utilisées.....	78
Tableau III. 6 : Les nouvelles dimensions utilisées.....	82
Tableau III. 7: Dimensions de la nouvelle structure.....	86
Tableau III. 8: nouvelles dimensions utilisées dans la structure HMSIW.....	87
Tableau III. 9: comparaison des résultats de simulation.	89

Table des matières

Dédicaces.....	I
Remerciement.....	III
Résumé.....	IV
Liste des abréviations.....	V
Listes des figures.....	VI
Liste des tableaux.....	IX
Introduction générale.....	1

Chapitre I: Généralité sur les guides d'ondes intégrés aux substrats

I.1	Introduction.....	2
I.2	La technologie guides d'ondes classiques	2
I.2.1	Définition	2
I.2.2	La technologie volumique	2
I.2.2.1	Les guides d'ondes rectangulaires	2
I.2.2.2	Propagations des ondes dans un guide d'ondes rectangulaire	3
I.2.2.3	Les équations de Maxwell	3
I.2.2.4	Les équations de propagation	4
I.2.2.4.1	Mode transverse électrique TE	4
I.2.2.4.2	Mode transverse magnétique TM	6
I.2.2.5	Fréquence de coupure et les modes fondamentaux	7
I.2.2.6	Les lignes de champ	8
I.2.2.7	Les pertes	10
I.2.2.8	Les guides d'ondes circulaires.....	10
I.3	La technologie planaire.....	11
I.3.1	La technologie micro-ruban	11
I.3.2	La technologie coplanaire	12
I.3.3	Technologie triplaque.....	13
I.4	La technologie SIW	14

I.4.1	Historique	14
I.4.2	Règles de conception.....	15
I.4.3	Transition de guides d'onde - ligne micro-ruban.....	16
I.4.4	Quelques exemples de Composants	19
I.4.4.1	Composants SIW passifs	19
I.4.4.2	Les circuits actifs SIW.....	20
I.4.4.3	Les antennes SIW	20
I.4.5	Application de la technologie SIW	21
I.5	Conclusion	23

Chapitre II: Théorie des filtres

II.1	Introduction.....	24
II.2	Définition	24
II.3	Rôle :.....	24
II.4	Paramètres S du quadripôle :	24
II.5	Les types des filtres :.....	27
II.6	Les caractéristiques d'un filtre passe-bande :	29
II.6.1	Fonction de transfert :	29
II.6.2	La bande passante :	30
II.6.3	La fréquence de coupure :	30
II.6.4	La fréquence de résonance :	30
II.6.5	La fréquence centrale :	30
II.6.6	Facteur de qualité :	31
II.7	Les filtres en technologie planaire	32
II.7.1	Filtres à éléments localisés	32
II.7.1.1	Filtres à résonateurs couplés.....	33
II.7.1.2	Filtres à lignes couplées.....	33
II.7.1.3	Filtres interdigités et pseudo-interdigités	34
II.7.1.4	Filtres à résonateur en boucles ouvertes « open loop »	35
II.7.2	Les filtres à stubs.....	36
II.7.3	Les filtres à structures périodiques.....	36
II.8	Applications des filtres en technologie SIW	37

II.8.1	Filtre passe-bande SIW demi-mode miniaturisé intégrant des cellules DGS d'haltères	37
II.8.1.1	Résultats expérimentaux de la conception du filtre HMSIW passe-bande	39
II.8.2	Filtre de guide d'ondes intégré a substrat miniaturise utilisant des résonateurs a anneau fendu complémentaires fractaux ouverts	40
II.8.2.1	Résultats de simulation et de mesure	41
II.8.3	Filtre de guide d'ondes intégré au substrat de bande K basé sur des métamatériaux pour les systèmes de communication avancés	44
II.8.3.1	Filtre passe-bande avec CSRR	44
II.9	Conclusion	46

Chapitre III: Présentation des résultats de simulation

III.1	Introduction	47
III.2	Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde SIW	47
III.3	Conception de guide d'onde SIW opérant en bande S :	48
III.3.1	Conception du guide d'onde SIW fonctionnant dans la bande S avant adaptation :	48
III.3.2	Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde SIW fonctionnant dans la bande S :	50
III.3.3	Conception du guide half-mode (HMSIW) fonctionnant dans la bande S :	53
III.4	Conception de guide d'onde SIW opérant en bande C	56
III.4.1	Conception du guide d'onde SIW fonctionnant dans la bande C avant adaptation	56
III.4.2	Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde	58
III.4.3	Conception du guide half-mode (HMSIW) fonctionnant dans la bande C	62
III.5	Conception d'un filtre en utilisant la technologie SIW opérant en bande C :	65
III.6	Conception du filtre HMSIW opérant dans la bande C :	75
III.6.1	Conception d'une nouvelle structure du filtre HMSIW opérant dans la bande C : 84	
III.7	Comparaison de résultats de simulation :	89
III.8	Conclusion :	90
	Conclusion générale	91
	Bibliographies	92

Introduction générale

L'expansion des systèmes de télécommunications au cours des dernières années a nécessité le développement d'équipements performants à des prix raisonnables. Ce besoin a affecté les systèmes à toutes les fréquences, y compris les fréquences RF et les hyperfréquences. Certains composants à faible perte, tels que les filtres à guide d'onde, ont donné de bonnes performances, même si leur taille et leur poids sont compromis, certaines applications nécessitant des composants plus légers et plus compacts. La technologie SIW est l'une des approches qui a fourni des solutions de composants hautes performances à une fraction du poids et de la taille des composants de guides d'ondes rectangulaires traditionnels.

Les filtres, déphaseurs, antennes et autres composants peuvent être conçus et construits en SIW plutôt qu'en guide d'onde rectangulaire. Cela permet de réduire à la fois les dimensions globales d'un système de télécommunications et le coût de fabrication de ces composants. Bien que la technologie SIW soit encore relativement nouvelle et ne soit pas considérée comme une technologie mature, elle a été appliquée à différents composants et sous-systèmes par différentes équipes de conception et a montré des performances constantes et stables dans le temps et la température.

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 technique SIW puisqu'elle est la base de ce sujet d'études.

Le deuxième chapitre a été consacré à la présentation de la théorie des filtres en se basant sur les filtres en technologie planaire. Nous avons ensuite présenté quelques exemples d'applications de filtres sur la technique SIW.

Le dernier chapitre est réservé à la conception d'un filtre hyperfréquences hybrides half-mode en technologie SIW dans la bande C [4-8] G. Hz.

Chapitre I :
Généralités sur les guides d'ondes
intégrés aux substrats

I.1 Introduction

Récemment, les chercheurs ont renouvelé l'attention portée aux caractéristiques efficaces des guides d'ondes rectangulaires, notamment un facteur de haute qualité, une capacité de transmission de puissance élevée et de faibles pertes. Cependant, la demande d'intégration avec d'autres circuits planaires a conduit à l'avènement d'une nouvelle technologie appelée guide intégré à sous structure (SIW). La structure de la SIW est une couche diélectrique limitée par des plaques métalliques en haut et en bas. Les parois latérales sont des cylindres métalliques juxtaposés par intermittence et reliés aux conducteurs supérieur et inférieur. Cependant, ils sont relativement volumineux par rapport aux structures à micro-ruban. Afin de réduire davantage la taille des structures SIW, plusieurs configurations modifiées ont été proposées, telles que la crête SIW, le demi-mode SIW.

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser aux théories générales qui concernent les guides d'ondes.

I.2 La technologie guides d'ondes classiques

I.2.1 Définition

Un guide d'onde est une ligne de transmission utilisée pour guider les ondes électromagnétiques et les ondes acoustiques par la réflexion sur les parois internes du guide. Il existe deux grandes technologies qui permettent de réaliser les guides d'ondes : la technologie volumique qui permet de réaliser les guides d'ondes classiques et la technologie planaire.

I.2.2 La technologie volumique

Pour cette technologie, il existe deux types des guides d'ondes qui sont : les guides d'ondes rectangulaires et les guides d'ondes circulaires [1].

I.2.2.1 Les guides d'ondes rectangulaires

Un guide d'onde rectangulaire est un tube métallique conducteur parfait ayant une section rectangulaire qui permet de guider les ondes électromagnétiques.

Un guide d'onde rectangulaire est défini horizontalement (selon X) par la largeur a et verticalement (selon Y) par l'épaisseur b tel que ($a > b$) [2]. Le matériau qui remplit l'intérieur du guide d'onde rectangulaire est un diélectrique caractérisé une permittivité ϵ et une perméabilité μ . L'axe (Z) définit toujours la direction de la propagation [3].

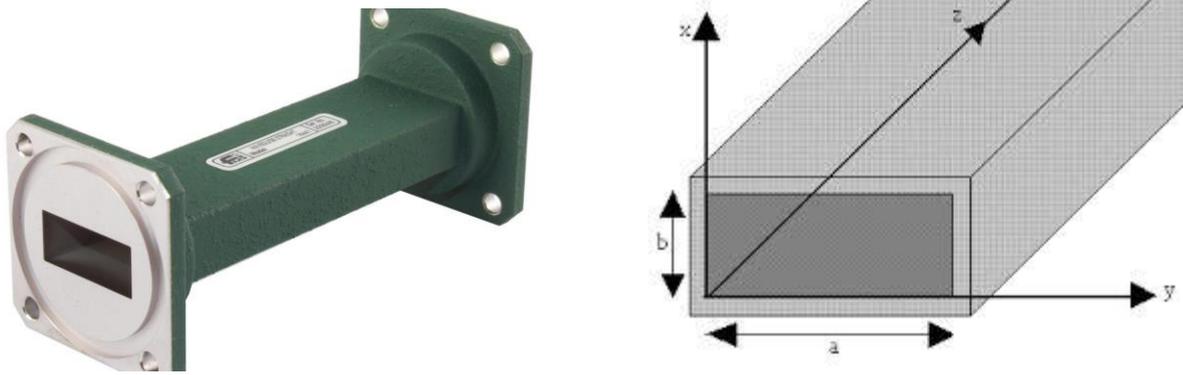


Figure I. 1 : Guide d'ondes rectangulaire.

I.2.2.2 Propagations des ondes dans un guide d'ondes rectangulaire

Les ondes électromagnétiques qui se propagent à l'intérieur du guide peuvent être classifiées en deux modes ; transverse électrique TE et transverse magnétique TM, pour lesquelles le champ électrique et le champ magnétique sont orthogonaux à la direction de propagation [4].

La propagation d'un champ électromagnétique à l'intérieur du guide étant conditionnée par les conditions aux limites suivantes [5] :

- L'onde se propage à l'intérieur du guide 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.

I.2.2.3 Les équations de Maxwell

Les équations de Maxwell modélisent mathématiquement les interactions entre charges électriques, courants électriques, champs électriques et champs magnétiques disent simplement, elles décrivent les phénomènes électriques, magnétiques et lumineux.

Ces équations sont très importantes en physique et tirent leur grande élégance de leur simplicité : justes quatre équations pour décrire l'immense monde de l'électromagnétisme [2]:

$$\text{Equation de Maxwell-Gauss} \quad \text{div}(\vec{E}) = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Equation de Maxwell-Faraday} \quad \text{rot}(\vec{E}) = - \frac{d\vec{b}}{dt} \quad (\text{I.2})$$

$$\text{Equation de Maxwell-Thomson} \quad \text{div}(\vec{B}) = 0 \quad (\text{I.3})$$

$$\text{Equation de Maxwell-Ampère} \quad \text{rot}(\vec{B}) = \mu \left(\vec{j} + \varepsilon \frac{d\vec{E}}{dt} \right) \quad (\text{I.4})$$

On note que:

- ρ : la densité volumique de charge électrique.
- ε : la permittivité diélectrique du matériau.
- μ : la perméabilité magnétique du matériau.
- \vec{E} : le vecteur d'intensité du champ électrique.
- \vec{B} : le vecteur d'intensité du champ magnétique.
- \vec{j} : le vecteur de la densité de courant.

I.2.2.4 Les équations de propagation

Les équations de propagation des champs électriques \vec{E} et magnétiques \vec{H} sont données par [6] :

$$\Delta(\vec{E}) - \varepsilon \frac{d^2(\vec{E})}{dt^2} = \vec{0} \quad (\text{I.5})$$

$$\Delta(\vec{H}) - \varepsilon \frac{d^2(\vec{H})}{dt^2} = \vec{0} \quad (\text{I.6})$$

I.2.2.4.1 Mode transverse électrique TE

Dans le cas d'une onde transverse électrique TE on a :

$$E_z(x, y) = 0 \quad \text{et} \quad H_z \neq 0$$

$$H_z(x, y) \text{ doit satisfaire} \quad \frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + k^2 H_z = 0 \quad \text{Avec} \quad \frac{\partial H_z}{\partial n} = 0$$

k : Est la constante de propagation dans le milieu diélectrique et son expression est la suivante :

$$k = \frac{\omega}{c} \quad (\text{I.7})$$

Où:

ω : est la pulsation de l'onde et elle est donnée par :

$$\omega = 2\pi f \quad (\text{I.8})$$

Et c est la vitesse de la lumière dans l'air: $c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = 3.10^8$ m/s

La solution H_z s'écrit sous la forme :

$$H_z(x, y) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-\alpha z} e^{-j(\omega t - \beta z)} \quad (I.9)$$

$$H_z(x, y) = H_0^* \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.10)$$

$$K_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (I.11)$$

Avec α : est l'atténuation.

a et b sont les dimensions du guide.

À partir de ces relations on peut déduire toutes les composantes des modes TE existant dans le guide d'ondes rectangulaire c'est-à-dire les modes TE_{mn} avec m et n des entiers positifs traduisant le nombre d'extremums du champ électromagnétique respectivement dans les directions x et y . Les expressions du champ électromagnétique de ces modes sont les suivantes [1] :

$$E_x(x, y) = H_z^* \frac{j\omega\epsilon}{k^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.12)$$

$$E_y(x, y) = -H_0^* \frac{j\omega\epsilon}{k^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.13)$$

$$E_z = 0 \quad (I.14)$$

$$H_x(x, y) = H_0^* \frac{y}{k^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.15)$$

$$H_y(x, y) = H_0^* \frac{y}{k^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.16)$$

$$H_z(x, y) = H_z^* \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.17)$$

La relation de dispersion qui relie les trois paramètres K_c , K et β_g s'exprime comme suit :

$$K_c^2 = K^2 - \beta_g^2 \quad (I.18)$$

Avec: K_c est la constante de propagation à la fréquence de coupure.

β_g est la constante de propagation longitudinale, elle est donnée par :

$$\beta_g = \sqrt{(k^2 - (\frac{m}{a})^2 + (\frac{n}{b})^2)} = \frac{\omega}{v_\phi} \tag{I.19}$$

On note que :

v_ϕ est la vitesse de phase de l'onde guidée, elle s'écrit comme suit :

$$v_\phi = \frac{c}{\sqrt{1 - (\frac{\omega c, mn}{\omega})^2}} \tag{I.20}$$

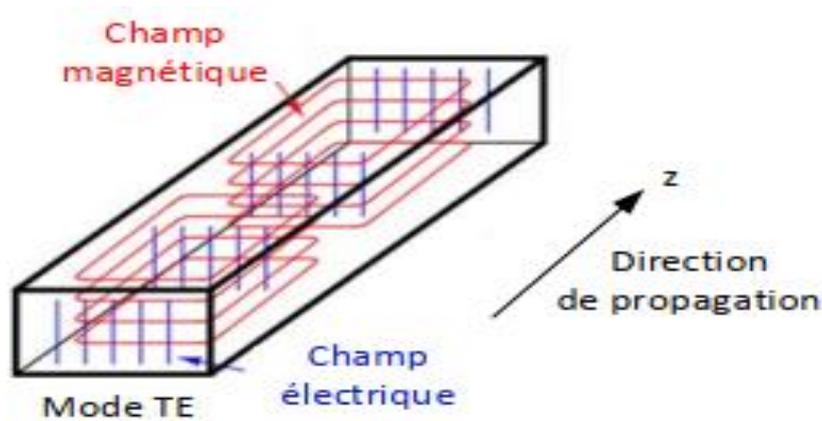


Figure I. 2: Structure des champs en mode TE.

I.2.2.4.2 Mode transverse magnétique TM

Une onde transverse magnétique est caractérisée par $H_z = 0$ et $E_z = 0$

$E_z(x, y)$ doit satisfaire : $\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + k^2 E_z = 0$ avec $E_z = 0$ sur les parois du guide.

Les expressions de différentes composantes des champs de l'onde s'écrivent [1] :

$$E_z(x, y) = E_0^* \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.21}$$

$$E_x(x, y) = -E_0^* \frac{\gamma}{k^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.22}$$

$$E_y(x, y) = -E_0^* \frac{\gamma}{k^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.23}$$

$$H_x(x, y) = E_0^* \frac{j\omega\epsilon}{k^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.24}$$

$$H_y(x, y) = -E_0^* \frac{j\omega\epsilon m\pi}{k^2 a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.25)$$

$$H_z = 0 \quad (I.26)$$

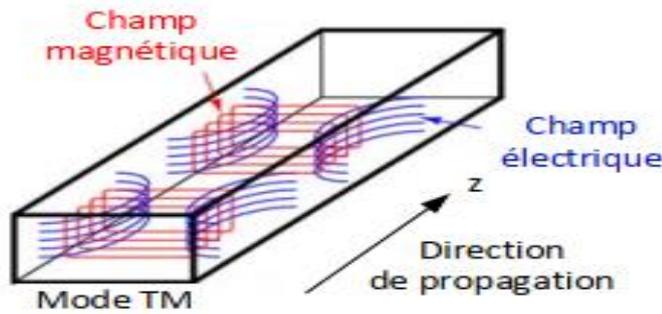


Figure I. 3: Structure des champs en mode TM.

I.2.2.5 Fréquence de coupure et les modes fondamentaux

La fréquence de coupure est une fréquence en dessous de laquelle les modes TE et TM ne se propagent pas. Cette fréquence dépend du milieu diélectrique du guide ainsi que les dimensions du guide (a, b) [7]. Elle est donnée par la relation suivante :

$$f_{c\,m,n} = \frac{c}{2\sqrt{\mu r \epsilon r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (I.27)$$

On appelle un mode fondamental le mode ayant une fréquence de coupure la plus basse.

Si $a > b$ le mode fondamental d'un guide d'onde rectangulaire vide est le TE_{10} ce mode correspond à la fréquence de coupure suivante : $f_{c10} = \frac{c}{2a}$

L'obtention du classement des modes TE_{mn} (tableau I.1) est faite en calculant des fréquences de coupure $f_{c, mn}$:

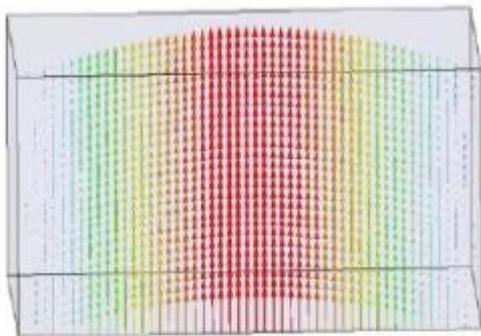
Modes	Fréquences de coupure
TE ₁₀	$\frac{c}{2a}$
TE ₀₁	$\frac{c}{2b}$
TE ₁₁	$\frac{c\sqrt{a^2 + b^2}}{2ab}$
TE ₂₀	$\frac{c}{a}$
TE ₀₂	$\frac{c}{b}$

Tableau I. 1: Ordre d'apparition des modes TE_mn dans un guide d'ondes rectangulaire avec a>b.

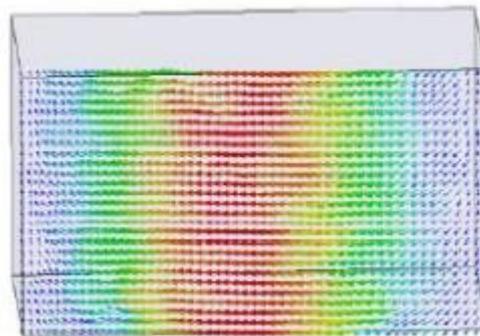
On note que, dans le cas du mode TM_mn, le mode fondamental est le mode TM₁₁ car les modes TM₀₀, TM₀₁ et TM₁₀ n'existent pas [1].

I.2.2.6 Les lignes de champ

Les lignes de champ permettent de visualiser la variation et la distribution du champ électromagnétique dans le guide d'onde. Les figures ci-dessous traduisent la cartographie du champ électromagnétique des premiers modes du guide d'ondes rectangulaire vide WR75 qui sont caractérisés par les dimensions (a=18.35 mm, b=9.175 mm) [8].

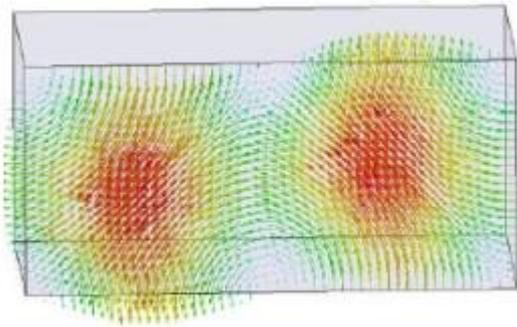


Lignes de champ électrique \vec{E}

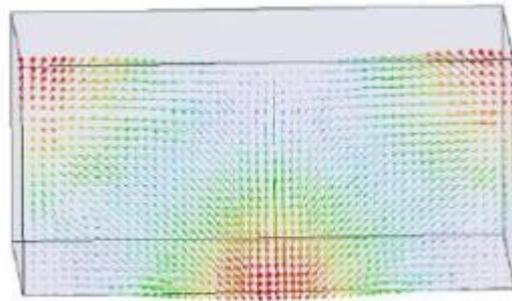


Lignes de champ magnétique \vec{H}

Figure I. 4: Mode TE₁₀.

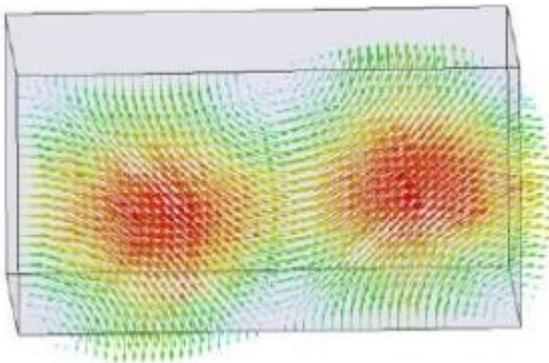


Lignes de champ électrique \vec{E}

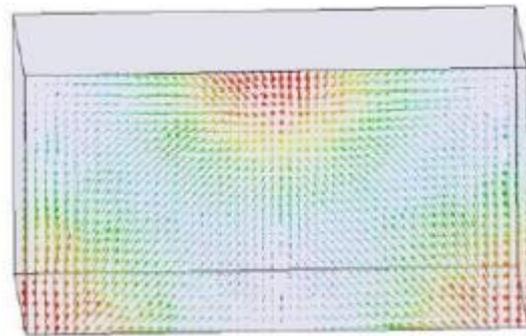


Lignes de champ magnétique \vec{H}

Figure I. 5: Mode TE₂₀.



Lignes de champ électrique \vec{E}



Lignes de champ magnétique \vec{H}

Figure I. 6: Mode TE₀₁.

I.2.2.7 Les pertes

Il existe plusieurs types d'atténuation dans le guide d'onde, parmi ces types on cite :

- Les pertes du diélectrique
- Les pertes du conducteur.

Ces deux types de pertes dépendent des matériaux utilisés et de la qualité du conducteur

- Les pertes par rayonnement.
- Les pertes par ondes de surface.

Ces deux types de pertes dépendent de la qualité de la structure [9].

I.2.2.8 Les guides d'ondes circulaires

Un guide d'onde circulaire est un tube métallique cylindrique de section circulaire de rayon a comme le montre la figure.

Les guides d'ondes circulaires sont utilisés pour guider deux signaux polarisés orthogonalement dans le même guide.



Figure I. 7: Guide d'onde circulaire.

I.3 La technologie planaire

Les technologies planaires sont complémentaires des technologies volumiques. Là où ces dernières peignent à cause de leur encombrement et poids trop important, ou à cause de leur mauvaise connectivité, les technologies planaires répondent favorablement à ces critères. Elles sont par ailleurs adaptées aux productions de masse, et donc à la réduction des coûts. Ces qualités ont un prix qui se paye par des coefficients de qualité bien plus faible (de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines), et des puissances admissibles limitées au Watt.

Le principe est basé sur l'utilisation d'un substrat diélectrique sous forme de plaques, métallisé sur l'une ou les deux faces. Plusieurs conceptions sont alors possibles, comme par exemple le micro-ruban, le coplanaires ou les triplaques [10].

I.3.1 La technologie micro-ruban

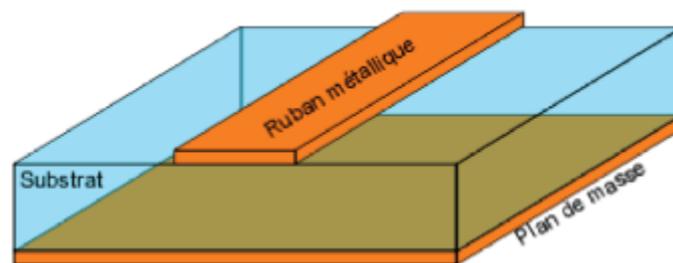


Figure I. 8: Vue tridimensionnelle d'une ligne micro-ruban.

La technologie micro-ruban consiste en un ruban métallique réalisé sur l'une des faces du substrat, et un plan de masse sur l'autre face, comme le montre la figure I.8. Les variations de formes (longueur et largeur) données à ce ruban et leur agencement, permettent de réaliser des fonctions de filtrage. Cette technologie est probablement la plus utilisée aujourd'hui, c'est pourquoi de nombreux ouvrages la décrivent en détail, ainsi que les différentes topologies utilisées pour la réalisation de filtre [11].

Nous pouvons par exemple citer les filtres à stubs, les filtres à lignes couplées et les filtres hairpin, illustrés par la figure I.9 ou les filtres Dual behavior Resonators (DBR) [12], développés au sein du Lab-STICC à l'université de Bretagne occidentale Brest, dont la figure I.10 montre un exemple. Le

micro-ruban, toutes topologies confondues, est largement répandu dans le domaine spatial. La maîtrise de sa conception et de sa réalisation, et ce qui a des coûts beaucoup plus bas que pour les technologies volumiques, ainsi que sa bonne connectivité et son faible encombrement en font un candidat idéal pour être inclus dans des modules de réception de charge utile de satellite, sur des substrats appropriés.

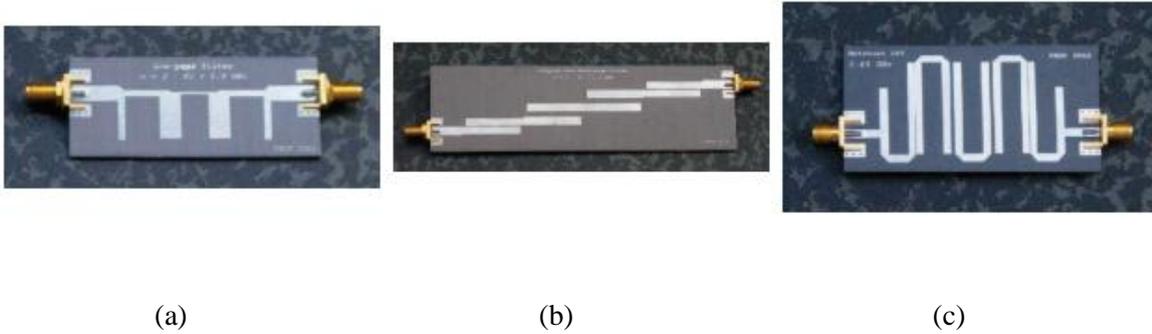


Figure I. 9: Exemples de filtres micro-ruban : filtre à stubs (a), filtre à lignes couplées (b), filtre hairpin (c) [13].

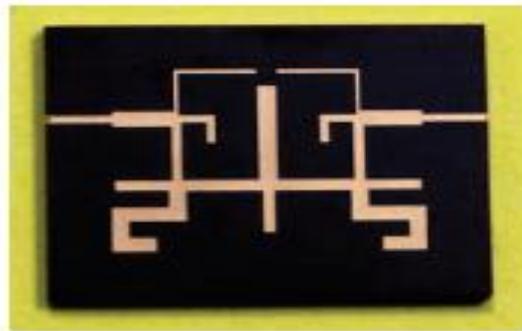


Figure I. 10: Exemple de filtre Dual Behavior Resonators (DBR) [14].

I.3.2 La technologie coplanaire

La technologie coplanaire se matérialise par une métallisation sur une seule face du substrat. La ligne est alors matérialisée par deux fentes gravées dans le métal, comme le montre la figure I.11. Cette technologie a pour avantage de réduire encore les coûts de fabrication puisque tout est réalisé sur une seule face. On s'affranchit ainsi des perçages et des dépôts métalliques supplémentaires. Cependant, le fait d'avoir trois conducteurs en parallèle rend la propagation possible selon deux modes fondamentaux.

Le premier qui est celui recherché est le mode Quasi-TEM, et le second, parasite, est le mode TE. Ce dernier apparaît notamment avec la présence de discontinuités. La solution pour s'affranchir du mode TE consiste à mettre au même potentiel les deux plans métalliques extérieurs à la ligne, et ce, régulièrement tout au long de la ligne. Mais en pratique, cela reste difficile et coûteux à réaliser. Pour cette raison, le coplanaire reste peu utilisé.

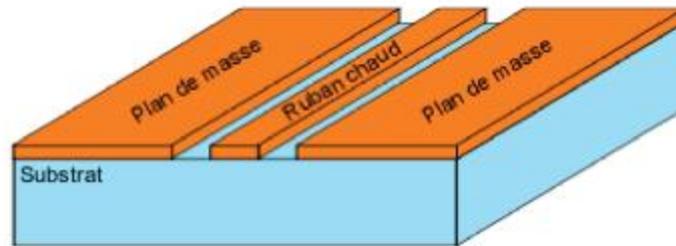


Figure I. 11: Vue tridimensionnelle d'une ligne coplanaire.

I.3.3 Technologie triplaque

La technologie triplaque revient à noyer un ruban métallique dans un substrat, dont les deux faces ont été métallisées. Nous retrouvons donc, comme pour le coplanaire, trois conducteurs en parallèle, avec deux modes de propagation possible. Mais contrairement au coplanaire, le mode parasite peut être facilement éliminé en ajoutant des Vias métallisés tout au long de la ligne, pour relier les deux faces métallisées et les maintenir au même potentiel électrique. De plus, le fait de noyer la ligne dans le substrat permet de réduire considérablement les dimensions grâce à la permittivité relative plus élevée.

Par ailleurs, la métallisation des deux faces protège des pertes par rayonnement. Les inconvénients du triplaque sont d'avoir des coûts de réalisation plus élevés que les autres techniques planaires, et l'ajout de composants localisés est plus difficile à réaliser.

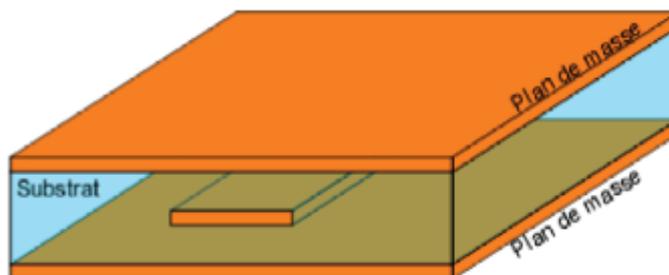


Figure I. 12: Vue tridimensionnelle d'une ligne triplaque.

I.4 La technologie SIW

I.4.1 Historique

La mise en œuvre de structures de guides d'ondes planaires a été proposée depuis le début des années 90. En 1994, l'invention japonaise a été introduite, de sorte qu'un nouveau guide d'ondes diélectrique chargé a été proposé sous la forme de deux rangées de vias métalliques dans le substrat diélectrique [15]. En 1995, un brevet américain propose un guide d'ondes avec un processus LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics), également appelé structure diélectrique multicouche [16] comme représenté sur la figure (I.13).

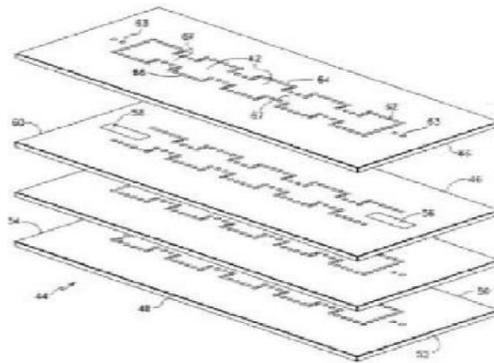


Figure I. 13: Structure multicouche.

Depuis le début des années 2000, l'intérêt pour la technologie SIW et l'intégration des composants est intensivement menée par l'équipe dirigée par le professeur Ke Wu au Centre de recherche Polygrammes. L'excitation par ligne microruban comme transition vers une topologie SIW a fait l'objet d'un rapport [17] en 2001, cette excitation est devenue, la référence des excitations de circuits SIW.

I.4.2 Règles de conception

le principe du siw (Substrate Integrated Waveguide) est donc de réaliser un guide d'onde volumique dans un substrat de technologie planaire. Les métallisations supérieure et inférieure du substrat sont utilisées comme des parois (plaques métalliques) de la structure de guide d'onde. 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.14)

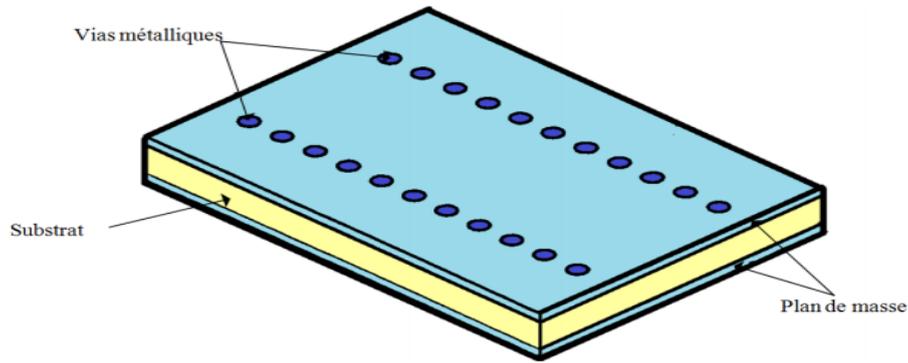


Figure I. 14: Guide d'onde siw.

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 et W_{siw} est la largeur efficace comme représenté dans la figure(I.15).

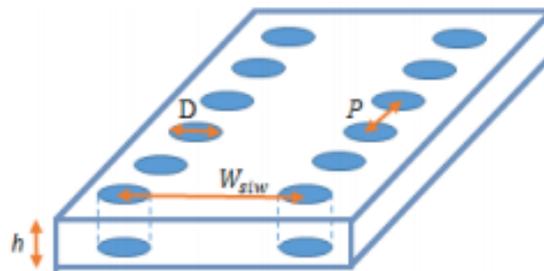


Figure I. 15: Siw avec ses paramètres.

Les règles de conception sont :

$$D < \frac{\lambda_g}{5} \text{ et } b \leq 2 D \tag{I.28}$$

Avec λ_g : est la longueur d'onde du guide

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \tag{I.29}$$

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.

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

$$W_{SIW} = a_d + \frac{D^2}{0.95p} \quad (I.30)$$

Cette Eq (I.30) n'est valide que dans le cas où l'écartement p entre deux vias est inférieur à la largeur W_{SIW} , et que $h < 4d$ (h est la hauteur de la cavité).

L'équation (I.31) apporte une amélioration, elle est aussi empirique de calcul de la largeur effective a_d d'un guide d'onde SIW [4]. Pour cette Eq (3), les conditions sont: $p/d < 3$ et

$$d/W_{siw} < 1/5.$$

$$W_{SIW} = a_d + 1.08 \frac{D^2}{p} - 0.1 \frac{D^2}{a_d} \quad (I.31)$$

I.4.3 Transition de guides d'onde - ligne micro-ruban

Une fois le SIW fabriqué, on doit le tester. Il faut donc obligatoirement avoir une transition vers une ligne de transmission qui est reliée à un analyseur de réseau. La ligne micro-ruban est une des lignes de transmission les plus utilisées dans la conception de systèmes micro-ondes.

La transition micro-ruban est utilisée pour exciter le guide d'onde et pour adapter l'impédance au SIW. Cette transition est connectée au milieu de la largeur du SIW, puisque le champ électrique du mode dominant présente une intensité maximale en ce lieu.

Une transition du SIW vers une ligne micro-ruban a été proposée par Deslandes [18]. La topologie de la structure est donnée dans la figure (I.16).

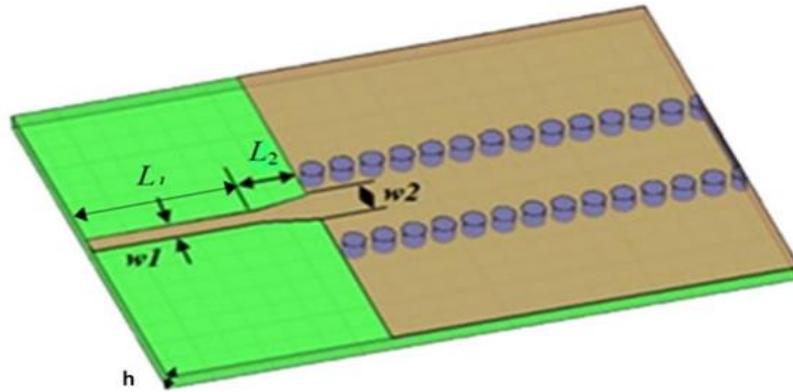


Figure I. 16: Transition d'un SIW vers un micro-ruban.

Cette transition contient trois principaux paramètres, soit la largeur initiale W_1 , la largeur finale W_2 ainsi que la longueur L_2 de la ligne profilée. La largeur initiale de la ligne micro-ruban W_1 doit être calculée pour obtenir l'impédance caractéristique désirée. Cette largeur est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω . D'après [19], on calcule le ratio W_1/h par la formule suivante :

$$\frac{W_1}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{pour } \frac{W_2}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{pour } \frac{W_2}{h} > 2 \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

Ou :

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad \text{Et} \quad B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Avec: z_0 : est l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban.

ϵ_r : est la permittivité relative du substrat.

h: est l'épaisseur du substrat.

Après le calcul de rapport W_1/h , et puisqu'on a la valeur de h on peut déduire la valeur de W_1 .

Selon [20] on peut calculer la valeur de W_2 tout en égalant les deux parties de droite des équations suivantes:

$$\frac{1}{W_{eff}} = \begin{cases} \frac{60}{\eta h} \ln \left(\frac{8h}{W_2} + \frac{W_2}{4h} \right) & \text{si } \frac{W_2}{h} \leq 1 \\ \left(\frac{Z_0}{\eta h} \left(\frac{W_2}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_2}{h} + 1.44 \right) \right) \right)^{-1} & \text{si } \frac{W_2}{h} > 1 \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

$$\frac{1}{W_{eff}} = \frac{4.38}{W_{eq}} e^{\frac{-0.627 \varepsilon_r}{\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W_2}}} \right)}} \quad (\text{I.34})$$

Avec :

η : est l'impédance d'onde.

W_{eff} : présente la largeur d'un guide équivalent qui modélise la ligne micro-ruban.

Dans [21] l'auteur a défini un algorithme pour obtenir la longueur L_2 ; mais on peut utiliser une méthode plus simple. Dans cette dernière, la détermination de la longueur L_2 est définie par le calcul de la largeur médiane entre la ligne micro-ruban et la fin de la transition :

$$W_{milieu} = (W_1 + W_2)/2 \quad (\text{I.35})$$

Ensuite on détermine la longueur d'onde pour cette largeur et on fixe la longueur à un quart de longueur d'onde. Pour cela il faut calculer constant diélectrique effectif correspond à cette largeur de ligne micro-ruban :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W_1}}}}{\quad} \quad (\text{I.36})$$

Il faut calculer par la suite le λ_c avec l'équation suivante:

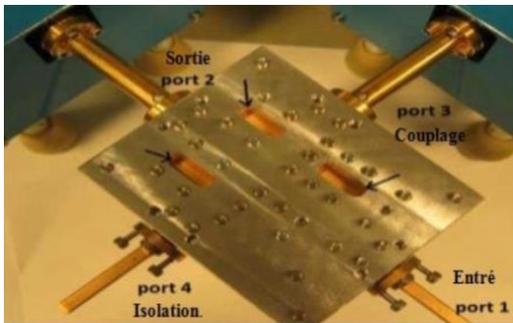
$$\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_e}} \quad (\text{I.37})$$

Finalement, ce tronçon quart d'onde peut aussi être optimisé avec un logiciel à onde complète afin de minimiser les pertes de retour.

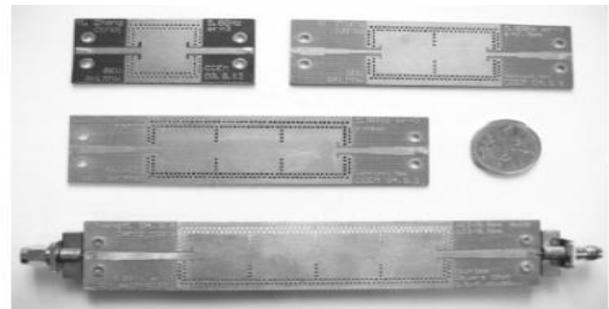
I.4.4 Quelques exemples de Composants

I.4.4.1 Composants SIW passifs

En ce qui concerne les circuits passifs, la plupart des composantes hyperfréquences classiques ont été mis en œuvre dans la technologie SIW. Cette solution permet généralement d'obtenir des composants dont la taille est sensiblement réduite par rapport aux composants classiques de guides d'ondes; de plus, leurs pertes sont inférieures à celles des dispositifs à micro-ruban correspondants, en particulier dans la gamme de fréquences des ondes millimétriques, et il n'y a aucun problème de rayonnement et d'emballage. Quelques exemples sont reportés sur les Figures (I.17).



(a)



(b)

Figure I. 17:Exemples des Composants passifs SIW,
(a)Coupleur SIW, (b) Filtres SIW.

I.4.4.2 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 telle 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.

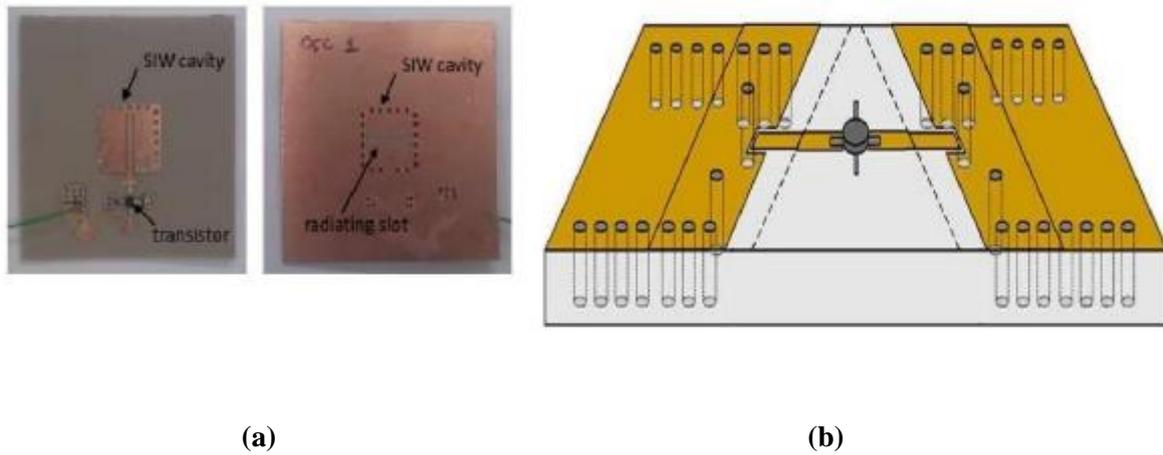


Figure I. 18: Exemples des circuits actifs SIW, a) oscillateur SIW, b) amplificateur.

I.4.4.3 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.

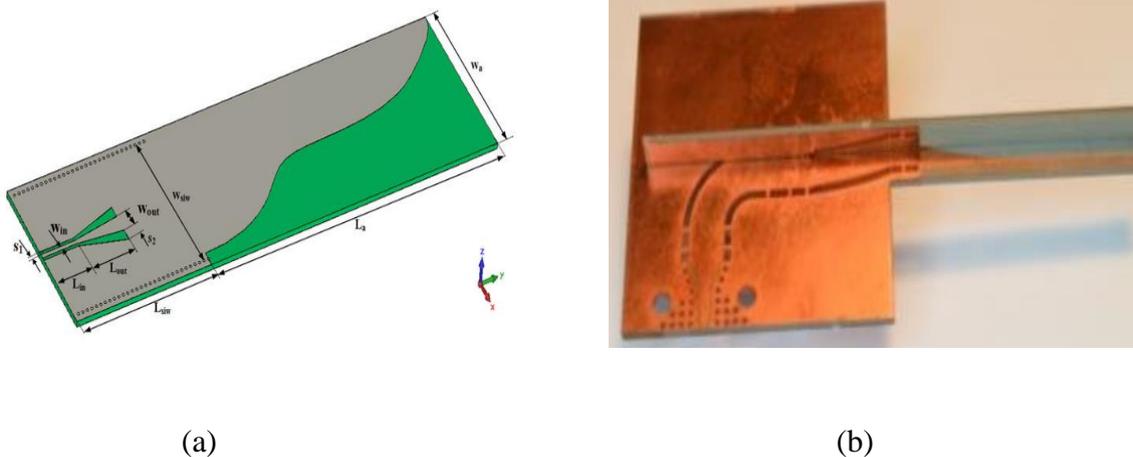


Figure I. 19: Antennes SIW de type (a) La structure de l'antenne à profil de type série de Fourier (b) antenne PTSA.

I.4.5 Application de la technologie SIW

Le filtre proposé est un filtre passe-bande large utilisant des fentes croisées et des CSRRR en bande X. La moitié de la bande passante de puissance de 2 GHz est obtenue avec des zéros de

transmission des deux côtés. La perte d'insertion dans toute la bande est meilleure que -1 dB. Un retard du groupe plat est observé dans toute la bande passante [22].

Le filtre proposé est fabriqué sur un substrat Rogers RT / Duroid 5880 avec une permittivité relative de 2.2, une tangente de perte de 0.0009 et une épaisseur de 0.79 mm. La fabrication est réalisée à l'aide d'un processus de PCB standard. La taille du filtre est 20*25 mm². La photographie de la structure fabriquée est montrée aux figures (II.20) (a) et (b). Les paramètres S simulés et mesurés de la structure sont montrés à la figure(II.21). La bande passante à 3 db commençant de 7.4 GHz à 9.4 GHz avec transmission Des zéros de gauche et de droite de la bande passante à 7.3 GHz et 9.6 GHz respectivement peut être observée à partir des caractéristiques d'insertion et de perte de retour. Les caractéristiques du retard du groupe sont illustrées à la figure(II.22). Un retard du groupe plat peut être observé dans les réponses simulées et mesurées.

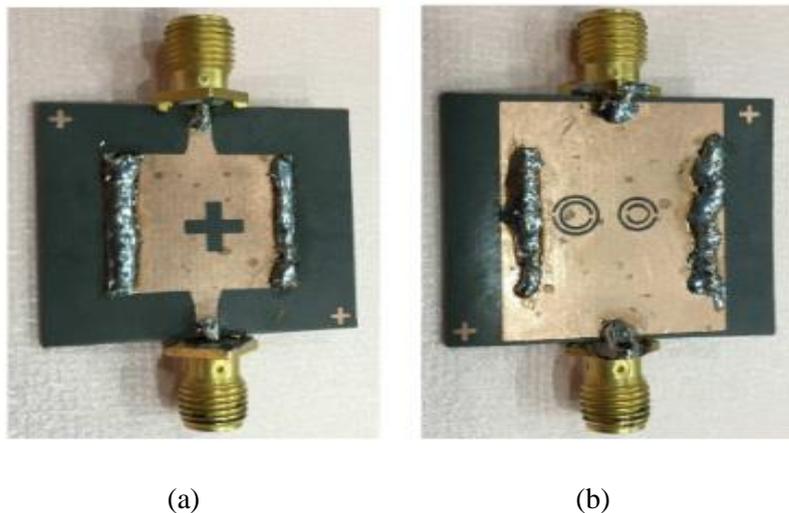


Figure II.20:Photo de la structure fabriquée (a) Dessus (b) Dessous[22]

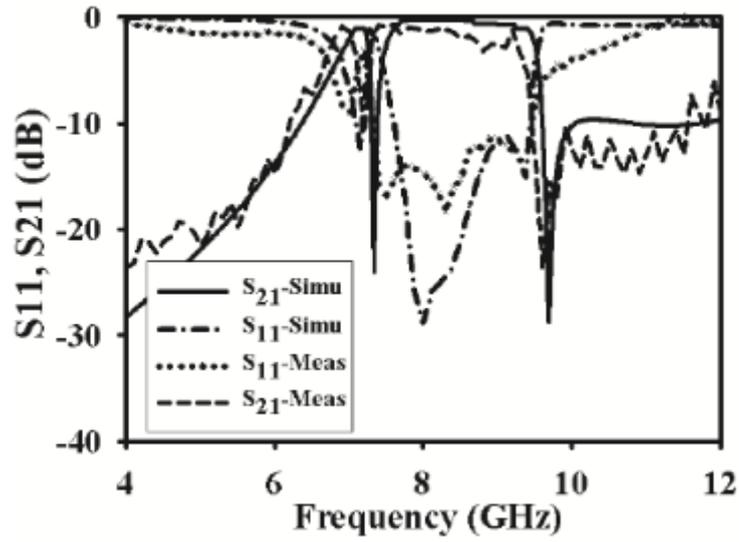


Figure II.21: pertes d'insertion et de puissance réfléchie[22].

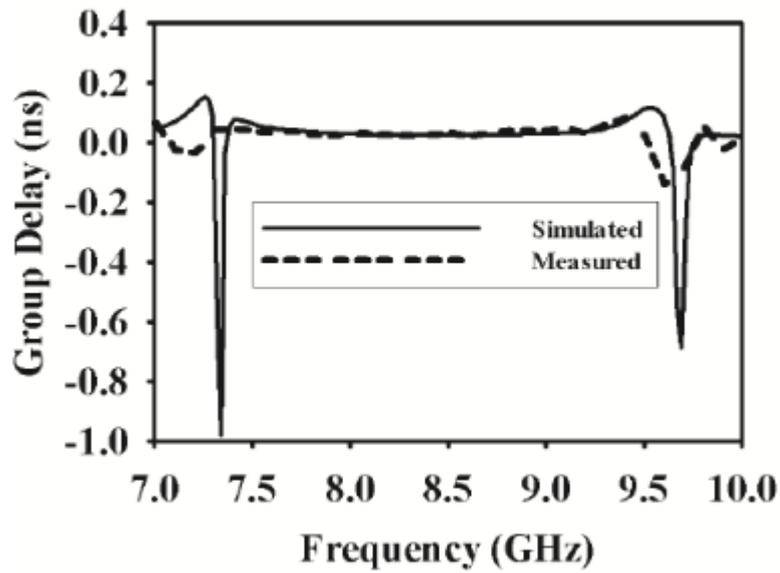


Figure II.22: Caractéristiques du retard de groupe[22].

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons introduit quelques notions sur les guides d'ondes avec les différents types de technologies existantes, c'est-à-dire les guides d'ondes classiques; la technologie planaire et la technologie SIW.

La technologie SIW s'est développée principalement parce qu'elle montre plusieurs avantages tels qu'un faible coût de production, un bon facteur de qualité et une facilité d'intégration aux circuits de télécommunications.

Le chapitre suivant sera entièrement consacré à l'étude des filtres.

Chapitre II:

Théorie des filtres

II.1 Introduction

Les filtres hyperfréquences sont des éléments-clés dans de nombreux systèmes de communication. En fonction du système considéré et de la position du filtre dans le système, leur conception doit satisfaire à des spécifications électriques et à des contraintes de coût, de poids et d'encombrements particuliers.

Dans ce chapitre, nous décrivons, tout d'abord, quelques notions des filtres

.Dans la deuxième partie, nous présentons les technologies de filtres intégrés dans les récepteurs placés en entrée de la charge utile télécom.

Dans la troisième partie, nous nous focalisons sur l'application récente des filtres SIW.

II.2 Définition

Un filtre est un circuit électronique, caractérisé par une fonction de transfert, qui réalise une opération de traitement du signal. Il se base sur le couplage entre plusieurs cellules résonantes qui forment finalement un certain gabarit en matière de pertes, de transmission et de réflexion [23]. Il élimine des composantes parasites appelées bandes atténuées et laisse passer les composantes utiles appelées bandes passantes.

II.3 Rôle

Le rôle d'un filtre s'agit d'éliminer certaines fréquences perturbatrices indésirables appelées aussi bruit et de laisser passer qu'une bande passante désirable et particulière.

Le bruit peut provenir de sources diverses : il peut être externe, apporté par le canal, ou interne, apporté par les éléments passifs et actifs constitutifs du système lui-même. Le rapport signal sur bruit qui désigne la qualité d'une transmission d'informations et qui définit ce rapport de la puissance du signal utile sur celle du bruit, est donc un paramètre essentiel dans les systèmes. De plus, la séparation des parasites des signaux utiles est nécessaire car les signaux émis et reçus sont parasites les uns par rapport aux autres [24].

II.4 Paramètres S du quadripôle

Un filtre peut être représenté par un quadripôle passif (pas de source auxiliaire de puissance électrique) décrit sur la figure II-1.

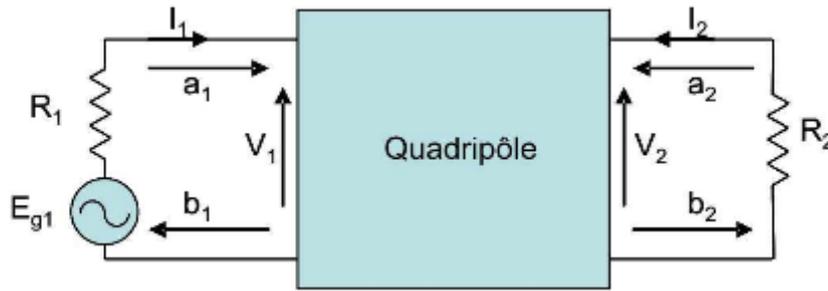


Figure II. 1: Représentation du filtre par un quadripôle.

Le fonctionnement électrique du quadripôle est caractérisé par :

- V_1, V_2 : ce sont les tensions d'entrée et de sortie du quadripôle
- I_1, I_2 : ce sont les courants d'entrée et de la sortie du quadripôle

Dans le domaine des hyperfréquences, un quadripôle est généralement défini par ses paramètres S (Scattering paramètres : paramètres de répartition) qui permettent de définir complètement les caractéristiques d'un multi-pôle linéaire ne comportant pas de sources d'énergie internes et en particulier d'un quadripôle linéaire passif tel qu'un filtre (passif). Le graphe de fluence des paramètres S est représenté sur la figure II-2.

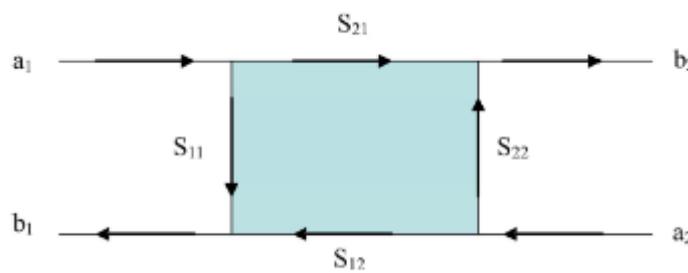


Figure II. 2: Graphe de fluence d'un quadripôle.

Les ondes sortantes b_i sont liées aux ondes entrantes a_i par :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = [s] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

- Le coefficient S_{12} représente le coefficient de transmission à l'entrée lorsque la sortie est adaptée.

- Le coefficient S_{21} représente le coefficient de transmission à la sortie lorsque l'entrée est adaptée.
- Le coefficient S_{11} représente le coefficient de réflexion à l'entrée lorsque la sortie est adaptée.
- Le coefficient S_{22} représente le coefficient de réflexion à la sortie lorsque l'entrée est adaptée.

Un quadripôle est dit linéaire lorsqu'il est constitué uniquement de dipôles et éléments linéaires. On peut ainsi définir différents paramètres comme suit [25] [26] :

La puissance disponible du générateur P_A :

$$P_A = \frac{|E_{g1}|^2}{8R_1} \quad (\text{II.2})$$

La puissance réfléchiée en entrée P_1 :

$$P_1 = \frac{|V_1|^2}{2R_1} \quad (\text{II.3})$$

La puissance délivrée à la charge P_2 :

$$P_2 = \frac{|V_2|^2}{2R_2} \quad (\text{II.4})$$

V_1 , V_2 , E_{g1} sont respectivement les tensions en entrée et en sortie du quadripôle et la tension délivrée par le générateur.

Les pertes d'insertions sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_2} = \frac{1}{4 \frac{|V_2|^2 R_1}{|E_{g1}|^2 R_2}} = \frac{1}{|H(j\omega)|^2} P_2 = \frac{|V_1|^2}{2R_1} \quad (\text{II.5})$$

Avec ω est la pulsation du signal.

Si R_1 et R_2 sont les résistances de référence pour le calcul des paramètres [S] (en général $R_1=R_2=50\Omega$), alors on a :

$$\frac{P_A}{P_2} = \frac{1}{|H(j\omega)|^2} = \frac{1}{|S_{21}(j\omega)|^2} \quad (\text{II.6})$$

Les pertes par réflexion sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_1} = \frac{1}{4 \frac{|V_1|^2}{|E_{g1}|^2}} = \frac{1}{|T(j\omega)|^2} = \frac{1}{|S_{11}(j\omega)|^2} \quad (\text{II.7})$$

$H(j\omega)$ et $T(j\omega)$ sont respectivement la fonction de transfert et la fonction de réflexion du quadripôle. Lorsque le quadripôle est purement réactif (puissance dissipée dans le quadripôle P_L nulle), on a [27] :

$$|H(j\omega)|^2 + |T(j\omega)|^2 = |S_{21}(j\omega)|^2 + |S_{11}(j\omega)|^2 = 1 \quad (\text{II.8})$$

II.5 Les types des filtres

On peut classer les filtres en quatre catégories :

- ❖ **Filtre passe-bas** : est un filtre qui laisse passer des signaux qui ont une fréquence inférieure à une certaine fréquence appelée fréquence de coupure f_c , et il atténue les signaux qui ont une fréquence supérieure à la fréquence de coupure (Figure II-3).

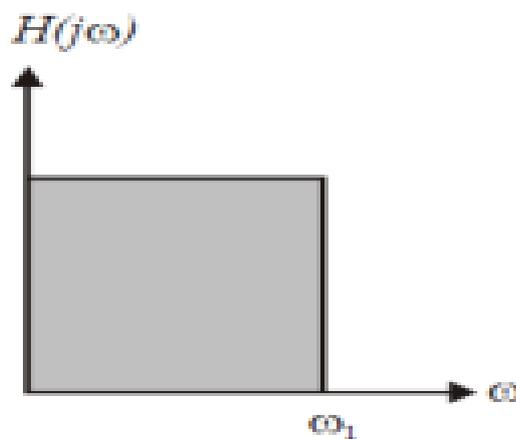


Figure II. 3: Filtre passe-bas.

- ❖ **Filtre passe-haut** : contrairement au filtre passe-bas, le filtre passe-haut est un filtre qui laisse passer les signaux qui ont une fréquence supérieure à la fréquence de coupure f_c , et atténue les basses fréquences (Figure II.4).

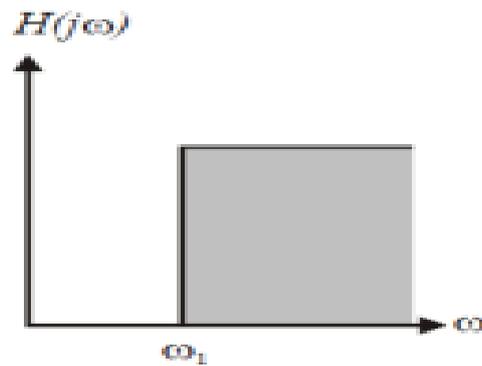


Figure II. 4: Filtre passe-haut.

- ❖ **Filtre passe-bande** : est un filtre qui laisse passer qu'une bande de fréquences comprise entre une fréquence de coupure basse f_{c1} et une fréquence de coupure haute f_{c2} , donc le filtre passe-bande est un filtre qui est combiné d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut figure (II.5).

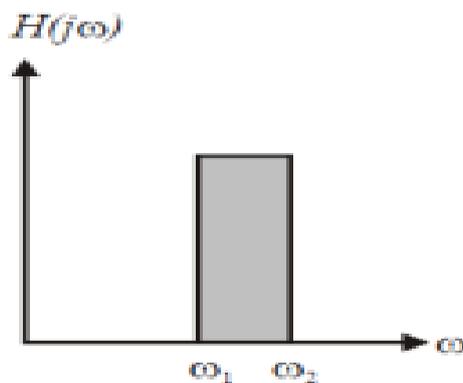


Figure II. 5 : Filtre passe-bande.

- ❖ **Filtre coupe-bande**: est un filtre qui empêche le passage d'une bande de fréquences et laisse passer les autres fréquences (Figure II.6).

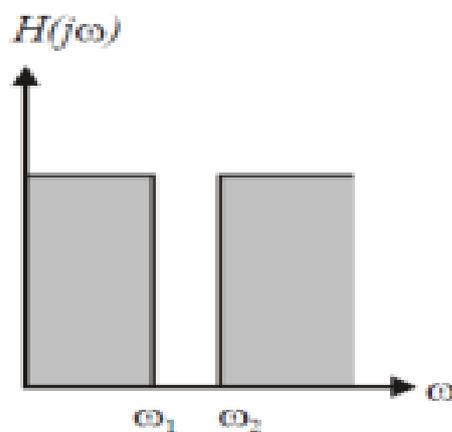


Figure II. 6: Filtre coupe-bande.

II.6 Les caractéristiques d'un filtre passe-bande

Un filtre passe bande peut être caractérisé par :

II.6.1 Fonction de transfert

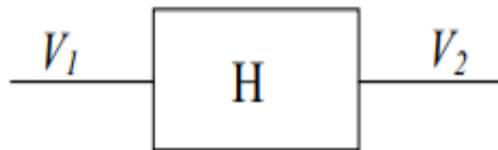


Figure II. 7: Fonction de transfert H.

L'étude fréquentielle de la fonction de transfert entre l'entrée V_1 et la sortie V_2 du filtre définit le comportement de ce dernier.

$$H(p) = \frac{V_1(p)}{V_2(p)} \quad (\text{II.9})$$

Avec $p = j\omega$.

II.6.2 La bande passante

La bande passante d'un filtre passe bande est l'intervalle de fréquences $[f_L, f_H]$ tel que le gain du signal soit au plus à 3 décibels (dB) en dessous du gain maximum Figure(II-8).

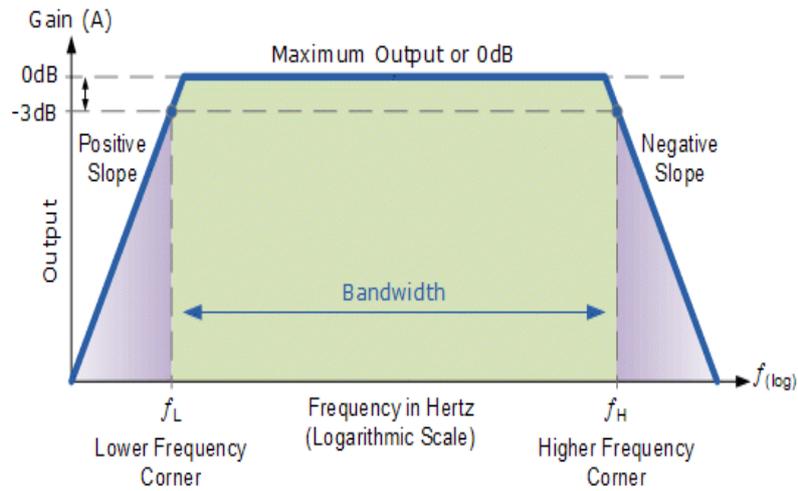


Figure II. 8: La bande passante à -3 dB.

II.6.3 La fréquence de coupure

C'est la fréquence limite de fonctionnement utile du filtre, la bande passante est définie par les fréquences de coupures basse et haute.

II.6.4 La fréquence de résonance

C'est la fréquence pour laquelle le fonctionnement du filtre sera parfait, c'est-à-dire le niveau des pertes est minimal.

II.6.5 La fréquence centrale

La fréquence centrale d'un filtre est une mesure d'une fréquence centrale comprise entre les fréquences de coupure supérieure et inférieure f_1 et f_2 Figure (II-9).

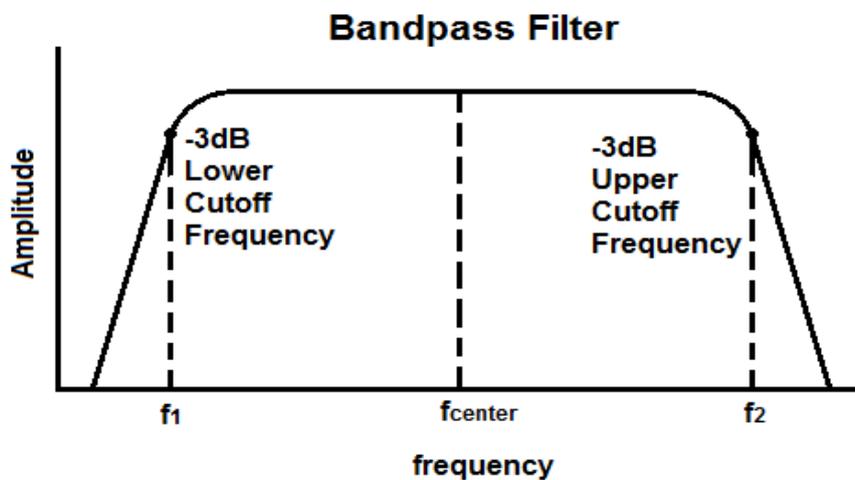


Figure II. 9: La fréquence centrale.

II.6.6 Facteur de qualité

Un filtre est généralement composé de plusieurs résonateurs, ces derniers peuvent être soit identiques soit très similaires. La qualité d'un filtre dépend donc de la qualité de ses résonateurs.

Il n'existe pas de coefficient de qualité dans le cas d'un filtre, c'est donc le coefficient de qualité des résonateurs qui le composent qui peut témoigner de la qualité d'un filtre. On peut distinguer plusieurs coefficients de qualité : le coefficient de qualité en charge Q_{ch} , le coefficient de qualité externe Q_{ext} et le coefficient de qualité propre du résonateur Q_{pr} . Ces grandeurs sont sans unité.

Le coefficient de qualité en charge représente la sélectivité d'un résonateur chargé et se mesure à sa fréquence de résonance comme suit [28] :

$$Q_{ch} = \frac{F_0}{F_2 - F_1} \quad (\text{II.10})$$

Où:

les fréquences F_1 et F_2 correspondent à la bande passante prise à -3dB et F_0 est la fréquence de résonance.

II.7 Les filtres en technologie planaire

II.7.1 Filtres à éléments localisés

On peut considérer un élément comme étant localisé lorsque ses dimensions physiques sont très inférieures à la longueur d'onde, de l'ordre de 1/20ème au moins. Les filtres à éléments localisés présentent évidemment l'intérêt de pouvoir réaliser des circuits compacts, simples : « baluns » traditionnels [29], coupleurs [30] et filtres [31]-[32], ou plus complexes : diplexeurs [33] et filtres équilibrés [34]-[35], essentiels pour les applications télécommunications en particulier (téléphonie mobile, Bluetooth, Wireless Fidelity « Wifi », Wireless Local Area Network « WLAN » ...).

La réalisation des filtres à éléments localisés fait appel à des inductances et des capacités qui peuvent avoir respectivement la forme d'une ligne en spirale (Figure II.10 (a)), de méandres (Figure II.10 (b)), de capacités interdiguées (Figure II.10 (c)) et une capacité «MIM» figure II.10 (d)).

Bien que les filtres localisés présentent un encombrement réduit, leur faible facteur de qualité et le manque de précision dans leur modélisation (la dispersion lors du processus de fabrication) sont leurs principaux inconvénients au-delà de quelques GHz. Quelques réalisations intéressantes sont néanmoins à considérer. Ainsi par exemple, des filtres Tchebychev ont été réalisés en utilisant des éléments semi-localisés [36]. Ces pertes peuvent par ailleurs être compensées par des montages amplificateurs dans le cas de filtre actif mais peuvent être critique pour le filtrage passif.

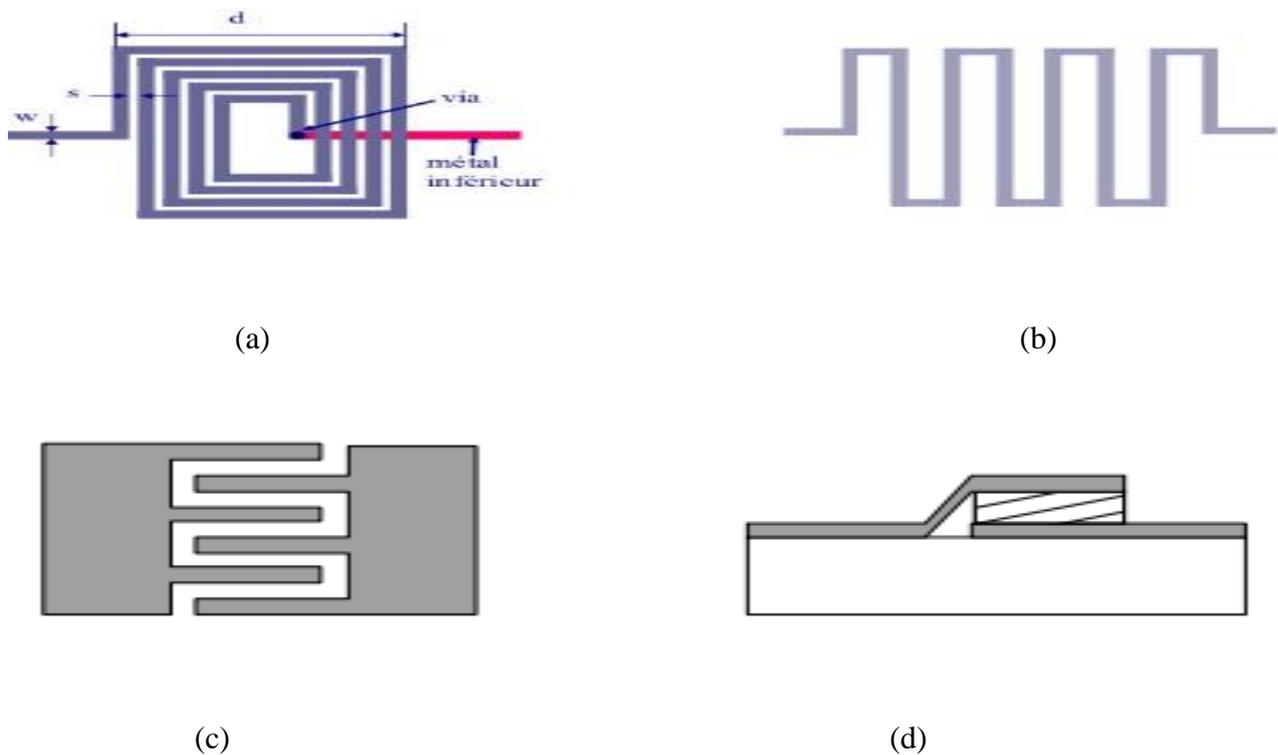


Figure II. 10: Composants localisés : Inductances : (a) en spirale (b) en méandres Capacités:(a) interdigitée. (b) MIM.

II.7.1.1 Filtres à résonateurs couplés

II.7.1.2 Filtres à lignes couplées

Les topologies de filtrage à lignes de propagation couplées les plus connues sont la topologie à couplage capacitif ou couplage en série (couplage bout à bout présenté sur la figure II.11(a)) et la topologie à couplage distribué présentée sur la figure II.11(b). Le couplage distribué peut être plus important que le couplage capacitif, et permet ainsi d'obtenir des bandes passantes plus larges. Par ailleurs il permet de réduire la longueur du filtre de moitié par rapport à un filtre à

couplage capacitif. Avec ce type de filtres, les premières remontées parasites apparaissent à la fréquence triple de la fréquence centrale. La synthèse de ces filtres a été introduite par Cohn ([37], [38]). Elle n'est applicable que pour des filtres à bandes passantes relatives inférieures à 30%, car au-delà des couplages nécessaires induisent des gaps difficilement réalisables d'un point de vue technologique.

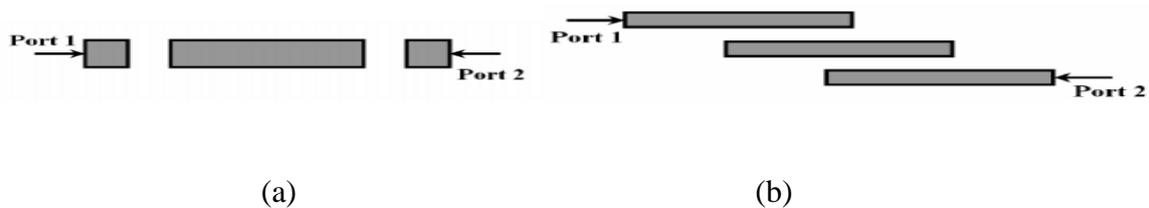


Figure II. 11: Lignes couplées : (a) en série (b) en parallèle.

Dans le but de miniaturisation, Cristal et Fränkel ont replié le résonateur en forme de « U ». Ces résonateurs, connus sous le nom de « Hairpin » [39] sont présentés sur la Figure II.12. Plusieurs variantes de résonateurs Hairpin miniaturisés ont été proposées. Citons le résonateur chargé par une capacité CMS [40] ou interdigités [41].

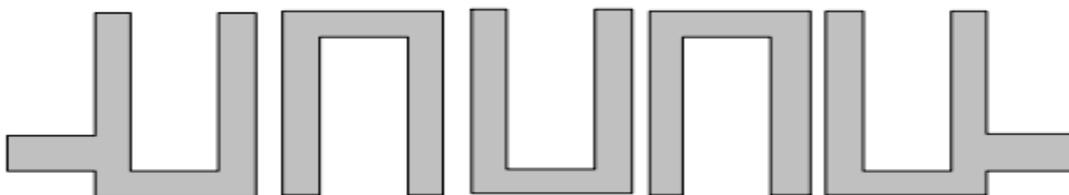


Figure II. 12: Filtre « hairpin ».

II.7.1.3 Filtres interdigités et pseudo-interdigités

Les filtres interdigités sont constitués de lignes de propagation parallèles disposées transversalement et connectés à la masse de manière alternative (Figure II.13). Chacune des lignes possède une extrémité reliée à un plan de masse et l'autre extrémité non connectée (Figure II.13(a)). Les résonateurs ont la même longueur ($l=\lambda g/4$). Concernant

la configuration des accès, deux possibilités se présentent : dans la première (Figure II.13 (b)), les accès sont en circuit ouvert et ils sont pris en compte dans le nombre de résonateurs, ce qui n'est pas le cas de la deuxième configuration (Figure II.13(c)) où les accès sont court-circuités. La deuxième topologie (Figure II.13(c) et (d)) est préférée dans le cas des filtres dont la bande passante relative est supérieure à 30%. Les filtres interdignés présentent l'avantage d'être compacts et faciles à fabriquer. Les gaps relativement importants entre les résonateurs rendent la structure peu sensible aux tolérances de fabrication. Cependant ils présentent de faibles facteurs de qualité (facteurs de qualité non chargés inférieurs à 55), entraînant des pertes d'insertion importantes pour les applications de filtrage bande étroite.

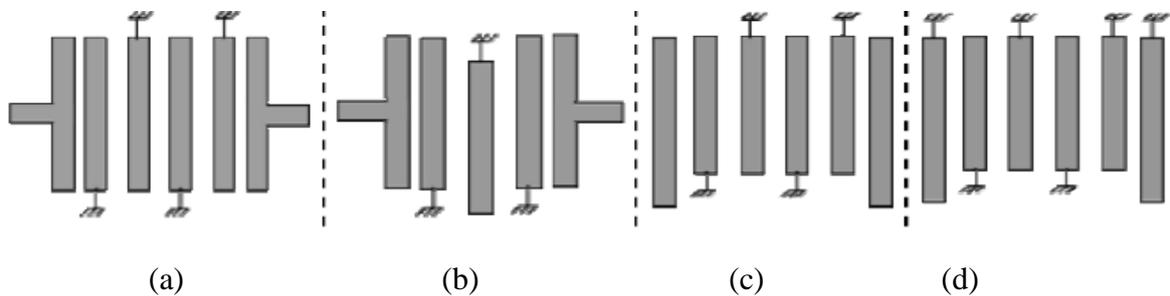


Figure II. 13: Filtres interdignés : (a) Filtre interdignés classique (b) Filtre pseudo-interdigné (c) Accès en circuit ouvert (d) Accès en court-circuit.

II.7.1.4 Filtres à résonateur en boucles ouvertes « open loop »

Les filtres à résonateurs en boucle ouverte « open loop » ont été rendus populaires par les nombreuses études menées par Hong et Lancaster, synthétisées dans un excellent ouvrage sur les filtres planaires [42]. La Figure (II.14) montre quelques exemples de boucles ouvertes utilisées.

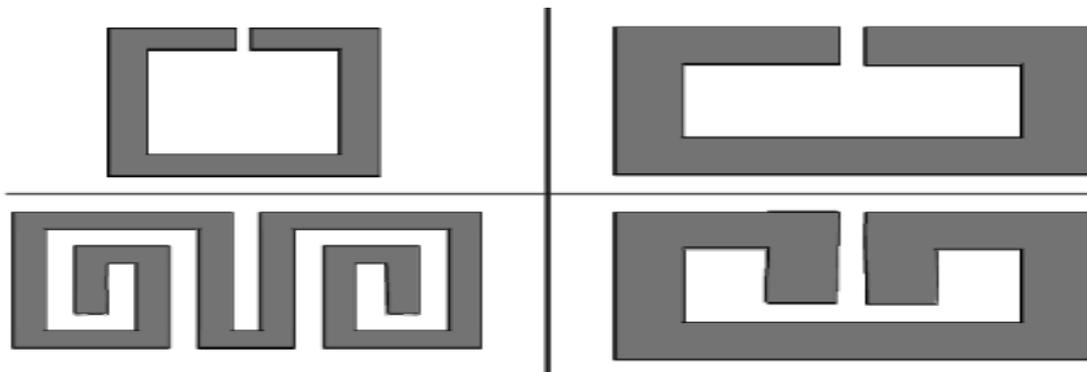


Figure II. 14: Filtre à résonateurs en boucle ouverte « open loop ».

II.7.2 Les filtres à stubs

La topologie des filtres à stubs $\lambda_g/4$ est présentée en Figure II.15. Les résonateurs $\lambda_g/4$ sont chargés par des courts-circuits et séparés par des inverseurs d'impédance $\lambda_g/4$. Cette topologie a l'avantage de réaliser des bandes de fréquences très larges ($> 40\%$). De fait, il est très difficile d'avoir des réponses en bande étroite [43]. L'autre avantage de cette topologie est d'être très peu sensible aux dispersions de fabrication. Cette caractéristique est un atout dans le milieu industriel. Néanmoins, les filtres à stubs sont encombrants pour une topologie utilisant des lignes (inverseurs et résonateurs) de longueurs électriques $\lambda_g/4$.

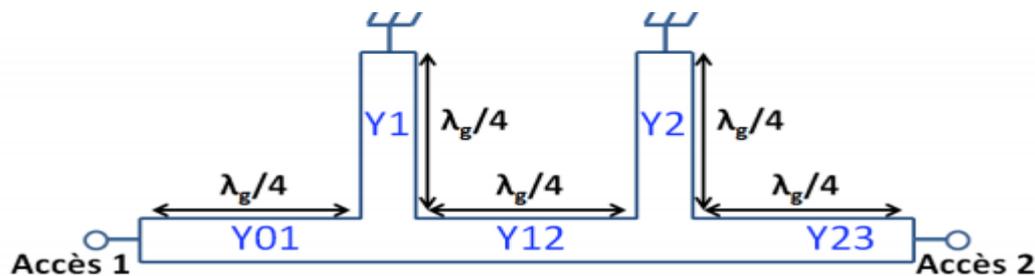


Figure II. 15: Schéma d'un filtre à stubs d'ordre 2.

II.7.3 Les filtres à structures périodiques

Il existe un très grand nombre d'études sur les filtres à topologies périodiques. Ces filtres ont généralement des topologies compliquées et il est difficile d'avoir un support théorique pour les réaliser. Le premier avantage de ces topologies est qu'elles sont peu encombrantes et le second avantage est de repousser le premier harmonique à des fréquences supérieures à $3 \cdot f_0$. Cependant, les pertes induites dans ces filtres sont plus importantes que les filtres sans saut d'impédance. La Figure II.16 montre un filtre avec une topologie périodique qui permet d'être compact et de repousser le premier harmonique à $3.7 \cdot f_0$ [44]. Les études de filtres par ligne de couplage parallèle implémentés de résonateurs à sauts d'impédance périodiques ont montré des suppressions d'harmonique allant jusqu'à $5.3 \cdot f_0$ [45].

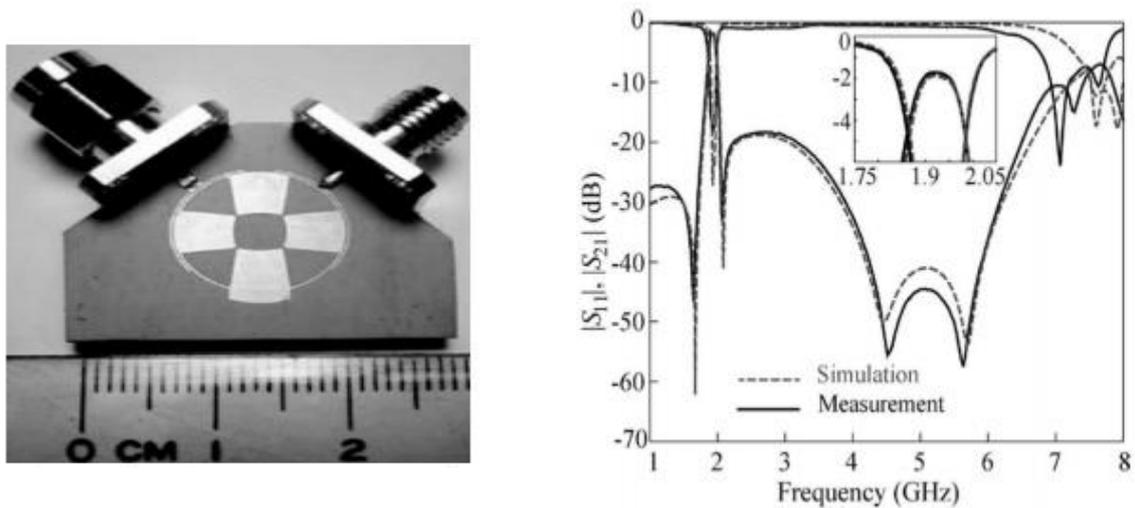


Figure II. 16: Filtre passe bande PSIRR (Periodic Stepped-Impedance Ring Resonator) et les réponses de la simulation EM et de la mesure [44].

II.8 Applications des filtres en technologie SIW

II.8.1 Filtre passe-bande SIW demi-mode miniaturisé intégrant des cellules DGS d'haltères

Le filtre SIW est proposé et conçu dans la bande C sur un substrat à base de FR4 ayant une perte tangente d'environ 0.018, une permittivité relative de 4.3, une épaisseur de 1.54 mm et une épaisseur du conducteur égal à 0.05 mm. Ce substrat FR4 est utilisé pour la fabrication de circuits imprimés grâce à son avantage de faible coût. La technologie SIW utilise les mêmes performances qu'un filtre passe-haut qui laisse passer les fréquences supérieures à f_c . Le SIW présente des caractéristiques passe-haut, Il a été confirmé pour réaliser un filtre passe-bande, Ils ont utilisé une fente qui représente un filtre passe-bas gravé sur la couche supérieure du SIW, les deux creux gravés sur le plan supérieur de la cavité sont utilisés pour constituer un filtre multiple. -mode résonateur, et l'haltère shapeengraved sur le plan inférieur pour améliorer le filtre. Les paramètres géométriques du filtre sont affichés à la figure II.17 (a), (b)[46].

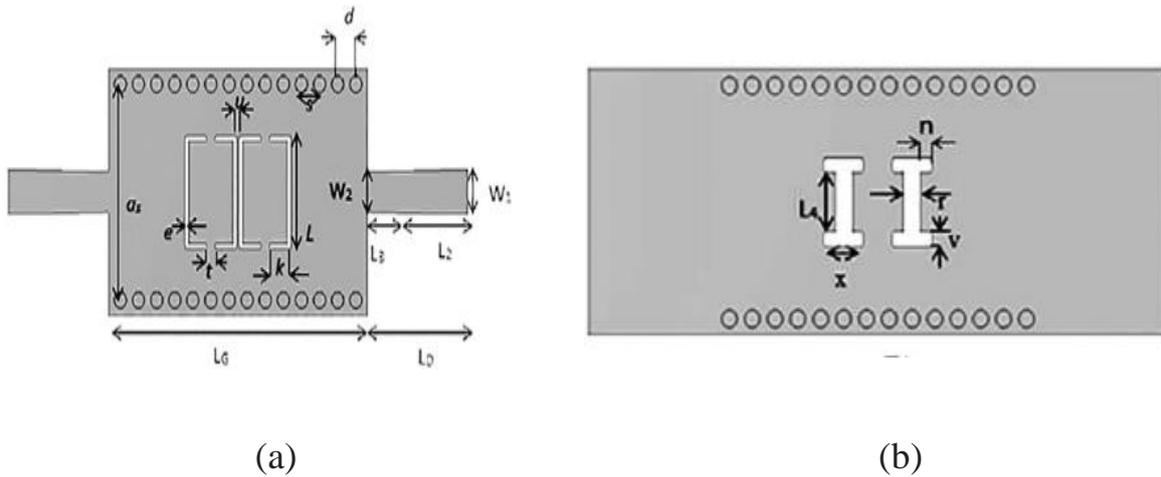


Figure II. 17: Paramètres géométriques du filtre passe-bande.(a), Vue de dessus. (b), vue de dessous[46].

Les paramètres sont les suivants: $L_G = 21.5$ mm, $a_s = 13.38$ mm, $W_1 = .,83$ mm, $s = 1.5$ mm, $d = 1$ mm, $L_D = 8.31$ mm, $L = 6.9$ mm, $W_2 = 2.59$ mm, $X = 2$ mm, $K = 1.5$ mm, $r = 1$ mm, $t = 0.75$ mm, $V = 0.75$ mm, $e = 0.25$ mm, $n = 0.9$, $L_2 = 6.1$ mm, $L_4 = 3.5$ mm, $u = 0.25$ mm, $L_3 = 2.21$ mm

Les résultats simulés de puissance réfléchie et de coefficient de transmission obtenus par le CST du filtre passe-bande dans la gamme de fréquences allant de 2 à 12 GHz sont illustrés à la figure II.18. Cette figure montre clairement que d'excellents résultats sont obtenus. Nous observons une bande filtrée de 6,2 à 7,8 GHz avec une perte d'insertion d'environ -1,5 dB dans la largeur de bande transmise et une perte de retour enregistrée inférieure à -20 dB dans la gamme de fréquences de 6,2 à 7,8 GHz, jusqu'à -54 dB à la fréquence 7,5 GHz. On peut également noter que les bandes de réjection s'étendent de 2 à 5,7 GHz et de 8,4 à 12 GHz avec une atténuation inférieure à -10 dB, et que la réjection maximale atteint même les -70,8 et -59 dB aux fréquences 2,5 et 10,7 GHz. Le champ électrique La distribution du filtre passe-bande proposé est illustré à la figure II.19.

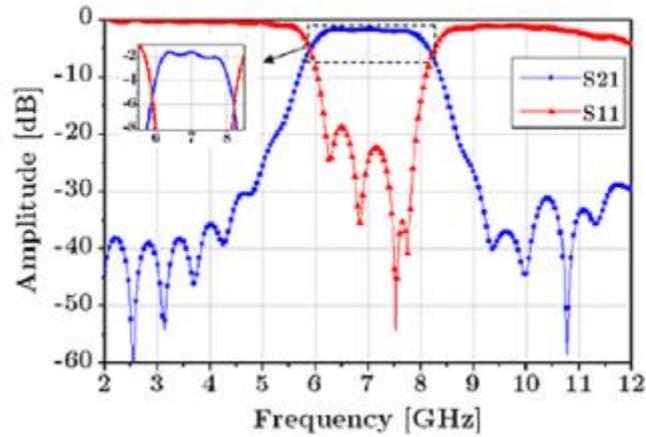


Figure II. 18: Filtre passe-bande avec cellules DGS d'haltères résultats de la simulation fournis par le simulateur CST Microwave Studio[46]..

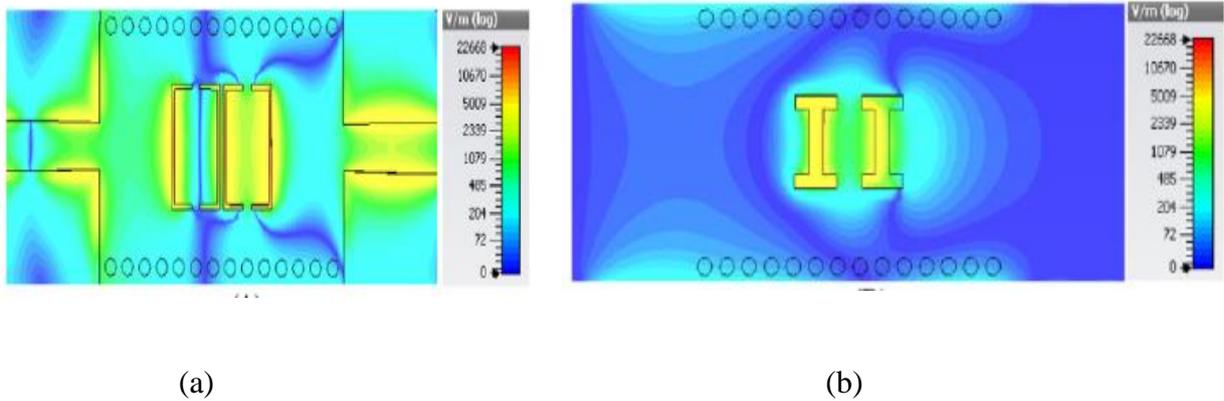


Figure II. 19: Distribution du champ électrique du filtre passe-bande proposé. (a), couche supérieure. (b), Couche inférieure[46]..

II.8.1.1 Résultats expérimentaux de la conception du filtre HMSIW passe-bande

La photographie du filtre fabriqué est montrée à la figure II.20 qui est fabriquée et mesurée dans le laboratoire de l'université Laplace de Toulouse.

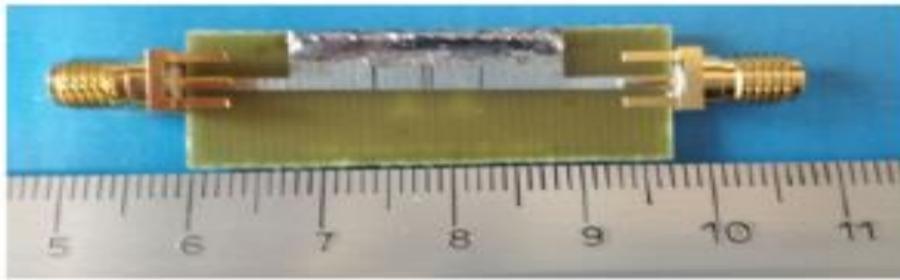


Figure II. 20: Photographie du filtre fabriqué (les mesures sont effectuées dans le laboratoire Laplace, Toulouse, France) [46].

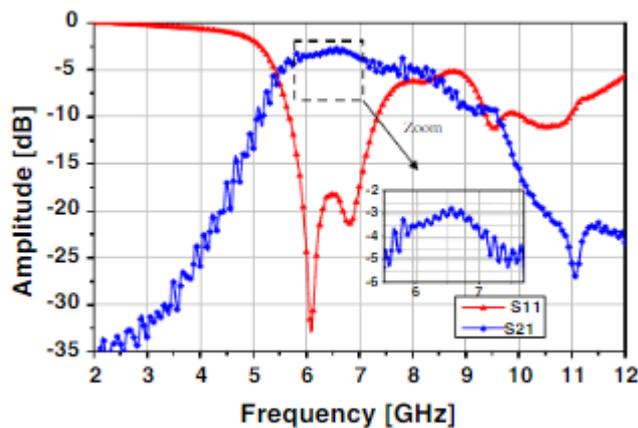


Figure II. 21: Résultats de mesure du filtre passe-bande HMSIW en bande C avec cellules DGS d'haltères [46].

II.8.2 Filtre de guide d'ondes intégré a substrat miniaturise utilisant des résonateurs a anneau fendu complémentaires fractaux ouverts

Un filtre passe-bande à guide d'ondes à substrat intégré miniaturisé (SIW) utilisant des unités de résonateurs à anneau divisé à résonateurs fractalopen (FOCSRR) est proposé. La structure proposée est réalisée en gravant les cellules unitaires FOCSRR proposées sur la surface supérieure métallique de la structure SIW. Le principe de fonctionnement du filtre proposé est basé sur la propagation en mode évanescent. Les FOCSRR proposés se

comportent comme des dipôles électriques en état de stimulation appropriée, capables de générer une région de bande passante d'ondes avale inférieure à la fréquence de coupure de la structure de guide d'onde. Depuis, la taille électrique de la cellule-unité FOCSRR proposée est supérieure à celle de la cellule-unité OCSRR conventionnelle; par conséquent, la cellule-unité FOCSRR est un bon candidat pour miniaturiser la structure SIW. Le filtre proposé représente une sélectivité élevée et une taille compacte en raison de l'utilisation des résonateurs de sous longueur d'onde. Le filtre introduit est simulé par un simulateur électromagnétique 3D. Afin de valider l'aptitude de la topologie proposée à la réduction de taille, des filtres à une et à deux étapes ont été fabriqués sur la base du processus standard de carte de circuit imprimé. Les paramètres S mesurés des filtres fabriqués sont en bon accord avec ceux simulés. Les filtres SIW proposés présentent de nombreux avantages en termes de taille compacte, de faible perte d'insertion, de forte perte de rendement, de facilité de fabrication et d'intégration avec d'autres circuits. C'est la première fois que les cellules unitaires FOCSRR sont combinées avec la structure SIW pour la miniaturisation de cette structure. De plus, on obtient une large bande supérieure avec une atténuation > 20 dB dans la gamme de 3 à 8 GHz. Les résultats montrent qu'un facteur de miniaturisation d'environ 75.5% a été obtenu [47].

II.8.2.1 Résultats de simulation et de mesure

Deux filtres à deux et deux étapes des filtres SIW proposés utilisant la cellule unitaire FOCSRR sont conçus et fabriqués sur le système Rogers.

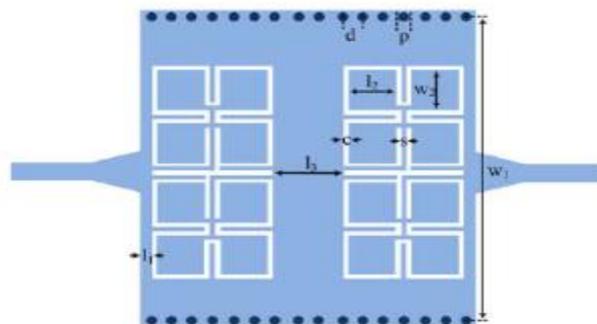


Figure II. 22: Disposition du filtre SIW-FOCSRR à 2 étages proposé (11514.4 mm, 1150.7 mm, 1251.7 mm, 1251.7 mm, 1352 mm, c50.2 mm, s50.2 mm, p50.7 mm) et d51.4 mm) [47].

Substrat RO4003C avec une épaisseur de 0.508 mm, une permittivité relative de 3.55. Dans les simulations, la perte métallique et diélectrique a été prise en compte en utilisant la conductivité du cuivre $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ et la perte tangente $\tan \delta = 0.0027$ pour le substrat. Les filtres proposés ont été simulés à l'aide d'un simulateur électromagnétique 3D et mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau, Rohde and Schwarz, ZVK. La figure II.23 montre deux photographies des filtres fabriqués à une et à deux étapes. La figure II.24 illustre les réponses de transmission simulées et mesurées pour le filtre à une étape. La largeur de bande à 3 dB est atteinte à 0.25 GHz, ce qui signifie que la largeur de bande fractionnelle est d'environ 10.5% de la fréquence centrale de 2.4 GHz et que 2 fréquences de transmission zéro sont observées à 3.3 et 7.3 GHz, respectivement. La perte d'insertion dans la bande simulée est presque de 1.25 dB, tandis que le résultat mesuré est de 1.45 dB pour le filtre à 1 étage. La perte de conducteur, la perte diélectrique du substrat et les pertes de transition des connecteurs SMA et du microruban entraînent une perte d'insertion supérieure à celle simulée. La perte maximale simulée dans le retour de bande est de 20 dB, tandis que le résultat mesuré est supérieur à 21 dB. Il convient de noter que cette structure est entièrement compacte. La taille totale du filtre proposé en bande S est d'environ $10.4 \times 35.2 \text{ mm}^2$, soit 0.155 à $30.078 \lambda_g$, où λ_g est la longueur d'onde guidée dans le diélectrique à la fréquence centrale.

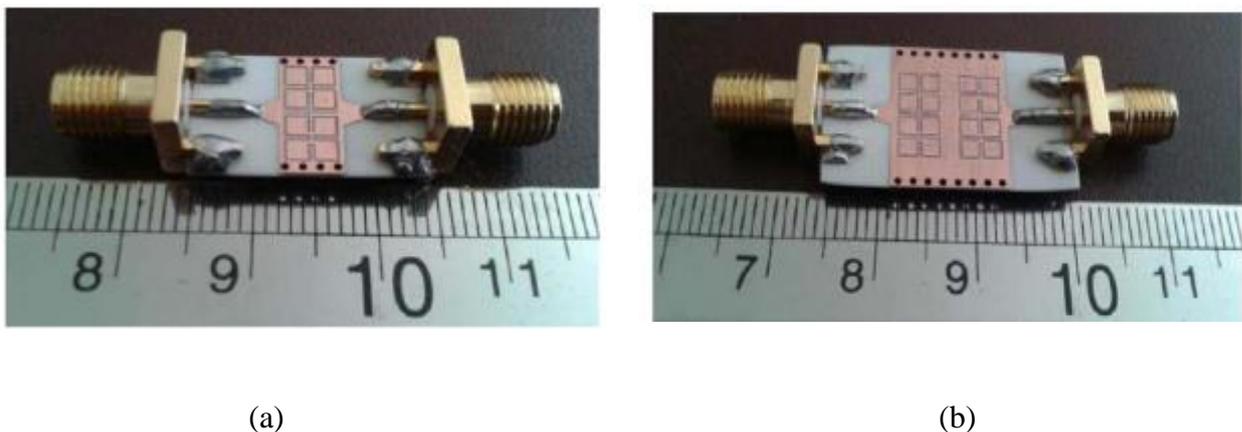


Figure II. 23: Photographie des filtres SIW-FOCSR fabriqués (a) à 1 étage et (b) à 2 étages[47].

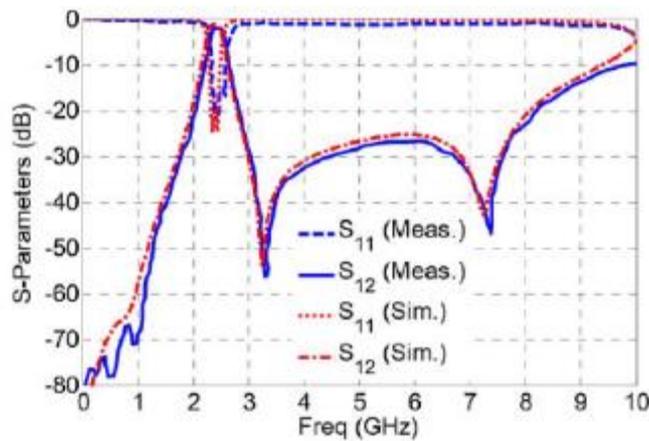


Figure II. 24: Réponses en fréquence simulées et mesurées du filtre SIW à une étape proposé [47].

Un filtre de second ordre à 2 étages, conçu en mettant en réseau 2 résonateurs en ligne SIW-FOCSRR, est également fabriqué de manière symétrique. Trois pôles dans la bande passante sont clairement observés et 3 zéros de transmission des deux côtés sont atteints. Les réponses de transmission simulées et mesurées pour le filtre de second ordre sont illustrées à la figure II 16. La fréquence centrale mesurée et la bande passante à 3 dB sont respectivement de 2,4 et 0,3 GHz. La perte d'insertion réalisée est d'environ 2,2 dB. La perte de retour maximal mesurée dans la bande est de 21 dB et la réjection de la bande d'arrêt est encore améliorée; elle passe rapidement en dessous de 20 dB jusqu'à 8 GHz. Comme prévu, le bon accord entre la simulation et les résultats de mesurES est obtenu. Une petite différence est généralement due aux tolérances de fabrication.

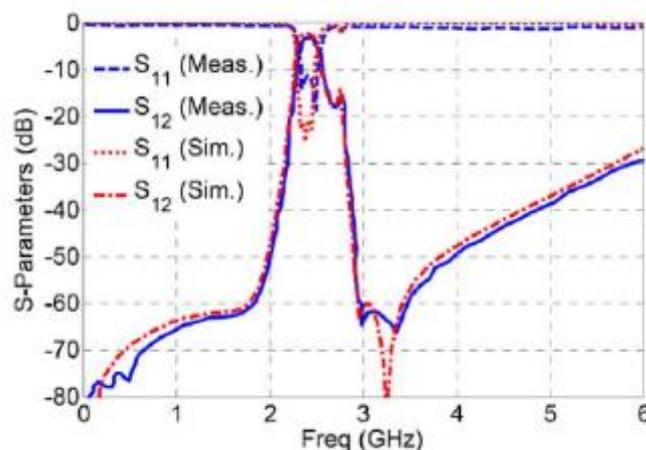


Figure II. 25: Réponses en fréquence simulées et mesurées du filtre SIW-FOCSRR à 2 étages proposé[47].

II.8.3 Filtre de guide d'ondes intégré au substrat de bande K basé sur des métamatériaux pour les systèmes de communication avancés

La prochaine génération de systèmes de communication exige un transfert à haut débit menant à l'exploration de niveau plus élevé du spectre de fréquence. Compte tenu de cette demande, la conception de filtres à guides d'ondes intégrées au substrat a été présentée ici conjointement avec la technologie des méta matériaux afin d'accroître les performances. Filtre de guide d'onde intégré a base de metamaterial fonctionnant dans la bande K (18 - 26,5 GHz) a été démontré dans cet article avec une perte d'insertion de -0.57 dB en bande passante et fournit une bande de réjection de 4.1 GHz [48].

II.8.3.1 Filtre passe-bande avec CSRR

La structure de CSRR avec son diagramme équivalent est montrée sur la figure II 26 (a). Le CSRR est vu comme une résonance parallèle circuit avec inductance (L) et capacité (C) en tant qu'éléments réactifs. Dans ce travail, une paire de CSRR carrées à double anneau identiques se faisant face est utilisée. Car cet agencement fournit une bonne réponse de filtrage, comme le montre la figure II 26 (b). Pour ce type de structure, on obtient deux pôles et deux zéros dans la bande supérieure.

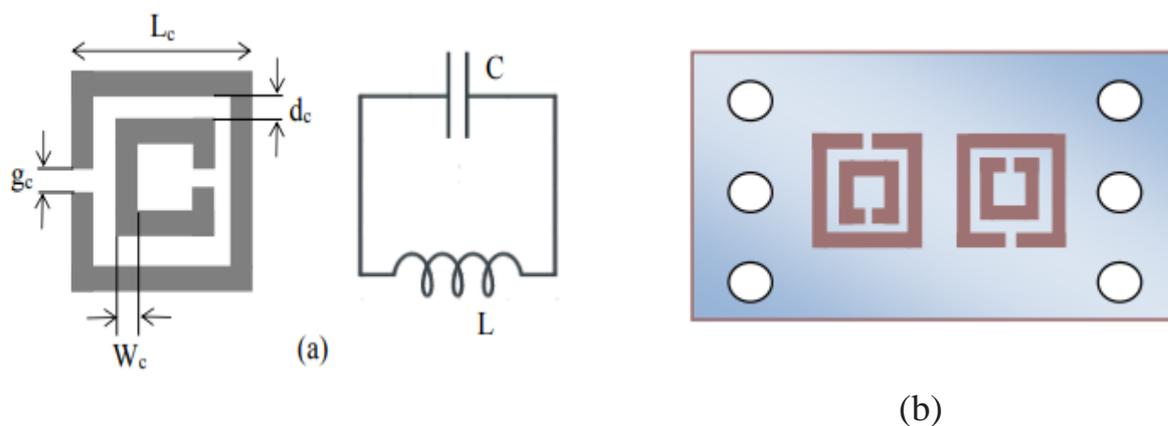


Figure II. 26: (a) CSRR et son schéma équivalent; (b) SIW avec deux CSRR face à face[48].

Les dimensions du double anneau carré CSRR sont: $L_c = 1.1$ mm, $w_c = 0.1$ mm, $d_c = 0.1$ mm et $g_c = 0.1$ mm. La longueur (L_c) de CSRR détermine la fréquence de coupure supérieure, on voit que la diminution de la longueur de côté entraîne une augmentation de la fréquence de résonance et inversement. La conception détaillée du filtre passe-bande SIW à trois étages avec les CSRR est illustrée à la figure II .27. Le couplage entre les CSRR peut être ajusté en modifiant la distance entre les cellules des CSRR adjacents. Les distances a et b entre les cellules CSRR s'avèrent être respectivement de 3 mm et 2 mm et sont obtenus par optimisation logicielle. La figure II.28 montre la réponse en fréquence simulée du filtre conçu et la figure 6 le champ électrique se propageant à travers le filtre conçu à la fréquence de 22 GHz. Le coefficient de réflexion (S_{11}) est inférieur à -10 dB et l'on obtient des pertes d'insertion d'environ -0.57 dB dans la bande passante (18 GHz - 25.27 GHz).

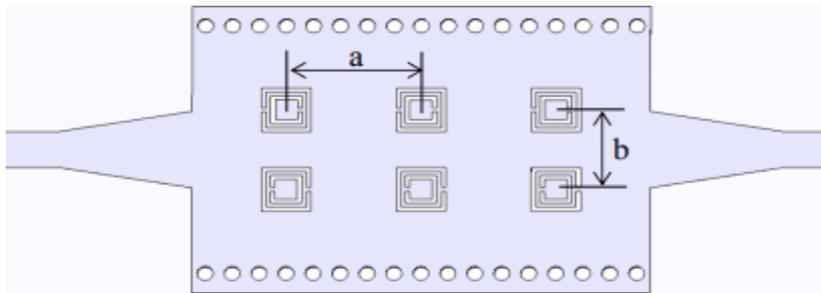


Figure II. 27: Disposition du filtre à trois étages[48].

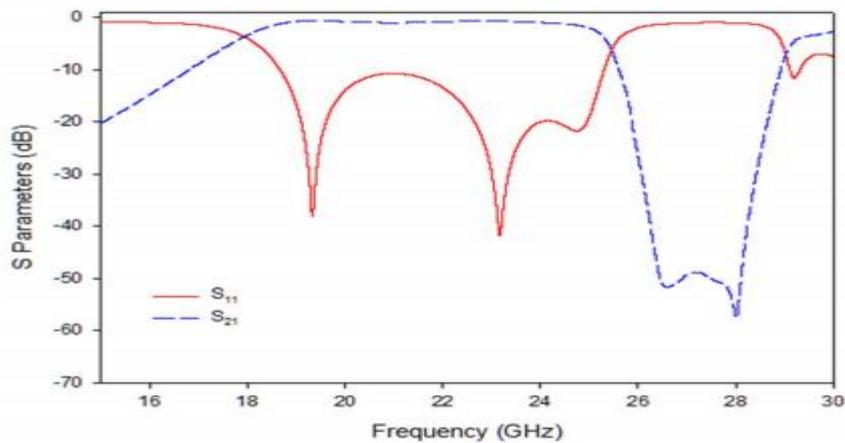


Figure II. 28: Paramètre S du filtre à trois étages[48].

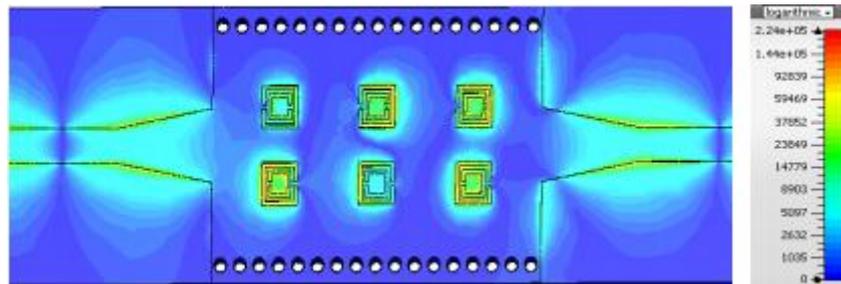


Figure II. 29: Propagation du champ électromagnétique à 22 GHz[48].

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques notions de filtrage ensuite nous nous sommes intéressés à l'étude des filtres en technologie planaire et SIW tout en citant quelques exemples liés à ce type de filtre de la littérature.

Le chapitre suivant sera réservé à la présentation des résultats de simulation des filtres originaux en technologie SIW.

Chapitre III :
**Présentation des résultats de
simulation**

III.1 Introduction

Ce dernier chapitre est entièrement consacré à la présentation et l'analyse des résultats de simulation des guides d'ondes en utilisant la technologie SIW, ainsi que les filtres passe bande qui fonctionnent dans la bande C [4-8 GHz]. Cette conception a été faite en utilisant le logiciel de simulation CST MICROWAVE STUDIO.

III.2 Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde SIW

La transition entre la ligne micro-ruban et le guide d'onde rectangulaire intégrée dans un substrat et l'amélioration de leurs performances nécessite le calcul des impédances de sorties Z_p à partir de l'impédance d'entrée qui est égale à : 50Ω .

L'impédance de chaque bande est calculée en utilisant les équations suivantes :

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

Avec :

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

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2}}$$

Dans le but d'avoir une adaptation entre l'impédance de sortie du guide SIW et l'impédance d'entrée de la ligne micro-ruban, on doit réaliser un taper micro-ruban qui sera intégré au guide d'onde SIW en utilisant le logiciel CST.

Les paramètres du taper doivent être optimisés dans la bande de fréquences désirée, la réalisation de ce dernier nécessite l'utilisation d'outil de conception ADS qui assure la détermination de Win, Wout, Lin et Lout.

La figure III.1 illustre la structure générale du taper.

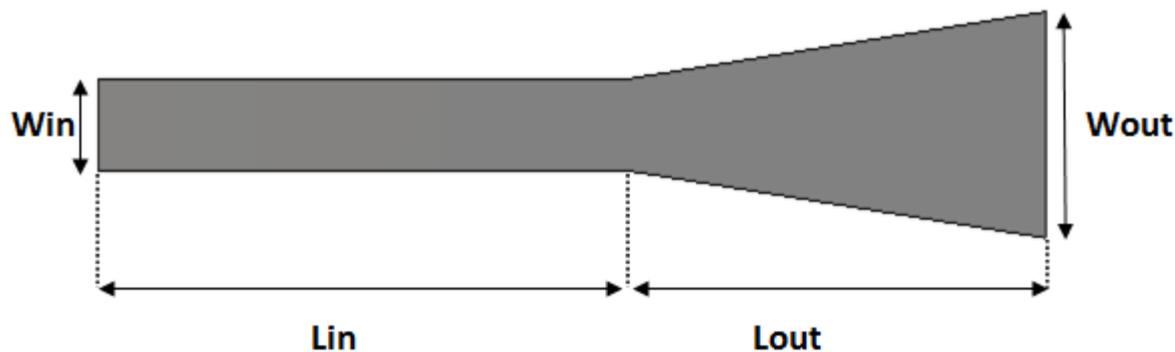


Figure III. 1: Structure générale du taper des guides SIW.

Le tableau ci-dessous représente les dimensions du taper ainsi que les impédances de sortie et d'entrée pour les deux bandes C et S.

	Bande S	Bande C
L'impédance d'entrée (Ω)	50	50
L'impédance de sortie (Ω)	12.57	24.66
Dimensions [mm]	Win=3.4	Win=3.2
	Lin=24	Lin=7
	Wout=8.4	Wout=7.5
	Lout=19	Lout=10

Tableau III. 1: Impédances et dimensions des tapers pour chaque guide SIW.

III.3 Conception de guide d'onde SIW opérant en bande S :

III.3.1 Conception du guide d'onde SIW fonctionnant dans la bande S avant adaptation :

Pour la conception d'un guide d'onde intégrée au substrat qui fonctionne dans la bande S [2-4GHz], nous avons utilisé les équations de conception des guides SIW mentionnées dans le chapitre I.

Pour le mode 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 FR-4 (Lossy) qui possède les propriétés suivantes :

- Une permittivité relative de $\epsilon_r = 4.3$.

- Une hauteur du substrat $h = 1.54$ mm.
- Une perte tangentielle de $tg\delta = 0.025$.

La figure III.2 illustre la structure du guide d'onde SIW vue de face et en perspective fonctionnant dans la bande S. Les dimensions de notre guide sont les suivantes :

- La largeur efficace $w_{siw} = 36$ 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

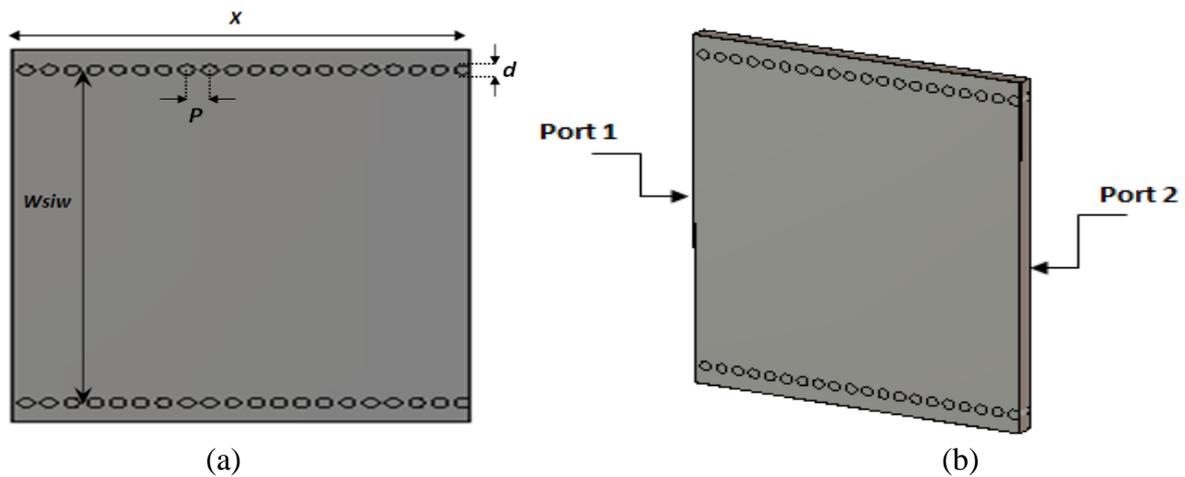


Figure III. 2: Structure du guide SIW opérant dans la bande S. (a) Vue de face, (b) vue en perspective.

La figure III.3 représente les résultats de simulation qui se présentent dans les coefficients de transmission et de réflexion du guide d'onde SIW sans adaptation fonctionnant dans la bande S [2-4] GHz.

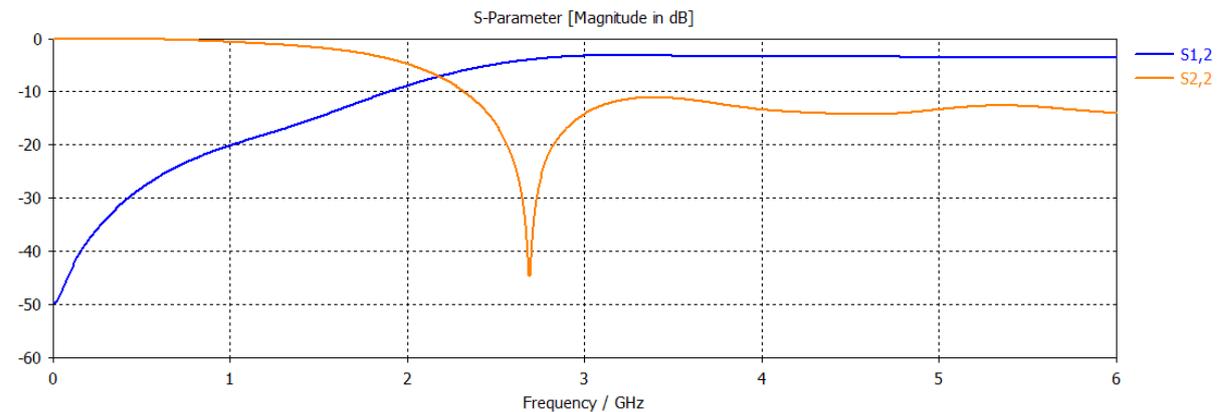


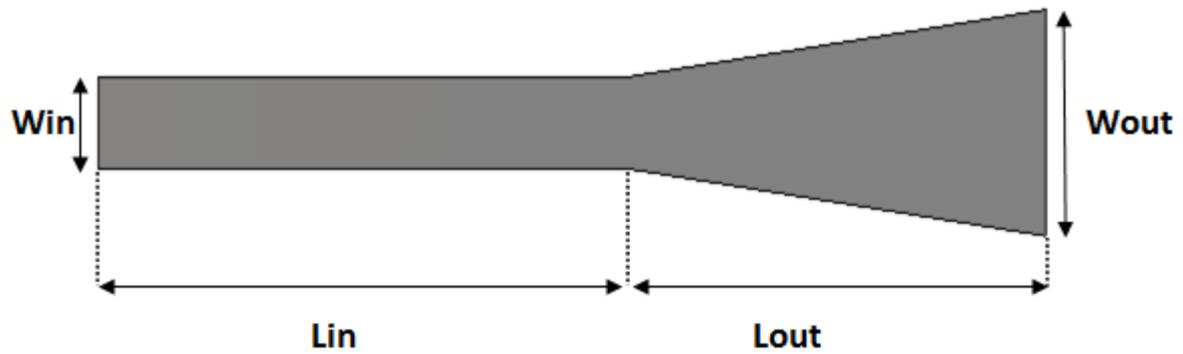
Figure III. 3: coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant dans la bande S.

D'après la figure ci-dessus nous constatons que dans l'intervalle [0-2GHz] le coefficient de transmission est quasiment nul contrairement au coefficient de réflexion qui est total. A partir de la fréquence de coupure $f_c = 2.2$ GHz nous observons que la transmission est possible et reste constant dans toute la bande d'une part, d'autre part la réflexion est bonne et elle atteint - 45 dB à la fréquence 2.7 GHz.

III.3.2 Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde SIW fonctionnant dans la bande S :

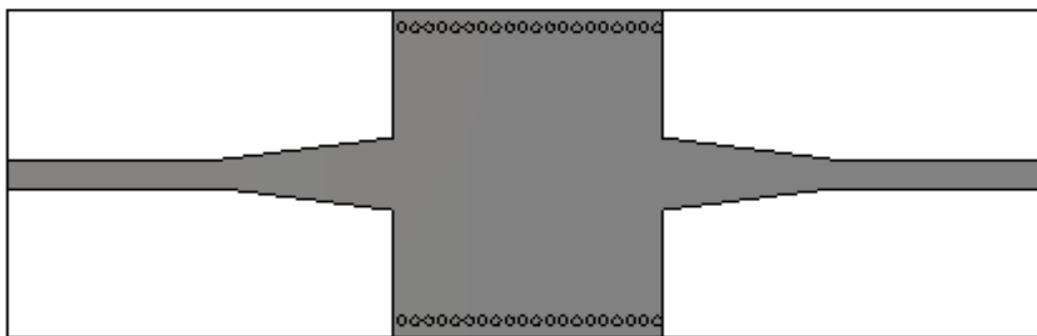
La méthode employée pour l'adaptation a été traité dans le paragraphe III.2, l'impédance de sortie Z_p est calculée à partir les équations (III.1), (III.2) et (III.3).

L'impédance de sortie et les dimensions du taper sont mentionnées dans le tableau III.1.

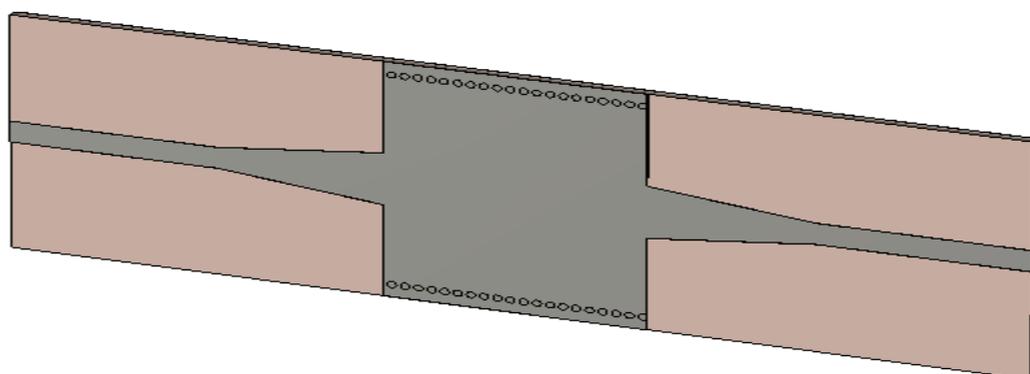


.Figure III. 4: structure du taper du guide SIW opérant dans la bande S.

La topologie finale sera composée du guide d'onde SIW précédent et du taper que nous avons réalisé. Cette structure est représentée sur 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.

La simulation après adaptation a donné les coefficients de transmission et de réflexion représentés dans la figure III.6.

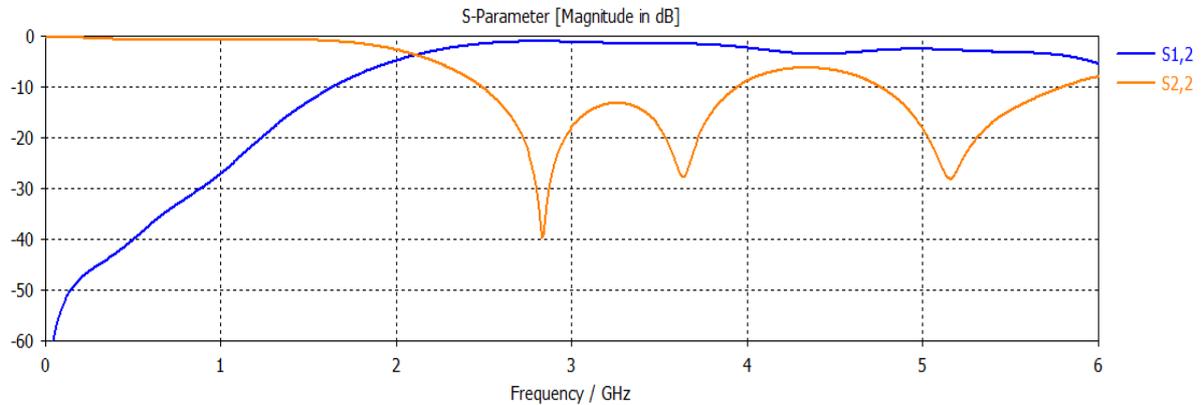


Figure III. 6: coefficient de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW.

D'après la figure III.6, on remarque que dans l'intervalle de fréquence [0-2 GHz] nous avons une transmission pratiquement nulle et une réflexion totale.

A partir de la fréquence de coupure $f_c = 2.1$ GHz, le coefficient de transmission s'améliore et tend vers -1 dB, et le coefficient de réflexion atteint -40 dB autour de la fréquence 2.8 GHz.

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

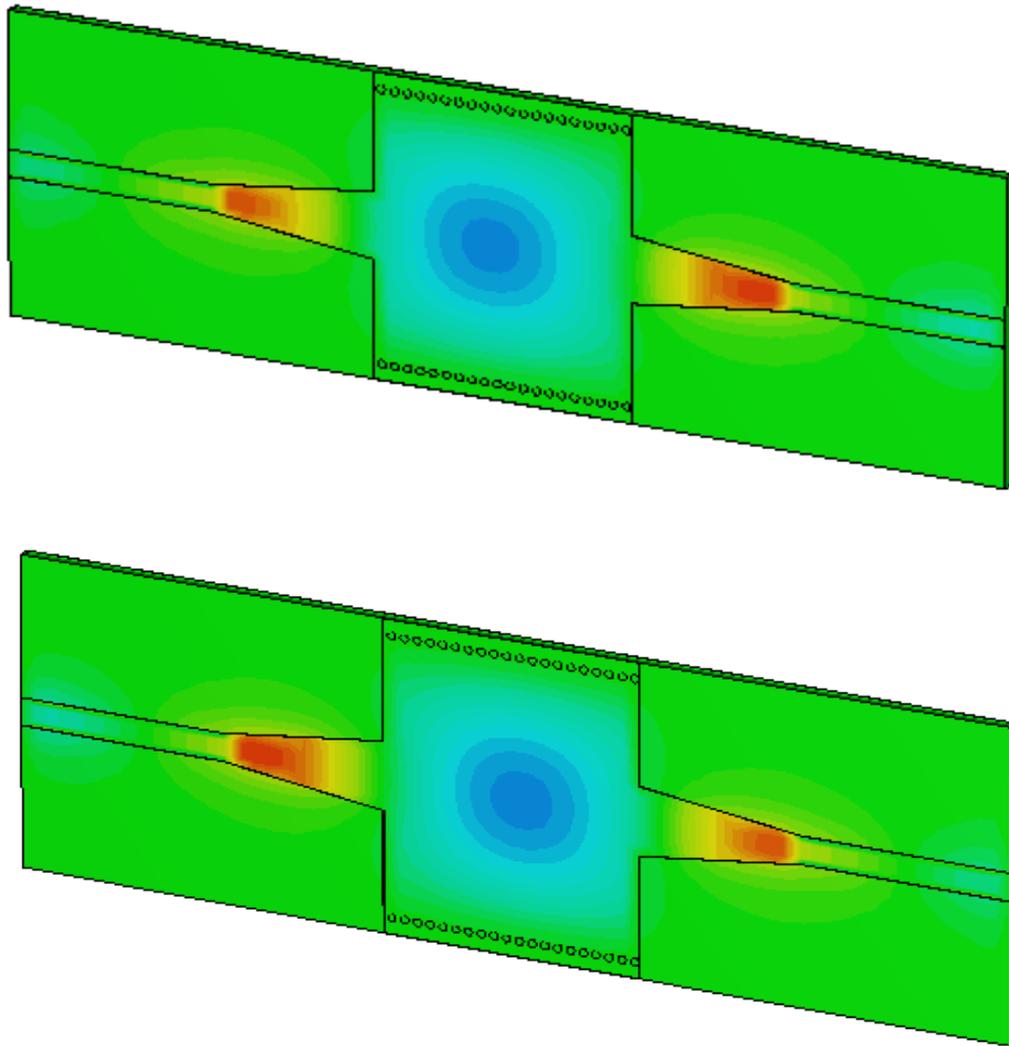


Figure III. 7: Distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=2.9$ GHz.

La figure III.7 représente la propagation du champ électrique du mode TE_{10} , nous remarquons que la puissance est bien localisée et délimitée par les deux rangées des vias. Nous concluons alors que notre structure assure bien le guidage.

III.3.3 Conception du guide half-mode (HMSIW) fonctionnant dans la bande S :

Maintenant nous allons essayer de concevoir une nouvelle structure d'onde guidée appelée HMSIW « half mode substrate integrated wiveguide ». Le HMSIW peut être considéré comme une moitié d'un SIW ce qui peut réduire la taille de près de 50% sans détériorer la performance. De ce fait nous avons coupé notre guide précédent en deux guides

SIW. La figure III.8 schématise la nouvelle structure conçue du guide HMSIW opérant dans la bande S.

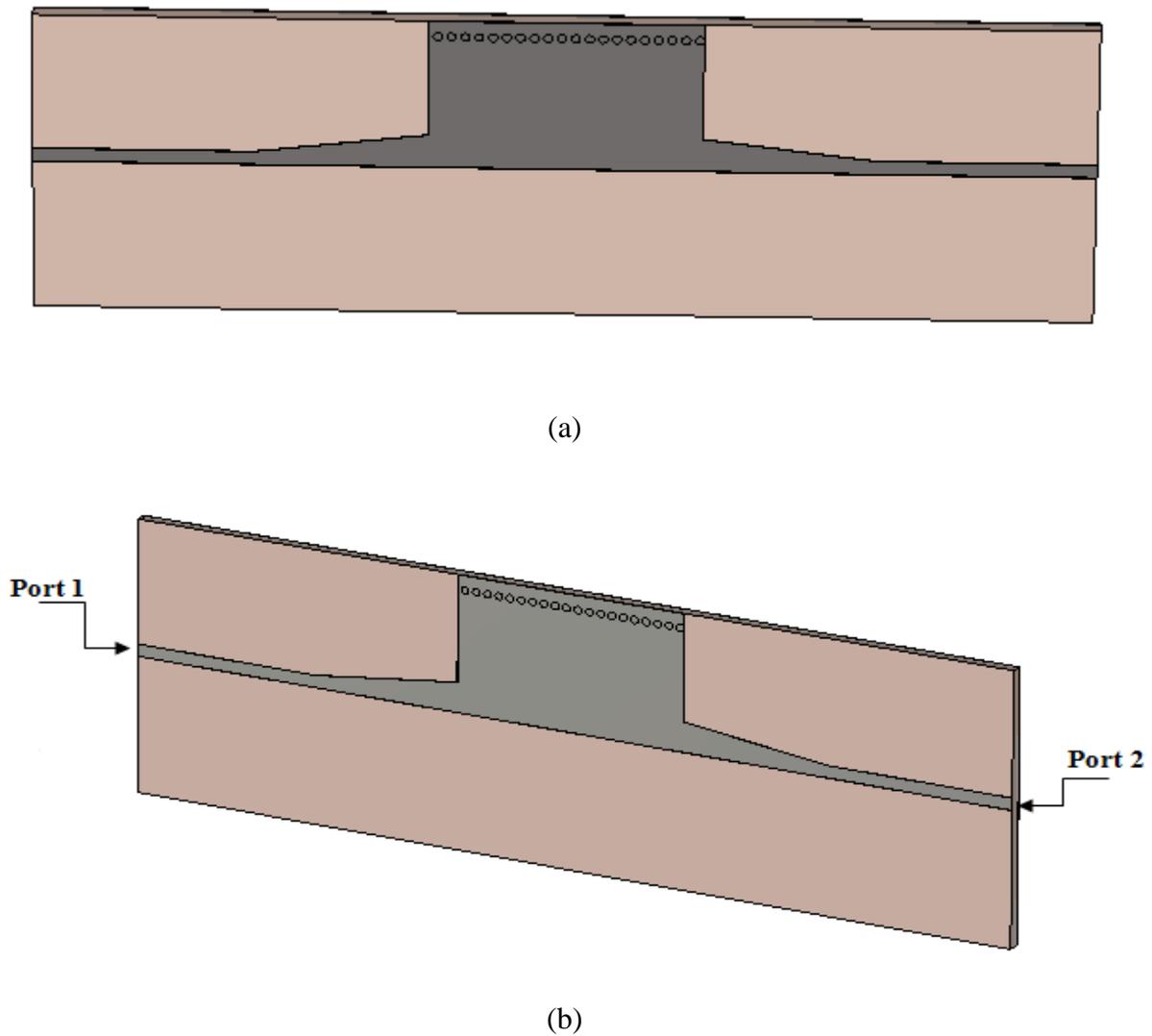


Figure III. 8: Géométrie du HMSIW opérant dans la bande S.(a) vue de face, (b) vue en perspective.

La simulation de cette nouvelle structure a donné les résultats illustrés dans la figure ci-dessous.

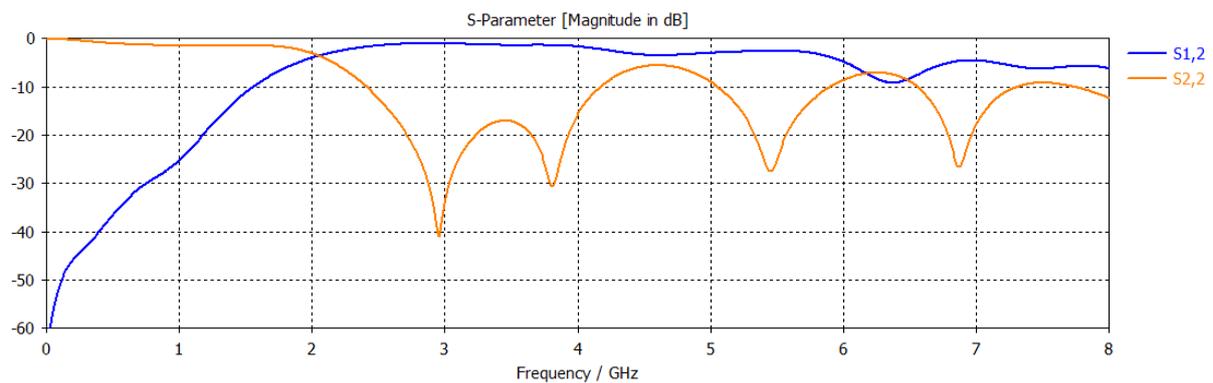
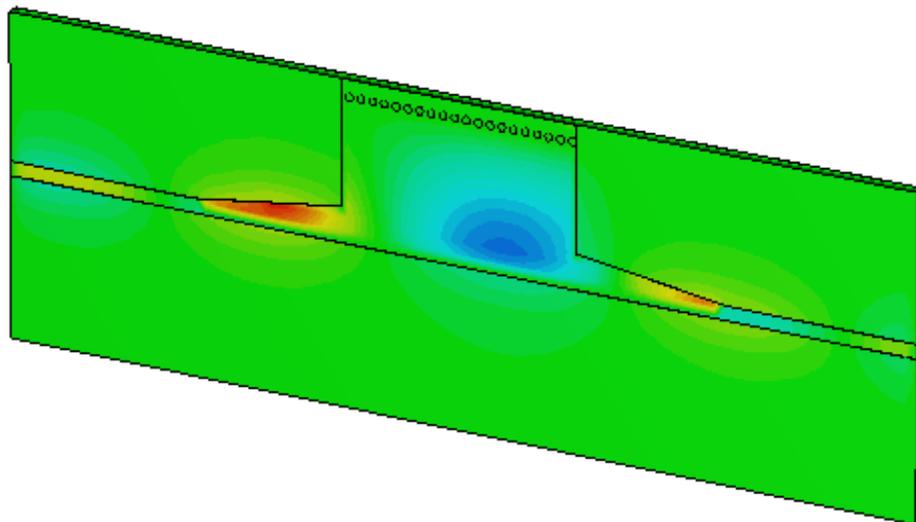


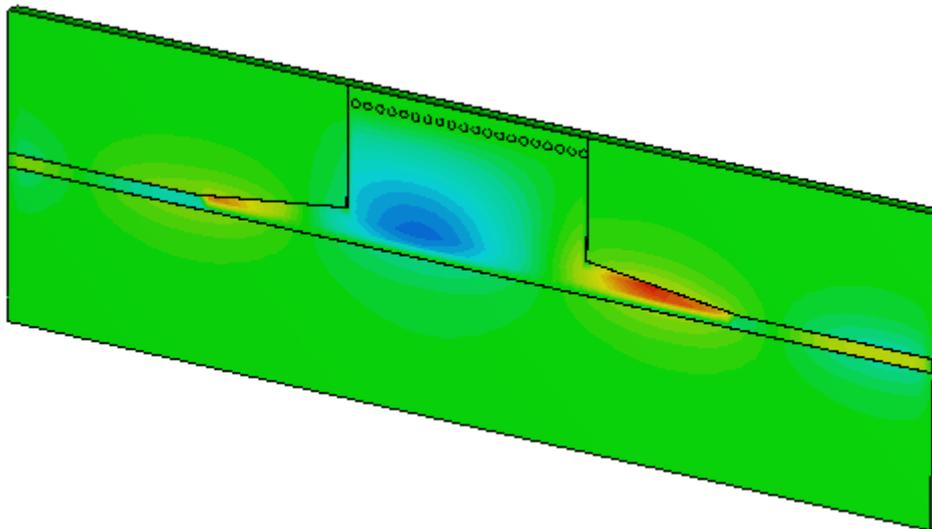
Figure III. 9: coefficient de transmission et de réflexion du guide HMSIW opérant en bande S.

La figure III.9 nous montre que les résultats obtenus sont identiques à ceux du guide SIW Full-mode. Nous voyons que la puissance transmise tend toujours vers -1 dB dans la bande de fréquence [2-4 GHz] et la puissance réfléchi atteint -40 dB à la fréquence 2.9 GHz.

La figure III.10 schématise la propagation du champ électrique dans le guide HMSIW.



(a)



(b)

Figure III. 10: Distribution du champ électrique dans le guide HMSIW.(a) vue de face, (b) vue en perspective.

D'après la figure III.10 nous observons que la propagation du champ électrique est bonne et inchangée tout au long du guide.

III.4 Conception de guide d'onde SIW opérant en bande C

III.4.1 Conception du guide d'onde SIW fonctionnant dans la bande C avant adaptation

Dans cette section, nous allons entamer la conception d'un guide SIW qui fonctionne dans la bande C qui s'étale sur [4-8 GHz]. Pour le mode TE_{10} la fréquence de coupure prise est $f_c = 4$ GHz, l'épaisseur du conducteur est 0.05 mm. Le diélectrique utilisé est le Arlon Cu 217LX (Lossy) qui est caractérisé par :

- Une permittivité relative de $\epsilon_r = 2.2$.
- Une hauteur du substrat $h = 1.54$ mm.
- Une perte tangentielle de $tg \delta = 0.0009$.

La figure III.11 représente la structure du guide d'onde SIW vue de face et en perspective opérant dans la bande C. Les dimensions de notre guide sont :

- La largeur efficace $w_{siw} = 18.75$ mm
- Le diamètre des vias $d = 1$ mm
- La distance entre les vias du centre au centre $p = 1.8$ mm
- La longueur totale du guide d'onde $X = 40$ mm

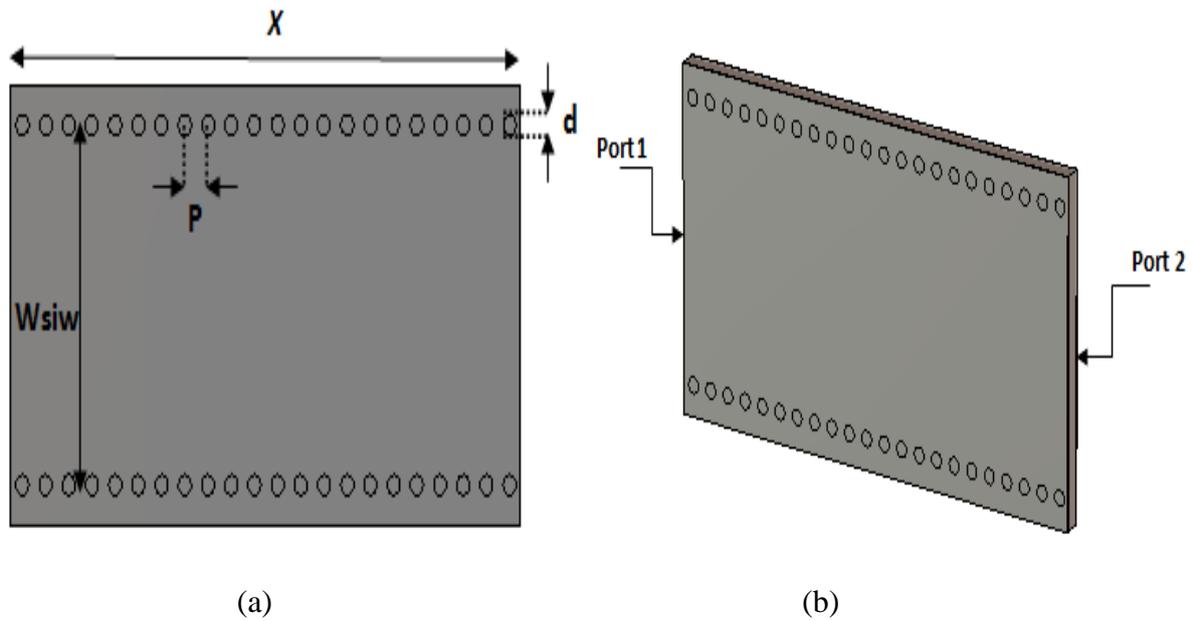


Figure III. 11: Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande C.(a) vue de face, (b) vue en perspective.

Les résultats de simulation obtenus sont illustrés dans la figure III.12.

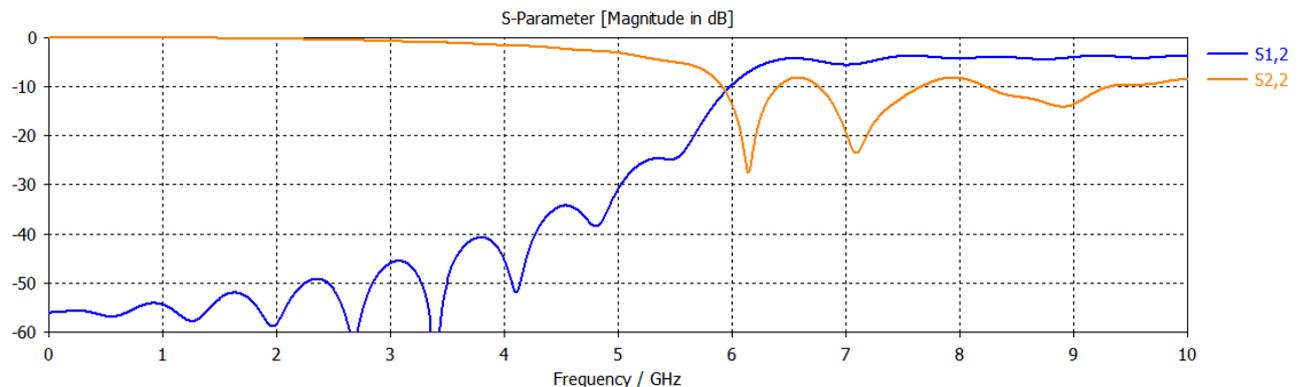


Figure III. 12: Résultats de simulation du guide SIW fonctionnant dans la bande C.

Sur la figure III.12, nous voyons que dans la plage de fréquences [0-5 GHz] la transmission est presque nulle, et la réflexion est pratiquement totale. A partir de la fréquence $f = 6$ GHz, la puissance transmise s'améliore et la puissance réfléchie présente deux pics le meilleur atteint -28 dB à la fréquence de 6.2 GHz. Cette analyse nous permet de dire que notre guide est adapté, mais le résultat peut être amélioré.

III.4.2 Transition de la ligne micro-ruban au guide d'onde

SIW fonctionnant dans la bande C

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).

L'impédance de sortie et les dimensions du taper sont mentionnées dans le tableau III.1.

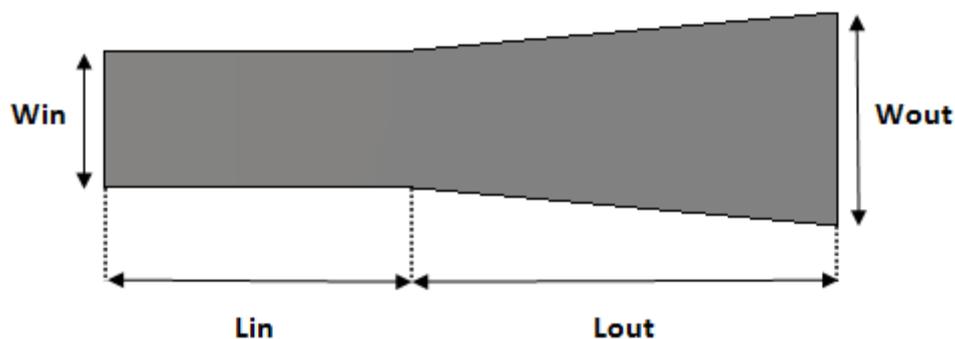
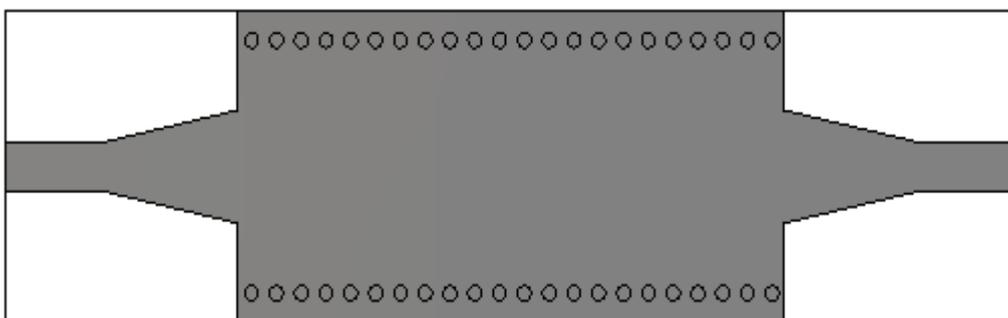
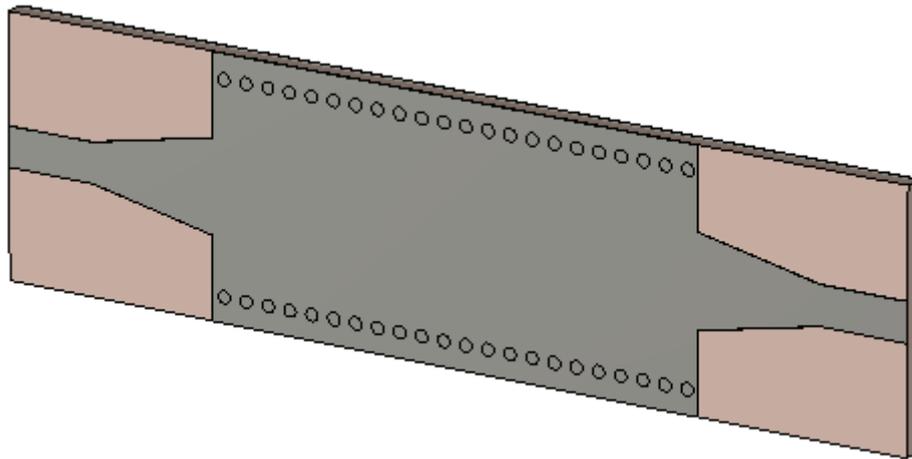


Figure III. 13: structure du taper du guide SIW opérant dans la bande C. La structure finale du guide SIW après transition est illustrée sur la figure III.14.



(a)



(b)

Figure III. 14: Topologie de la transition du guide SIW. (a)vue de face, (b) vue en perspective.

La simulation après la transition a donné les coefficients de transmission et de réflexion représentés dans la figure suivante :

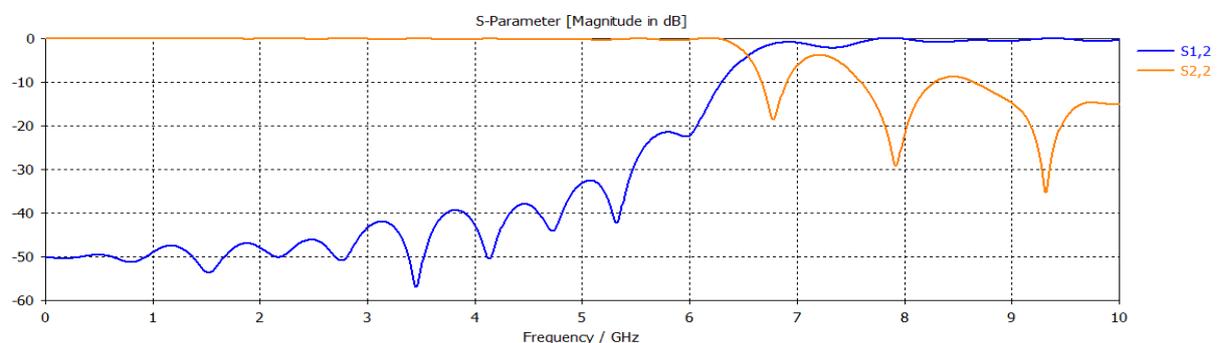


Figure III. 15: Coefficients de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW.

Sur la figure ci-dessus, nous observons que le coefficient de transmission est presque nul dans la bande fréquentielle [0-6 GHz] et une réflexion totale dans la même bande. Au-delà de la fréquence de 6.5 GHz, nous voyons qu'il y a une amélioration de la puissance transmise qui tend vers 0 dB, ainsi qu'une bonne réflexion qui atteint -30 dB autour de 7.9 GHz.

❖ Etude paramétrique

Dans cette partie, nous allons faire une étude paramétrique sur le guide d'onde SIW réalisé en observant l'influence du profil sur les paramètres de transmission et de réflexion.

La structure du guide SIW est la même que la précédente, les mêmes paramètres seront étudiés et le substrat utilisé cette fois-ci possède les propriétés suivantes :

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

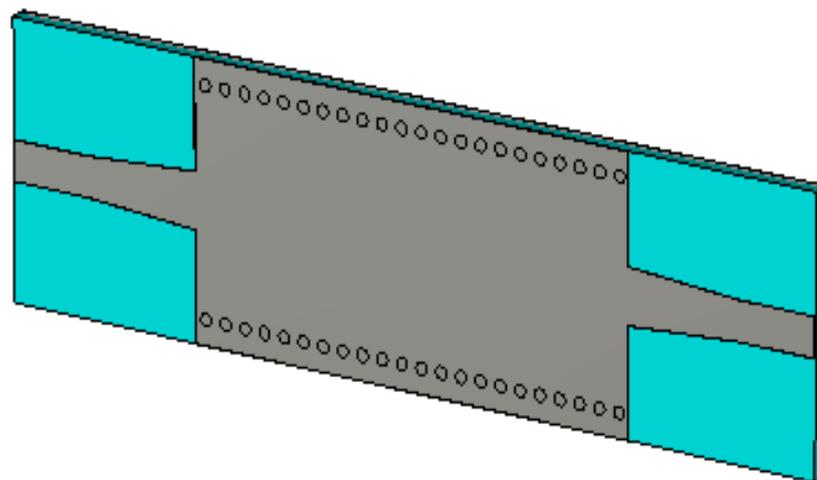
Dans cette étude on fait varier les paramètres du guide et on lance notre simulation, les meilleurs paramètres qui donnent les meilleurs résultats sont :

Wsiw=20	Win=3.2	Lin=7
X=40	Wout=5	Lout=10

Tableau III. 2 : Les dimensions de la nouvelle structure.



(a)



(b)

Figure III. 16: La nouvelle structure du guide SIW après adaptation opérant en bande C.(a) vue de face, (b) vue en perspective.

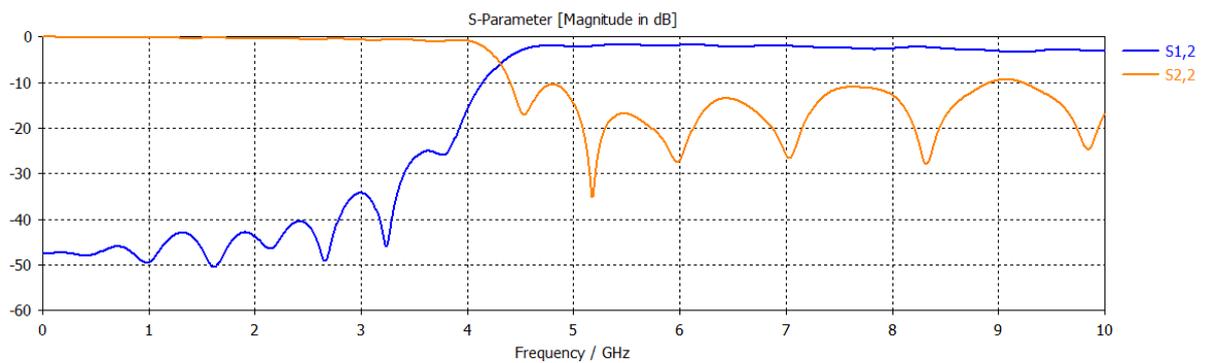
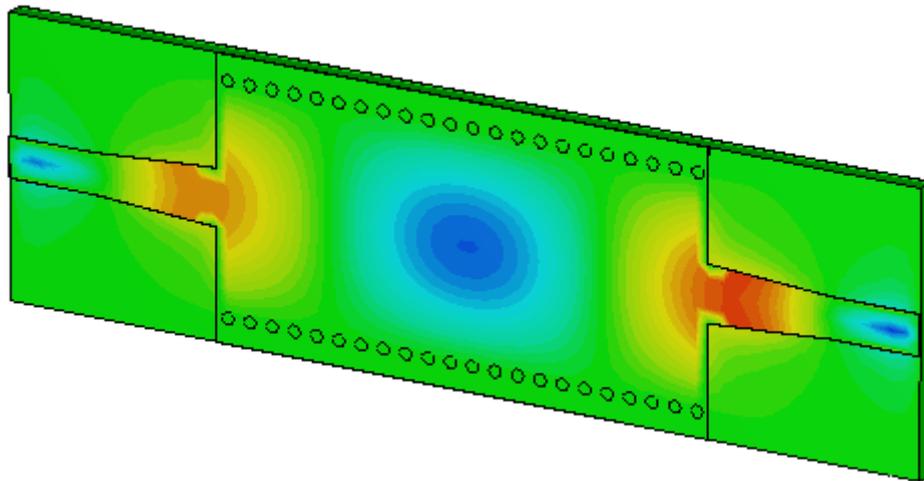
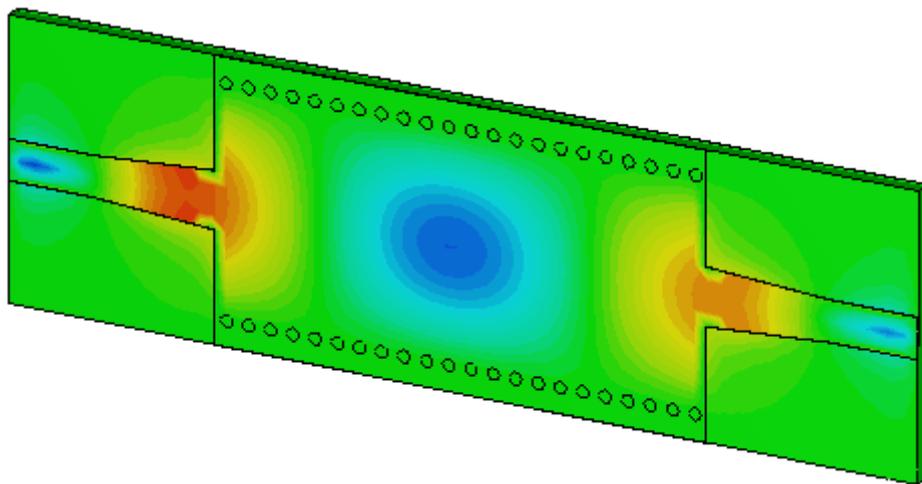


Figure III. 17: résultats de simulation du guide SIW après adaptation opérant en bande C.

La figure ci-dessus, nous montre une bonne adaptation, une stabilisation du coefficient de transmission à 0 dB d'un côté, d'autre côté il y'a une amélioration du coefficient de réflexion avec un pic qui vaut -35 dB autour de la fréquence 5.2 GHz.



(a)



(b)

Figure III. 18: propagation du champ électrique dans le guide d'onde SIW à la fréquence 5.3 GHz.

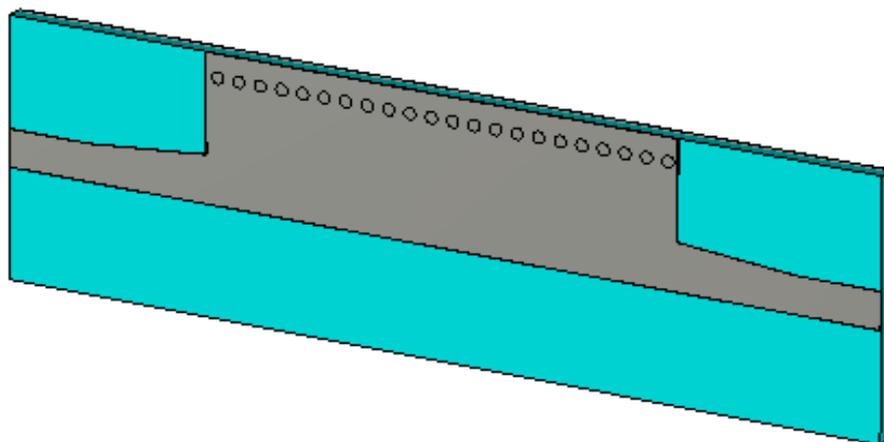
D'après les résultats obtenus, nous constatons qu'on a un guidage à faible pertes.

III.4.3 Conception du guide half-mode (HMSIW) fonctionnant dans la bande C

Dans cette partie, nous allons concevoir la même structure de half-mode en bande S, mais cette fois-ci en bande C qui s'étale sur [4-8GHz] tout en suivant les mêmes étapes.



(a)



(b)

Figure III. 19: Géométrie du HMSIW fonctionnant dans la bande C. (a) vue de face, (b) vue en perspective.

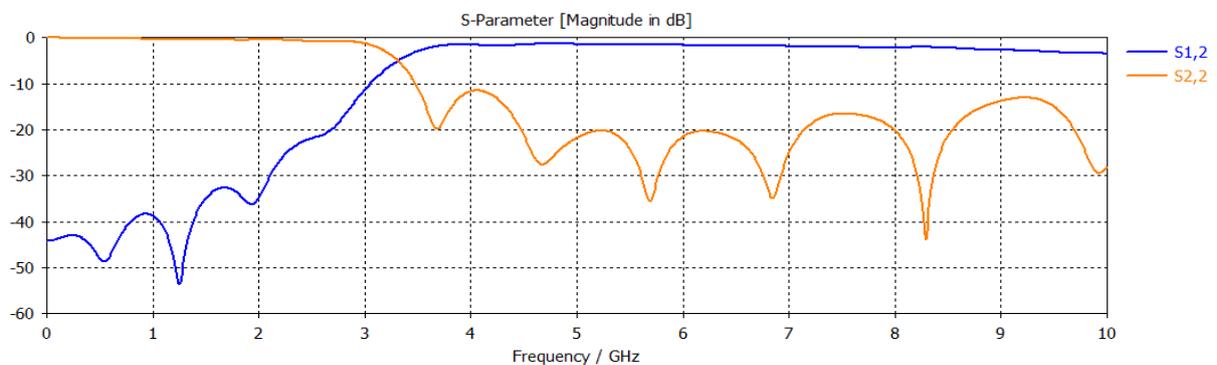


Figure III. 20: coefficient de transmission et de réflexion du guide HMSIW.

La figure III.20 nous montre que les performances du guide half-mode SIW et du guide SIW sont pratiquement identiques, la puissance transmise est toujours maximale et stable autour -1.5 dB dans toute la plage de fréquence [4-8 GHz], une bonne puissance réfléchie avec un pic de -37 dB pour fréquence de 5.69 GHz.

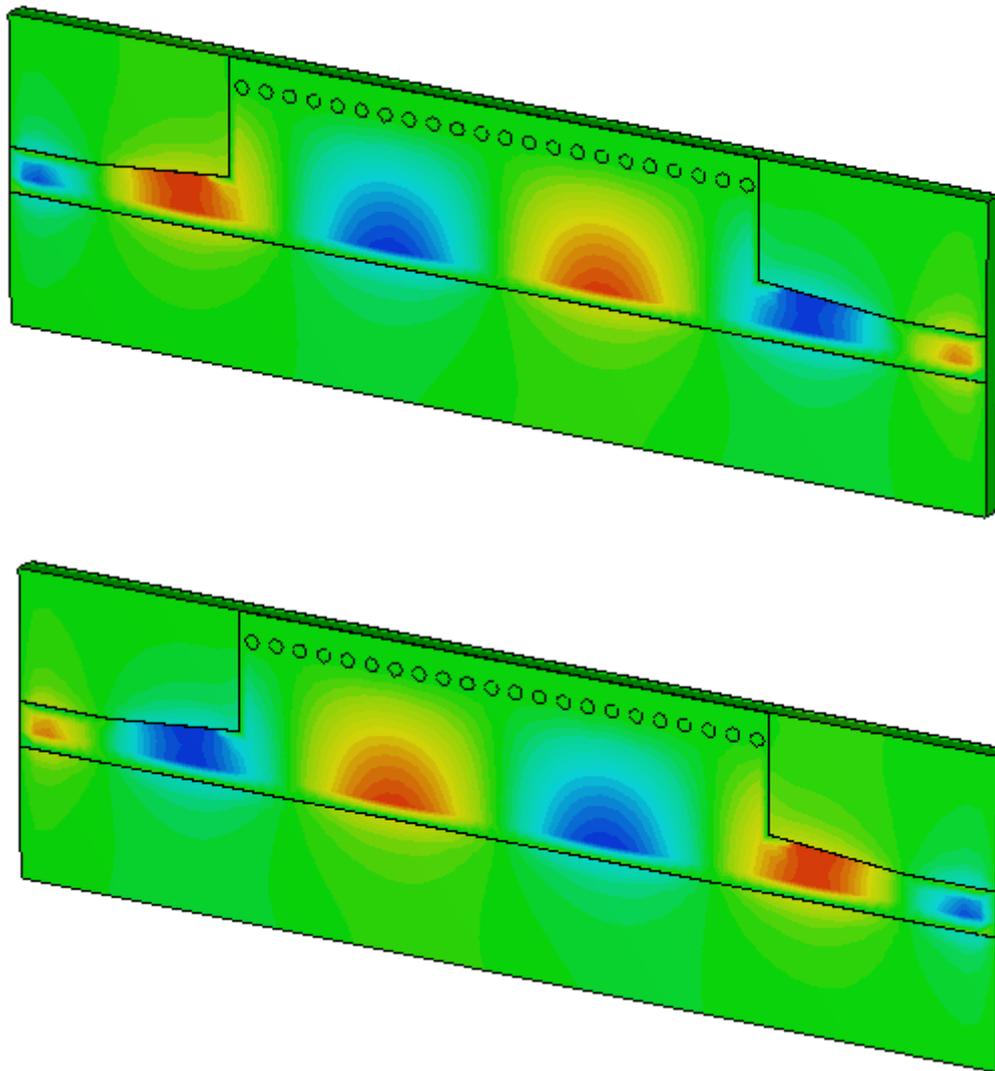


Figure III. 21: Distribution du champ électrique dans le guide HMSIW.

A partir de la figure III.21 nous voyons une bonne distribution du champ électrique au niveau de la moitié du guide d'onde.

III.5 Conception d'un filtre en utilisant la technologie SIW opérant en bande C :

A l'aide du simulateur CST, nous avons conçu une nouvelle structure SIW-DGS. Cette dernière est illustrée sur la figure III.22.

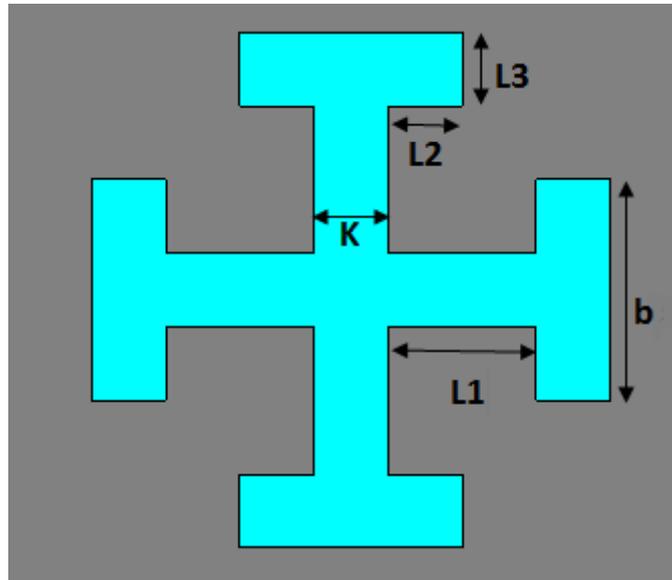


Figure III. 22: structure utilisée dans notre guide.

Après avoir fait plusieurs essais pour qu'on puisse obtenir un filtre bien adapté, nous avons obtenus les dimensions du dumbell mentionnées dans le tableau ci-dessous :

paramètres [mm]	Valeurs
L1	1
L2	0.5
L3	0.5
B	1.5
K	0.5

Tableau III. 3: Les dimensions du dumbell utilisé.

Premièrement , nous allons réaliser un filtre contenant un seul dumbell fonctionnant dans la bande C.

Tout d’abord, nous allons insérer la structure précédente du dumbell au milieu du guide d’onde SIW, en utilisant les dimensions mentionnées dans le tableau III.3. Ensuite, on soustrait cette structure du conducteur du guide SIW. La structure finale de notre filtre est schématisée dans la figure III.23.

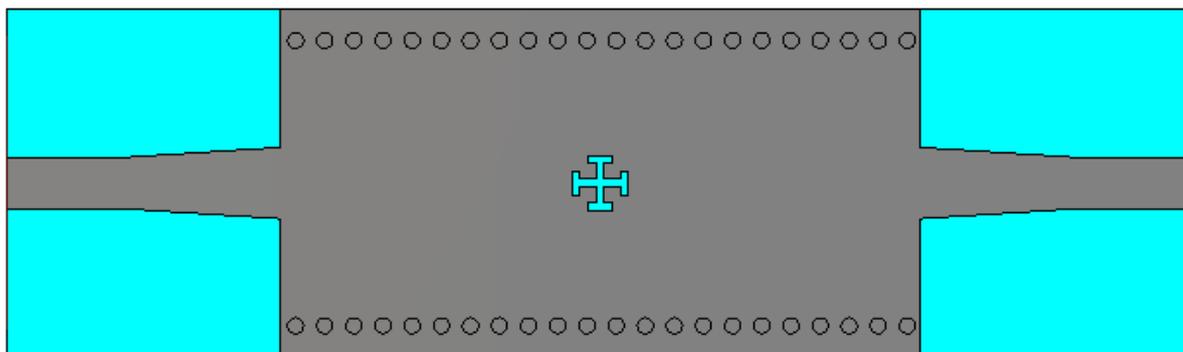


Figure III. 23: Topologie du filtre avec un seul dumbell.

Les résultats obtenus dans l’intervalle [0-15 GHz] après la simulation sont illustrés dans la figure III.24.

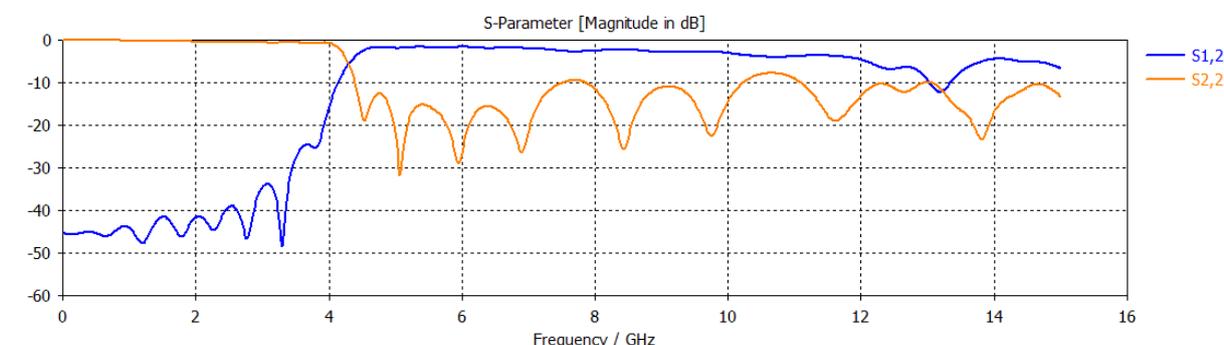


Figure III. 24: résultats de simulation du premier filtre DGS-SIW.

D’après la figure III.24, nous remarquons d’un côté qu’il ya une bonne transmission dans la bande désirée, ainsi qu’une bonne réflexion avec plusieurs pics le meilleur vaut -33 dB à la fréquence de 5 GHz. D’autre côté nous voyons qu’il n’y a pas une réjection.

Deuxièmement, nous allons réaliser le même filtre mais cette fois-ci avec deux dumbbells avec une distance de $L=1$ mm.

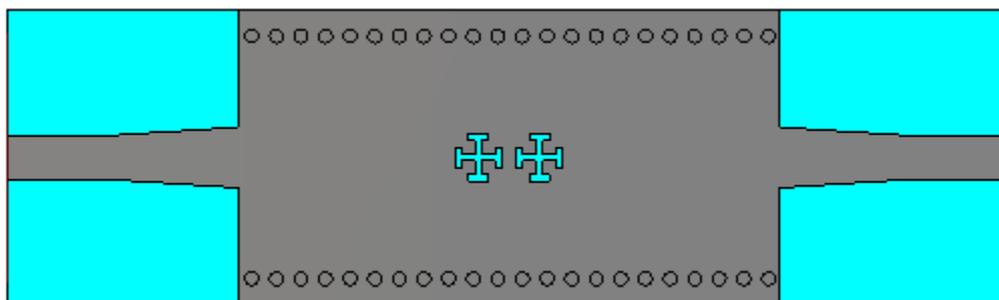


Figure III. 25: Topologie du filtre avec deux dumbbells.

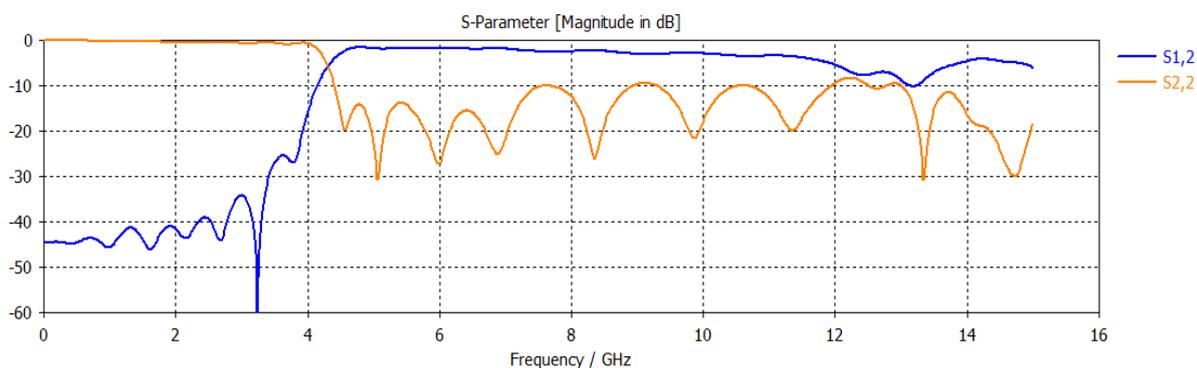


Figure III. 26: Résultats de simulation du deuxième filtre DGS-SIW.

La figure III.26 montre que les résultats obtenus concernant l'adaptation et la réflexion sont bonnes, mais concernant le rejet du filtre ne sont pas satisfaisants.

Dernièrement, on passe à réaliser notre filtre avec 3 cellules avec une distance entre les cellules égale à 2 mm.

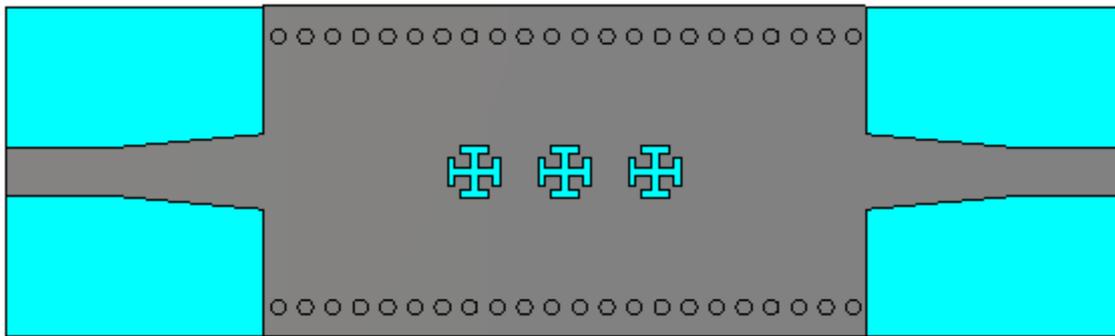


Figure III. 27: Topologie du filtre avec trois dumbbells.

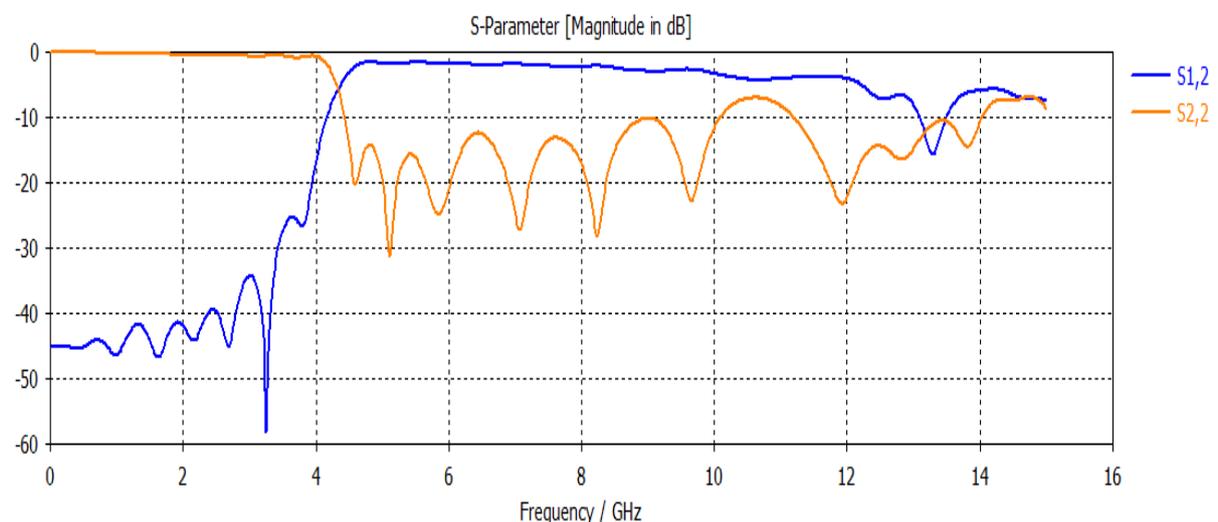


Figure III. 28: Résultats de simulation de troisième filtre DGS-SIW.

Sur la figure III.28, nous observons qu'on a toujours une bonne adaptation et aussi une bonne réflexion mais il existe toujours le problème de la réjection.

D'après les résultats de simulation des trois structures précédentes, nous constatons que la fonction du filtrage n'a pas été assurée, ce qui nous a obligé d'insérer des DGS au niveau du plan de masse pour chaque structure afin d'assurer la fonction du filtrage et d'améliorer la réjection du filtre.

La structure du DGS insérée au niveau du plan de masse utilisée est de la forme suivante :

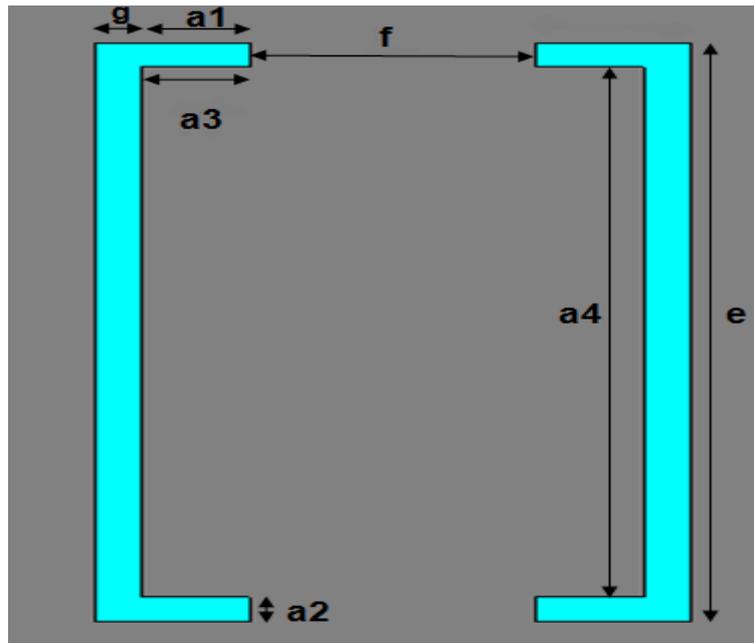


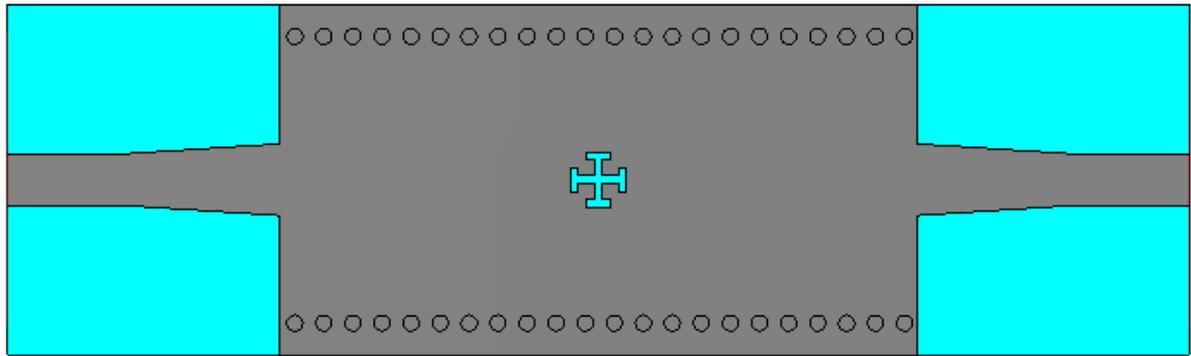
Figure III. 29: structure du DGS utilisée dans notre guide.

Les dimensions utilisées pour cette structure sont mentionnées dans le tableau ci-dessous :

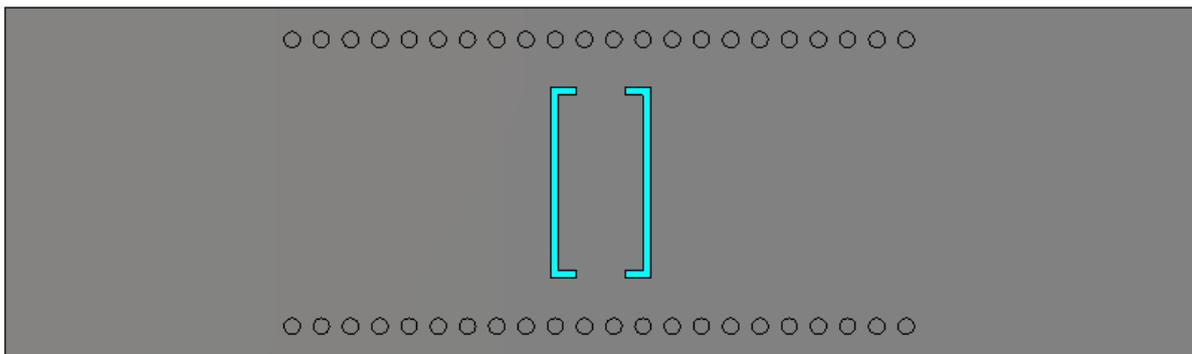
Paramètres [mm]	Valeurs
G	0.5
a1	1.13
a2	0.5
a3	1.13
a4	11
F	3
E	12

Tableau III. 4: Les dimensions du DGS.

Au début, on reprend la structure du filtre avec un seul dumbell en insérant un DGS au milieu du plan de masse.



(a)



(b)

Figure III. 30: structure du premier filtre DGS-SIW.

(a) vue de face, (b) vue d'arrière.

Les résultats de simulation sont représentés dans la figure III.31.

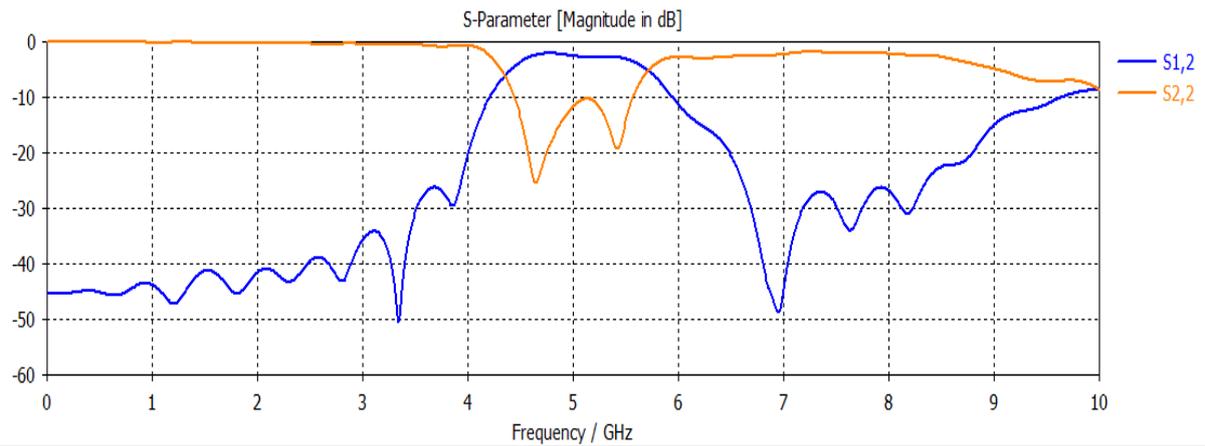


Figure III. 31: résultats de simulation du premier filtre SIW.

Sur la figure III.31, nous remarquons que la puissance réfléchie de notre filtre est bonne avec un pic qui vaut -26 dB à la fréquence 4.64 GHz, la puissance transmise est bonne et elle atteint -2 dB sur la plage de fréquence [2.3-5.7GHz],

Nous voyons aussi une bonne réjection jusqu'à la fréquence 6.9 GHz avec un pic de -49 dB. Nous concluons que cette structure assure très bien la fonction de filtrage dans la bande C.

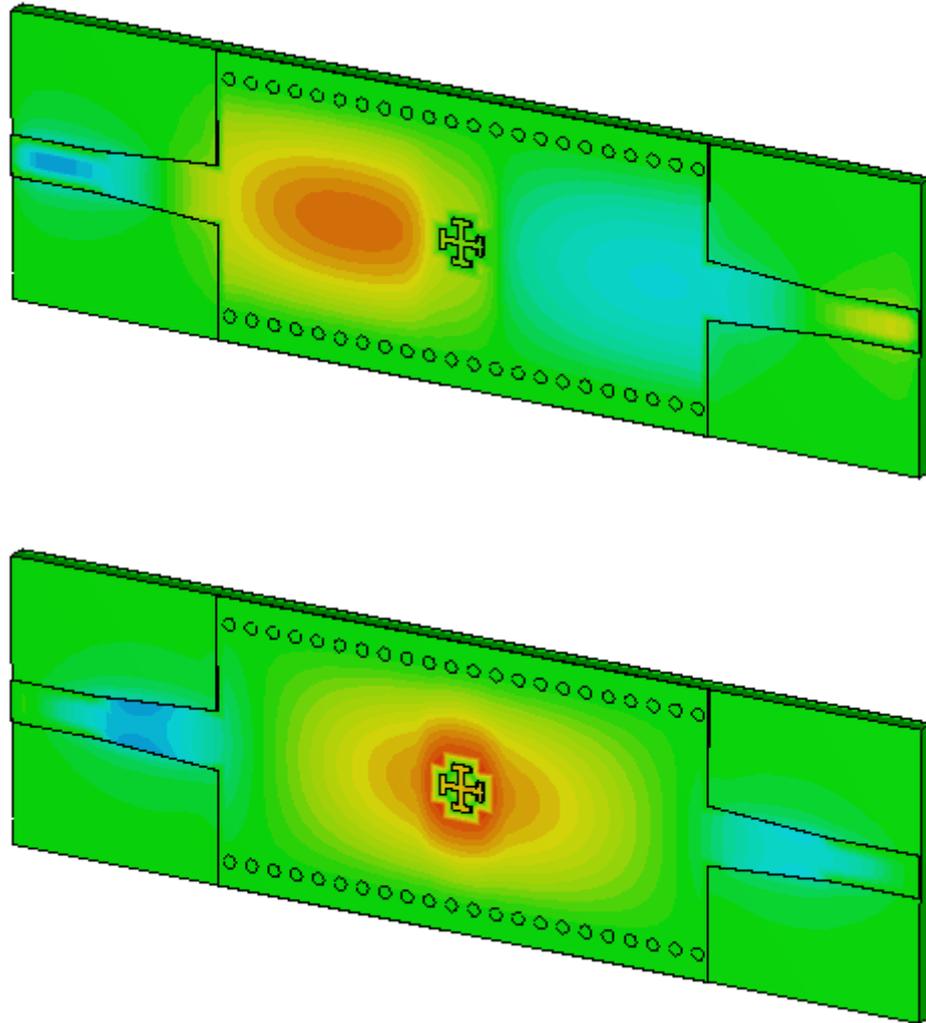
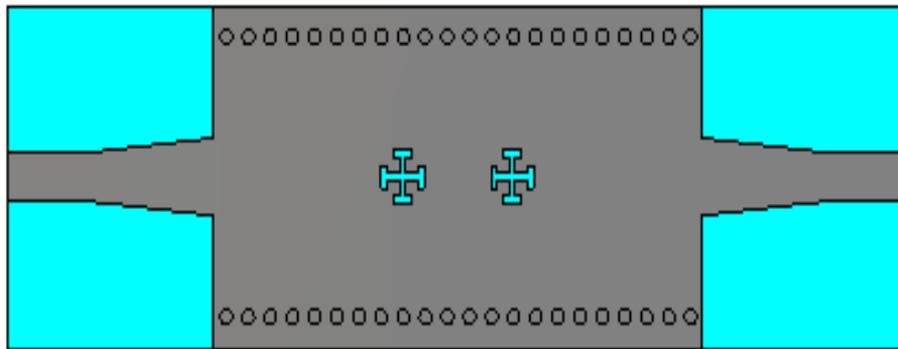
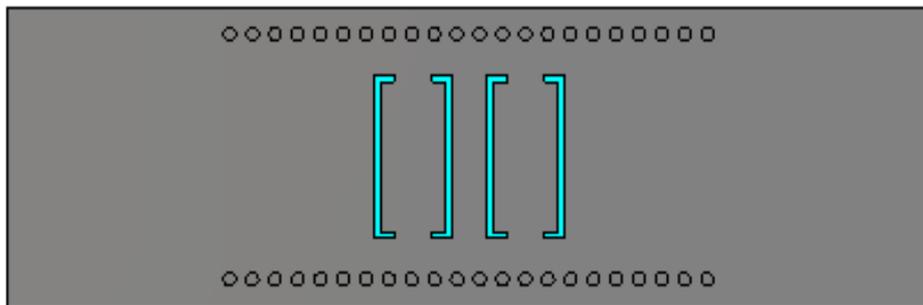


Figure III. 32: propagation du champ électrique à $f= 4.65$ GHz.

Ensuite, on reprend la structure du filtre avec 2 dumbbells avec une distance entre eux égale à 5.5 mm, et on insert 2 DGS au milieu du plan de masse avec une distance entre eux égale à 1.61 mm.



(a)



(b)

Figure III. 33: structure du deuxième filtre DGS-SIW. (a) vue de face, (b) vue d'arrière.

La figure III.34 illustre les résultats de simulation obtenus.

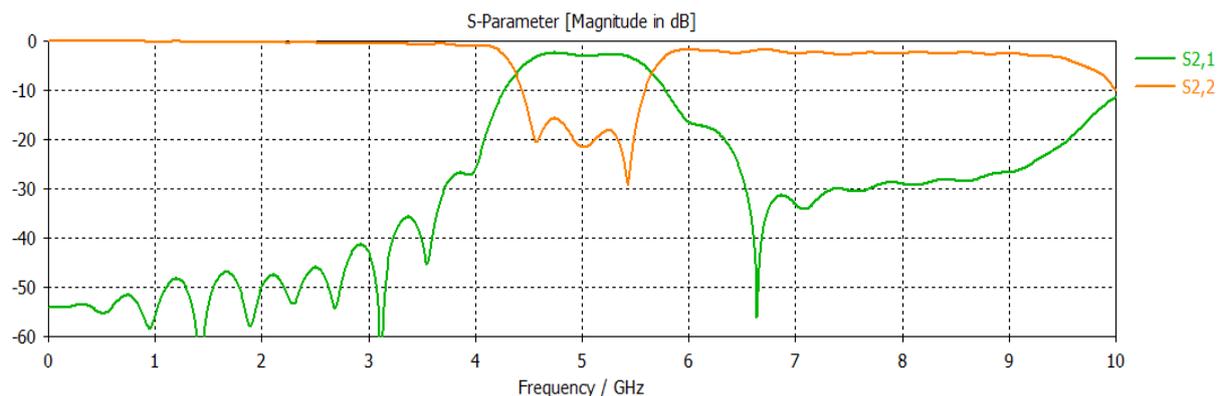


Figure III. 34: résultats de simulation de deuxième filtre SIW.

D'après la figure III.34, nous observons d'une part que les performances de transmission sont très bonnes dans la bande de fréquence [4.3 – 5.6 GHz], aussi la réflexion

est bonne et atteint -30 dB dans cette bande, d'autre part la réjection est très bonne et elle vaut -56 dB autour de la fréquence de 6.6 GHz. D'après cette analyse on peut dire que ce filtre SIW est bien fonctionnel dans la bande C.

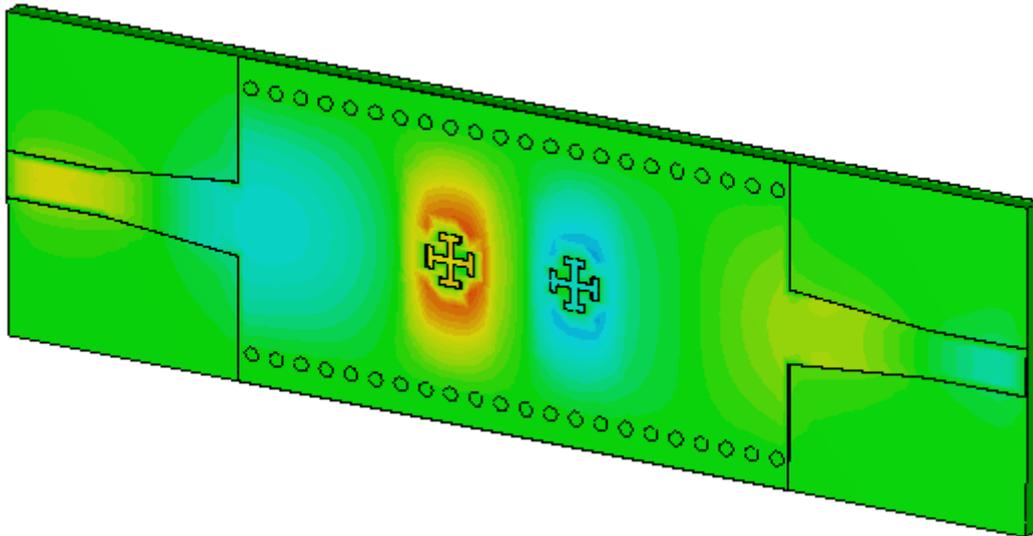
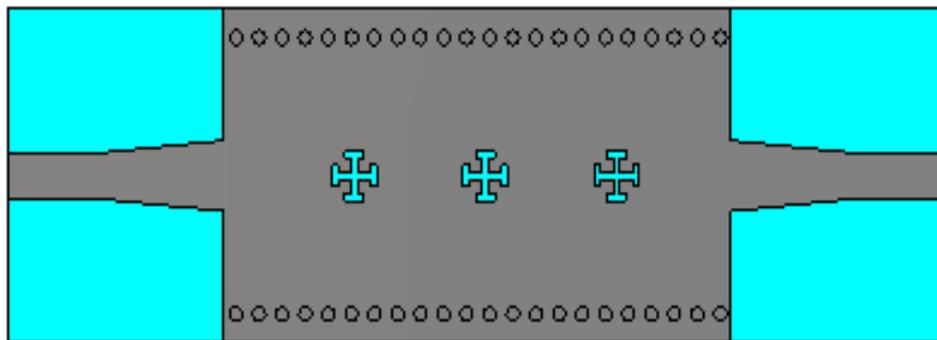


Figure III. 35: distribution du champ électrique à la fréquence 5.429 GHz.

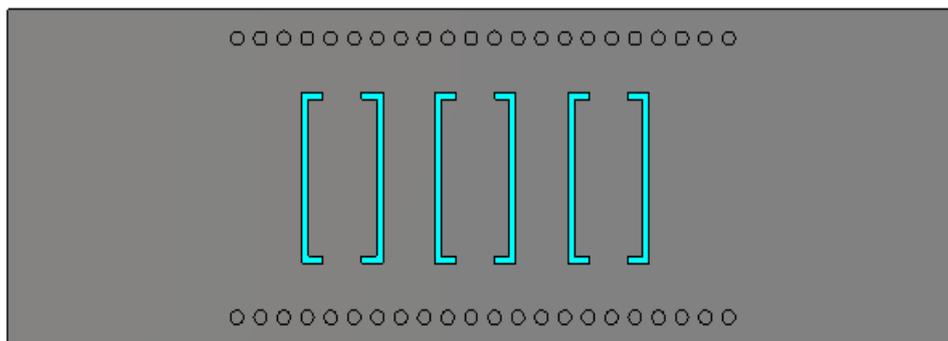
On passe maintenant à la troisième structure du filtre avec 3 dumbbells, et on insert 3 DGS au milieu du plan de masse.

- La distance entre chaque 2 dumbbells $L = 6.5$ mm.
- La distance entre chaque cellule de masse égale à 3.74 mm.

La structure obtenue est schématisée dans la figure III.36.



(a)



(b)

Figure III. 36: structure du troisième filtre DGS-SIW. (a)vue de face, (b) vue d'arrière.

Dans le but d'obtenir un bon résultat, nous avons fait plusieurs essais de W_{siw} .

La valeur de W_{siw} qui donne le meilleur résultat est : **21.55 mm**

Les coefficients de transmission et de réflexion obtenus après la simulation sont représentés dans la figure III.37.

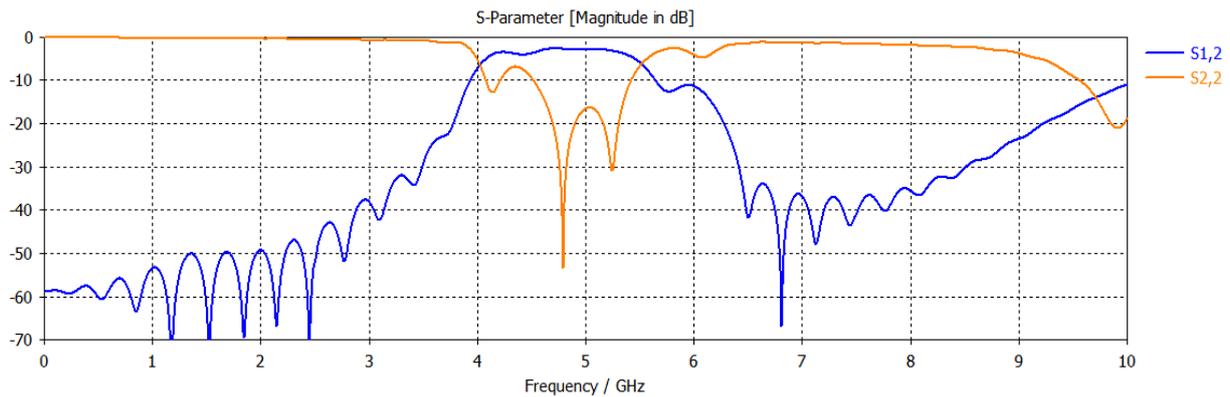


Figure III. 37: Résultats de simulation de la topologie du troisième filtre DGS-SIW.

La figure ci-dessus nous montre que la transmission est très bonne dans la plage fréquentielle [4-5.5 GHz] et elle tend vers -3 dB, la réflexion est très bonne aussi et elle atteint -53 dB à la fréquence 4.8 GHz. En ce qui concerne la réjection, elle est très bonne et elle vaut -67 dB autour pour la fréquence 6.8 GHz. D'après ces résultats, on peut conclure que notre filtre fonctionne très bien dans la bande C.

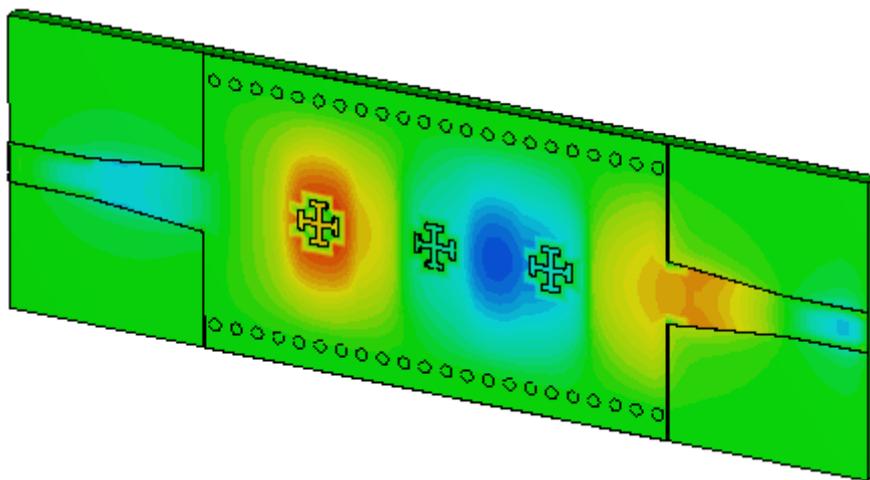


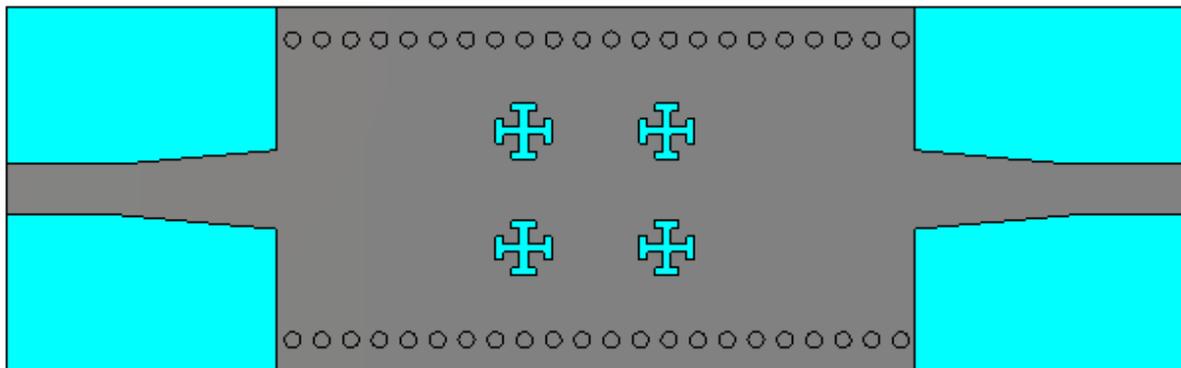
Figure III. 38: distribution du champ électrique à la fréquence 4.8 GHz.

III.6 Conception du filtre HMSIW opérant dans la bande C :

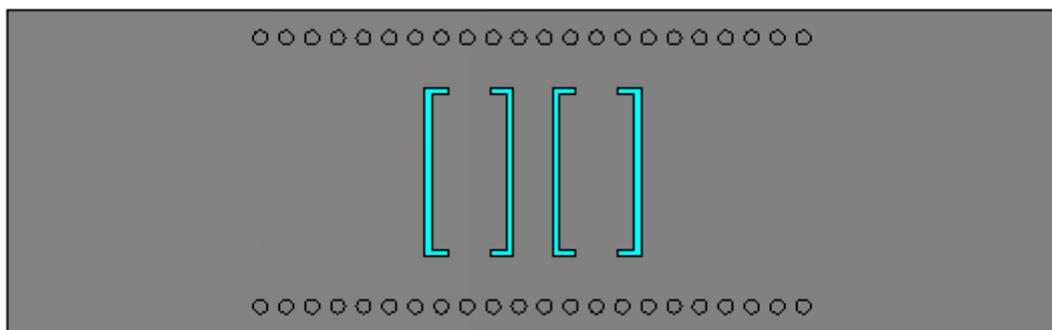
Tout d'abord, nous allons commencer par la réalisation d'un filtre fonctionnant dans la bande C, ce filtre contient 4 dumbbells symétriques placés au milieu du guide, en outre, au

niveau du plan de masse on insère seulement deux DGS. La topologie du filtre obtenu est représentée dans la figure III.39.

- La distance horizontale entre deux dumbbells $L = 5.5 \text{ mm}$.
- La distance verticale entre deux dumbbells $w = 3.9 \text{ mm}$.
- La distance entre les cellules du plan de masse égale à 1.61 mm .



(a)



(b)

Figure III. 39: topologie du filtre à 4 dumbbells. (a) vue de face, (b) vue d'arrière.

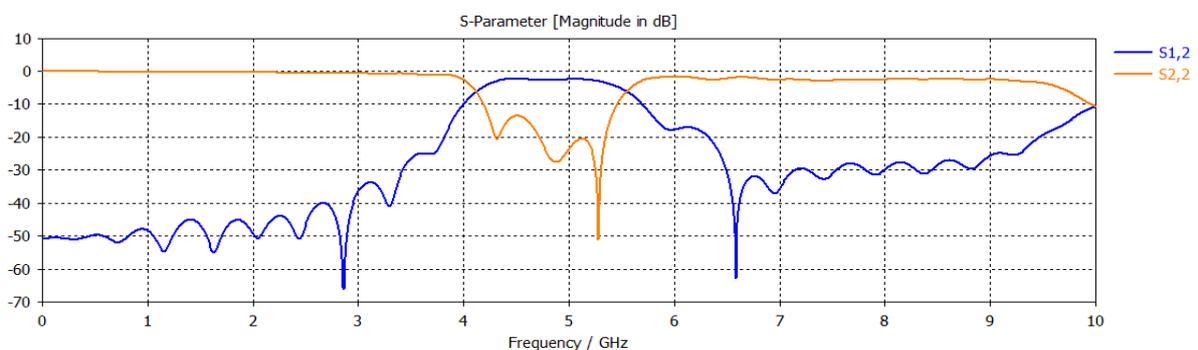


Figure III. 40: coefficients de transmission et de réflexion du filtre SIW à 4dumbells.

Sur la figure ci-dessus, nous constatons que la transmission est bonne dans la bande de fréquence [4.12-5.56 GHz] et elle tend vers -2 dB, les performances de la réflexion dans la même bande sont très bonne aussi avec un pic qui vaut -51 dB pour la fréquence 5.28 GHz, en outre, la réjection elle dépasse -71 dB à la fréquence 6.57 GHz. Ces résultats nous permettent de dire qu'on a obtenu un filtre bien fonctionnel dans la bande C et plus précisément dans la bande passante [4.12-5.56 GHz].

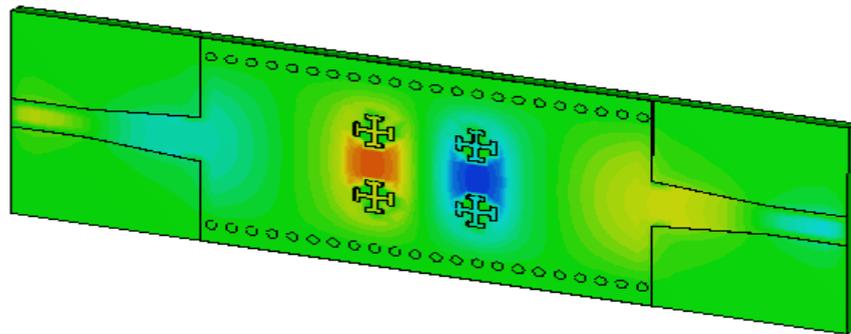


Figure III. 41: distribution du champ électrique à la fréquence 5.289 GHz.

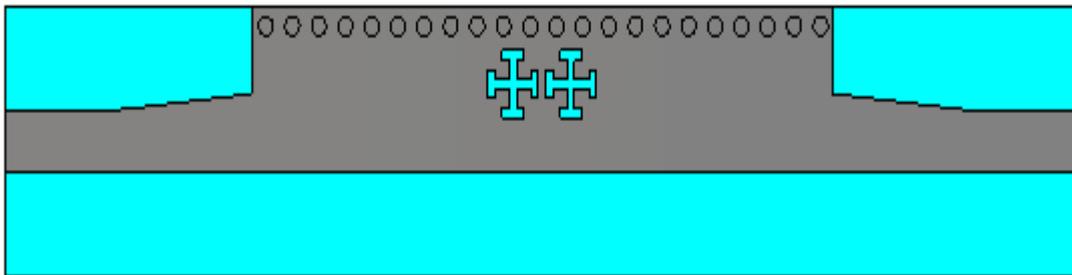
Pour la conception d'un filtre half-mode SIW, il suffit de coupé la structure précédente en deux, après plusieurs essais nous avons obtenu la structure du filtre HMSIW est illustrée sur la figure III.40.

- La distance entre dumbbells $L = 0.5$ mm.
- La distance entre cellules de masse : 0.24 mm.

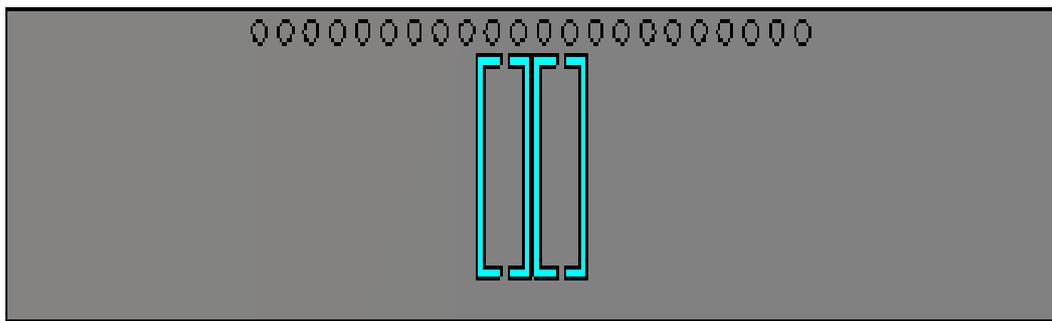
Après plusieurs essais pour obtenir un résultat, on a obtenu les dimensions suivantes :

Paramètre	Valeur [mm]
Wsiw	12
E	10
F	0.5
a4	9
W	3.15

Tableau III. 5: Nouvelles dimensions utilisées.



(a)



(b)

Figure III. 42: Topologie du filtre HMSIW. (a) vue de face, (b) vue d’arrière.

Les résultats de simulation sont représentés dans la figure III.43.

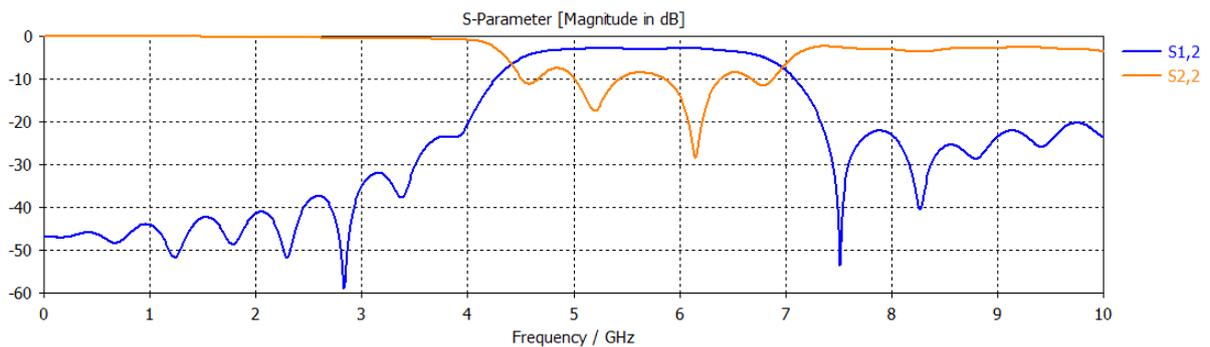


Figure III. 43: résultats de simulation du filtre HMSIW.

D’après la figure III.43, nous observons que :

- Dans la bande [0-4 GHz] la puissance transmise est nulle et la puissance réfléchiée est totale.

- Dans la bande [4.42-6.9 GHz] la transmission augmente et elle atteint -2.8 dB d'un côté, d'autre côté la réflexion présente plusieurs pics le meilleur atteint -29 dB autour de la fréquence 6.16 GHz. Concernant la réjection elle est bonne et elle dépasse -50 dB à une fréquence de 7.5 GHz.

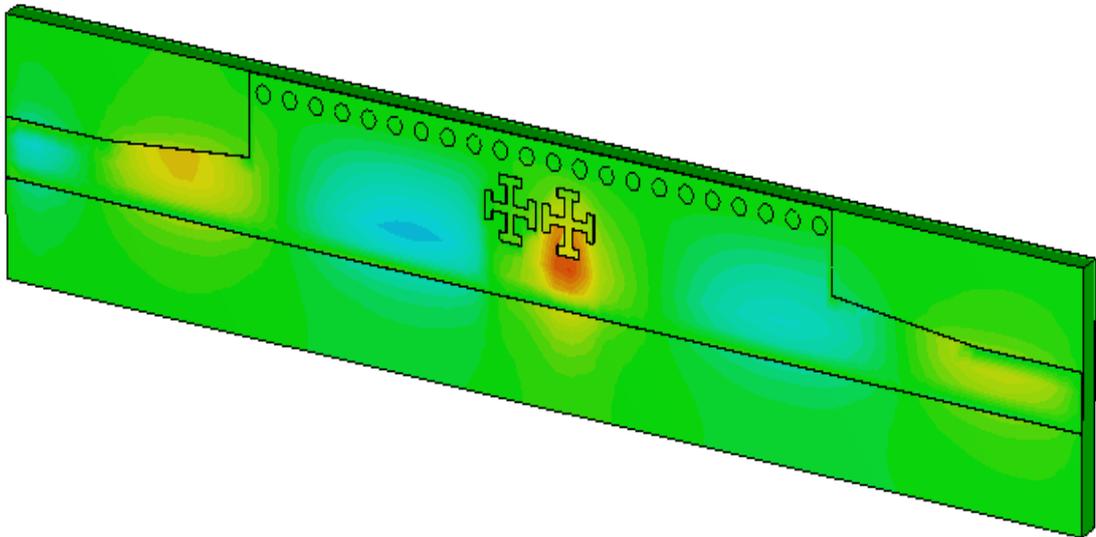
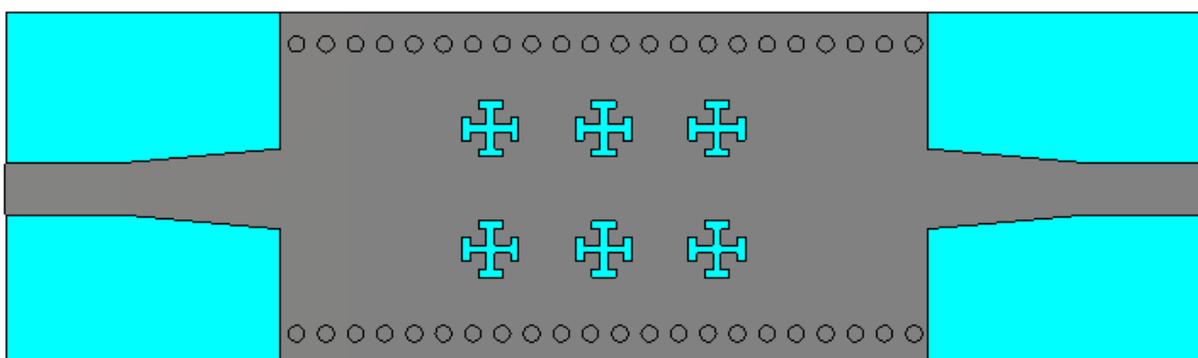


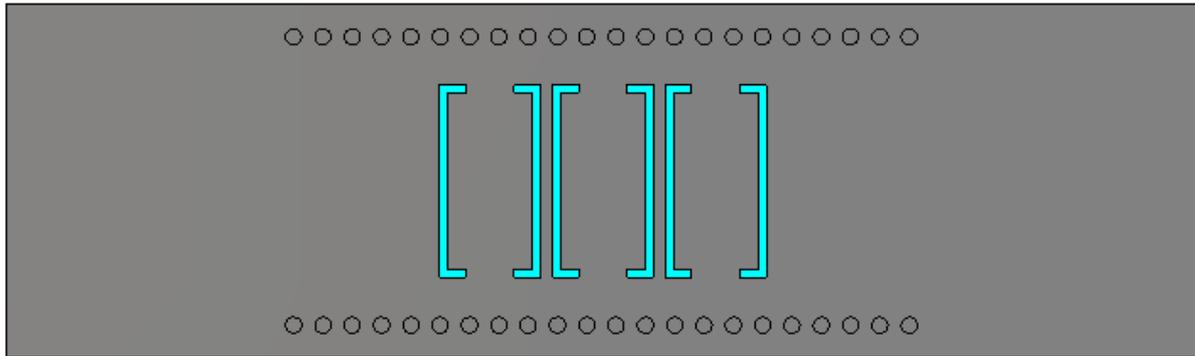
Figure III. 44: propagation du champ électrique à la fréquence 6.16 GHz.

Ensuite, nous allons faire la même topologie mais avec 6 dumbbells, on obtient le filtre illustré sur la figure ci-dessous.

- La distance horizontale entre chaque deux dumbbells $L = 3.5$ mm.
- La distance verticale entre deux dumbbells $w = 3.9$ mm.
- La distance entre chaque deux cellule de masse égale : 0.74 mm.



(a)



(b)

Figure III. 45: topologie du filtre SIW à 6 dumbbells.(a) vue de face, (b) vue d'arrière.

Après avoir lancé la simulation, nous avons obtenu les coefficients de transmission et de réflexion représentés dans la figure III.46.

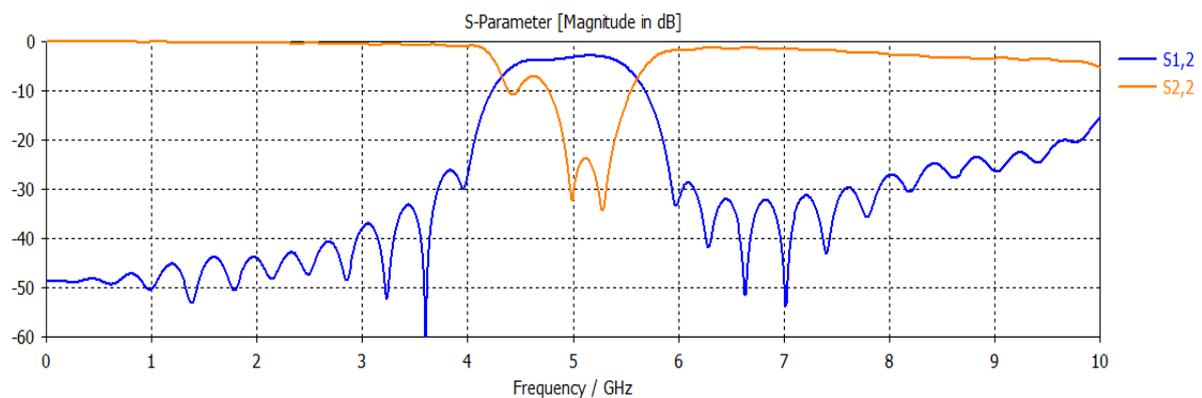


Figure III. 46: résultats de simulation du filtre SIW à 6 dumbbells.

La figure ci-dessus, nous montre que le coefficient de transmission est bon et tend vers -3 dB à partir de la fréquence de coupure $f_c = 4.3$ GHz jusqu'à la fréquence 5.6 GHz, le coefficient de réflexion est aussi bon dans cette bande avec un pic de -35 dB autour de la fréquence 5.3 GHz. En ce qui concerne la réjection du notre filtre vaut -53 dB pour la fréquence de 7GHz. A partir de cette analyse, nous concluons que cette structure est adéquate pour fonctionner autant que filtre opérant dans la bande C.

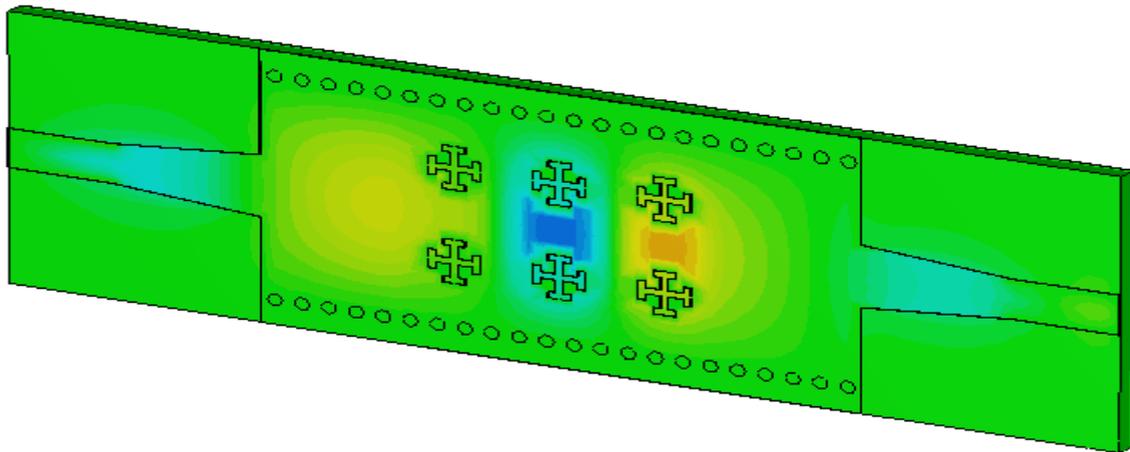


Figure III. 47: distribution de champ électrique à la fréquence 5.3GHz.

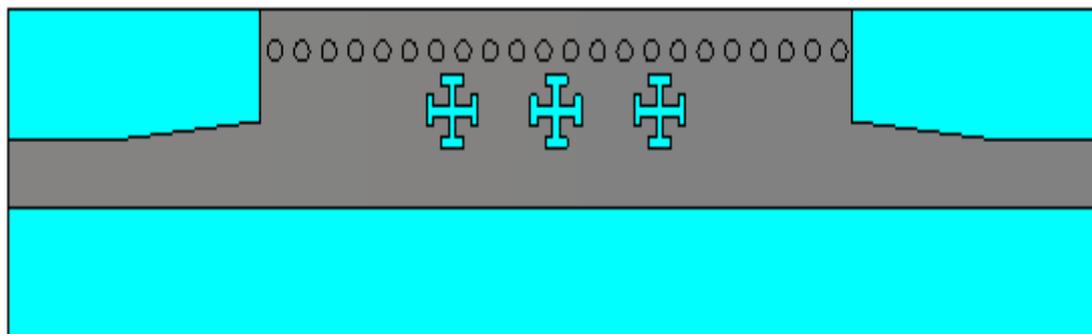
Maintenant, nous allons concevoir la structure du filtre HMSIW en coupant la structure précédente en deux. La figure III.46 schématise la topologie du filtre obtenue.

- La distance entre chaque deux dumbbells $L = 3.5$ mm.
- La distance entre chaque deux cellule de masse égale : 2.99 mm.

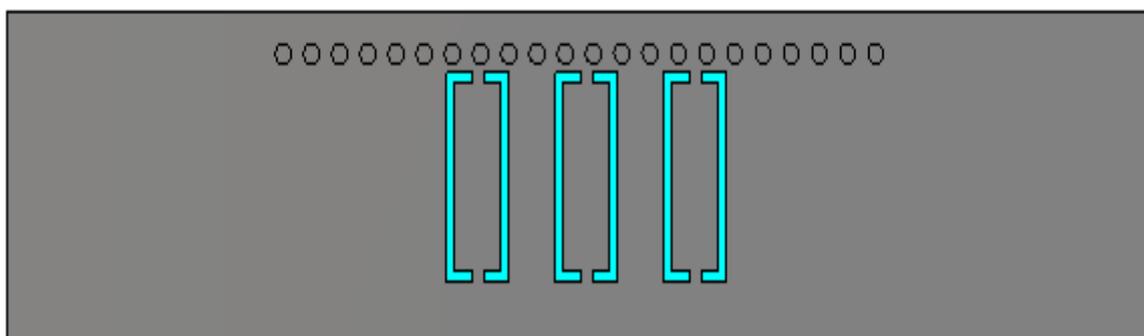
Pour l'obtention d'un bon résultat, on a effectué quelques changements sur quelques paramètres. Le tableau suivant représente les nouvelles dimensions.

Paramètre	Valeur [mm]
Wsiw	13.75
E	10
F	0.75
W	3.15
a4	9

Tableau III. 6 : Les nouvelles dimensions utilisées.



(a)



(b)

Figure III. 48: structure du filtre HMSIW. (a) vue de face, (b) vue d'arrière.

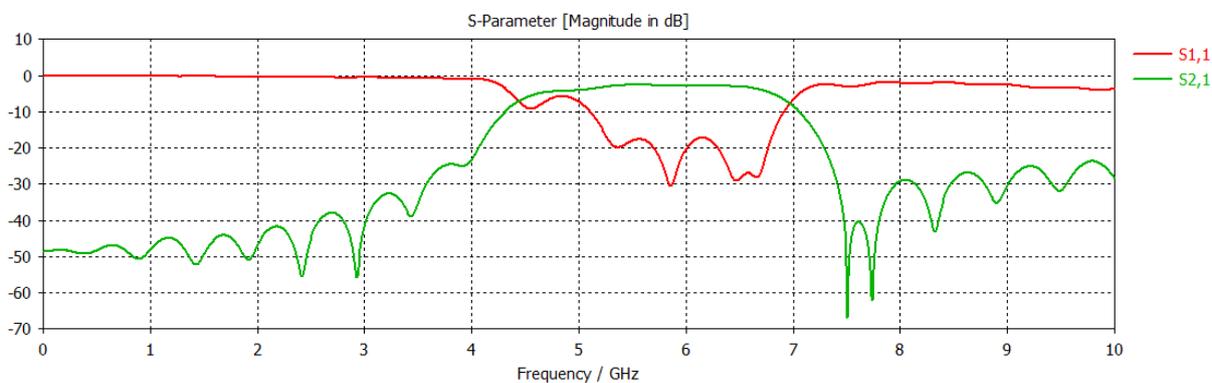


Figure III. 49: coefficients de transmission et de réflexion du filtre HMSIW.

A partir de la figure III.49, nous remarquons que dans la plage fréquentielle [4.42-6.9 GHz] la puissance transmise atteint -2 dB et la puissance réfléchi est presque nulle avec plusieurs pics le meilleur vaut -30 dB. En outre, nous voyons que la réjection est très bonne et elle atteint -67 dB autour de la fréquence 7.5 GHz. Les résultats analysés nous montrent que

ce filtre est bien fonctionnel dans la bande désirée et plus précisément dans la bande passe [4.4-6.9 GHz].

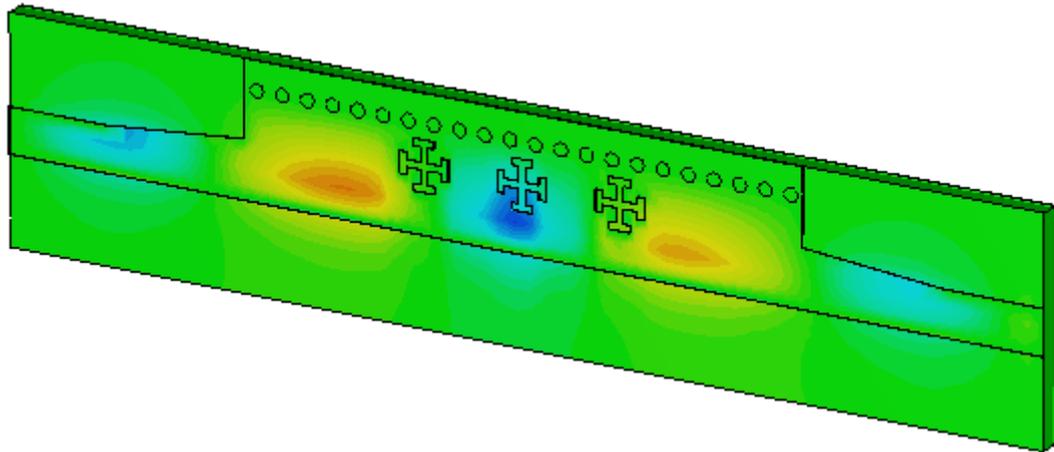


Figure III. 50: propagation du champ électrique à la fréquence 5.87 GHz.

III.6.1 Conception d'une nouvelle structure du filtre HMSIW opérant dans la bande C :

Dans le but de minimiser la taille de notre filtre HMSIW en gardant une bonne performance de ce dernier, nous avons essayé de concevoir une nouvelle structure du filtre contenant les mêmes dumbbells au niveau du conducteur et aussi les mêmes cellules DGS au niveau du plan de masse avec les mêmes dimensions utilisées dans les structures précédentes sauf le f nous l'avons après plusieurs essais $f = 2.5$ mm.

La figure III.49 illustre la structure de nouveau filtre à 6 dumbbells insérés dans le conducteur et 3 cellules DGS dans le plan de masse.

- La distance horizontale entre chaque 2 dumbbells $L = 3.5$ mm.
- La distance verticale entre 2 dumbbells $w = 6.5$ mm
- La distance entre chaque 2 cellule du plan de masse : 1.24 mm.

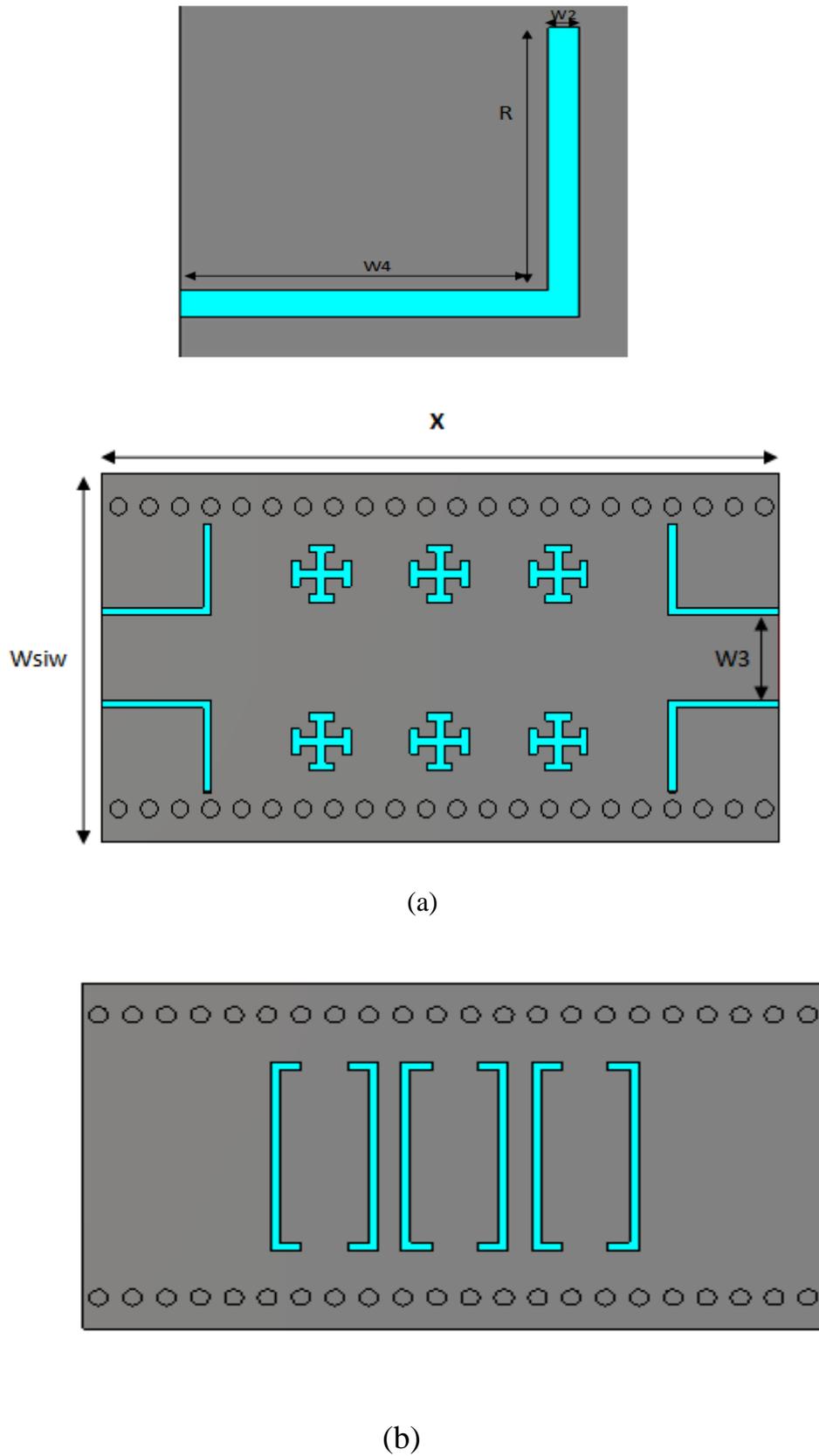


Figure III. 51: la nouvelle structure du filtre à 6 dumbbells. (a) vue de face, (b) vue d'arrière.

Le tableau III.5 représente les dimensions utilisées dans cette structure.

Paramètre	Valeur [mm]
X	40
Wsiw	20
W2	0.5
W3	5
W4	6
R	5

Tableau III. 7: Dimensions de la nouvelle structure.

Après la simulation, nous avons obtenus les coefficients de transmission et de réflexion représentés dans la figure III.52.

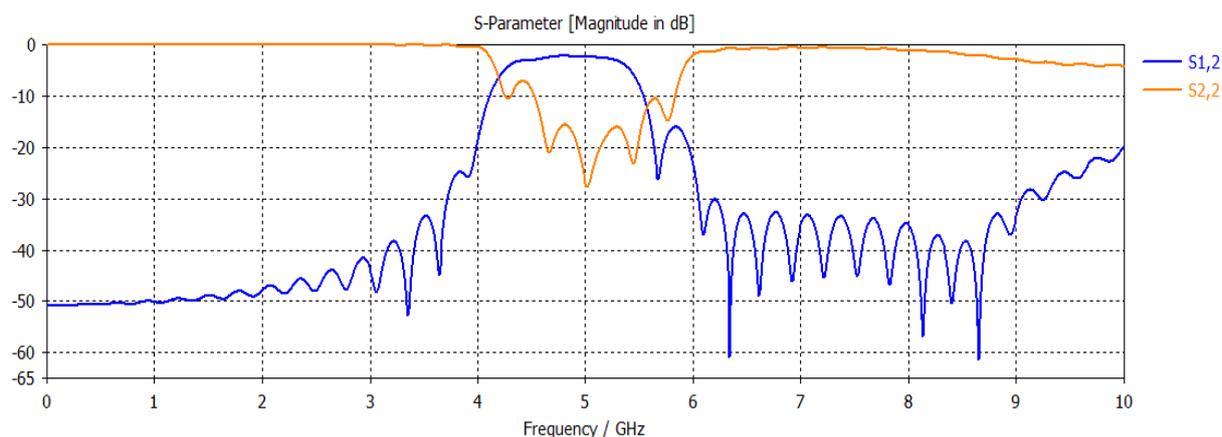


Figure III. 52: Résultats de simulation de la nouvelle structure.

Sur la figure III.50, la puissance transmise est nulle et la puissance réfléchie est totale dans la bande de fréquence [0-4 GHz]. Dans la plage fréquentielle [4.2-5.57GHz] la puissance transmise s’améliore et tend vers -2 dB et la puissance réfléchie présente plusieurs pics le meilleur atteint -28 dB autour de la fréquence 5.1 GHz. La réjection est bonne et elle dépasse -60 dB. Comme conclusion sur ce filtre on peut dire que son fonctionnement dans la bande C est bon.

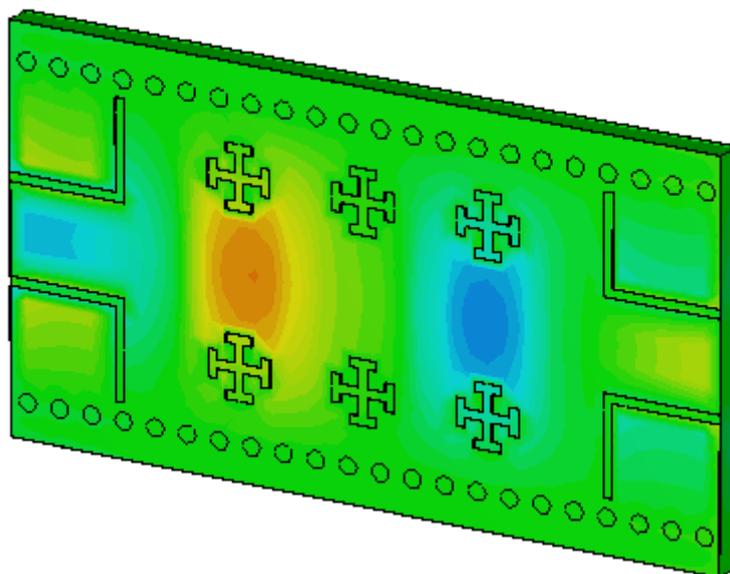


Figure III. 53: propagation du champ électrique à la fréquence 5.1 GHz.

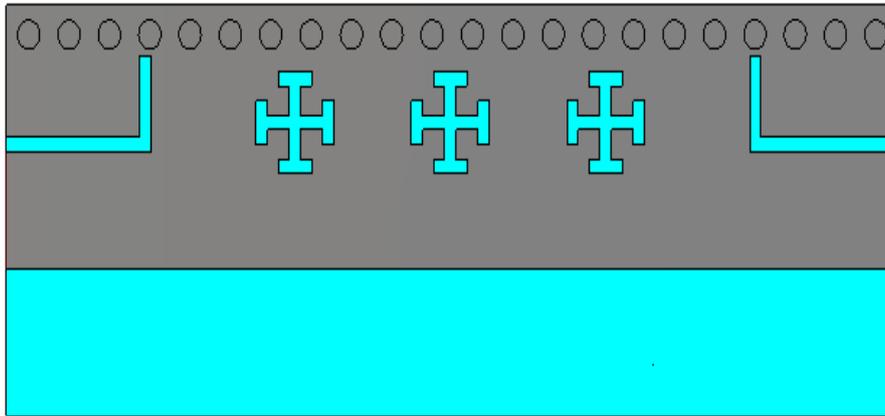
Passant maintenant à la conception du filtre HMSIW à partir de la topologie précédente en coupant cette dernière en deux. Le nouveau filtre est illustré sur la figure III.54.

- La distance entre chaque 2 dumbbells $L = 3.5$ mm.
- La distance entre chaque 2 cellule de masse : 2.74 mm.

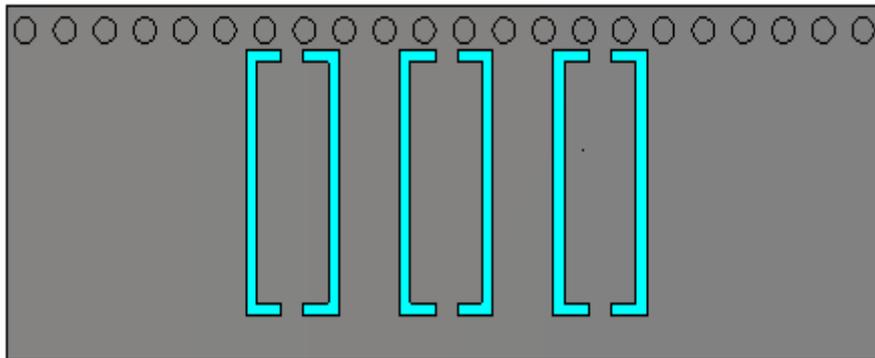
Après avoir faire plusieurs essais pour qu'on puisse avoir des bons résultats, nous avons obtenus les dimensions mentionnées dans le tableau III.7.

Paramètre	Valeur [mm]
Wsiw	12
E	10.5
a4	9.5
F	1
R	2.75
W	3
W3	4

Tableau III. 8: nouvelles dimensions utilisées dans la structure HMSIW.



(a)



(b)

Figure III. 54: Nouveau filtre HMSIW.

(a) vue de face, (b) vue d'arrière.

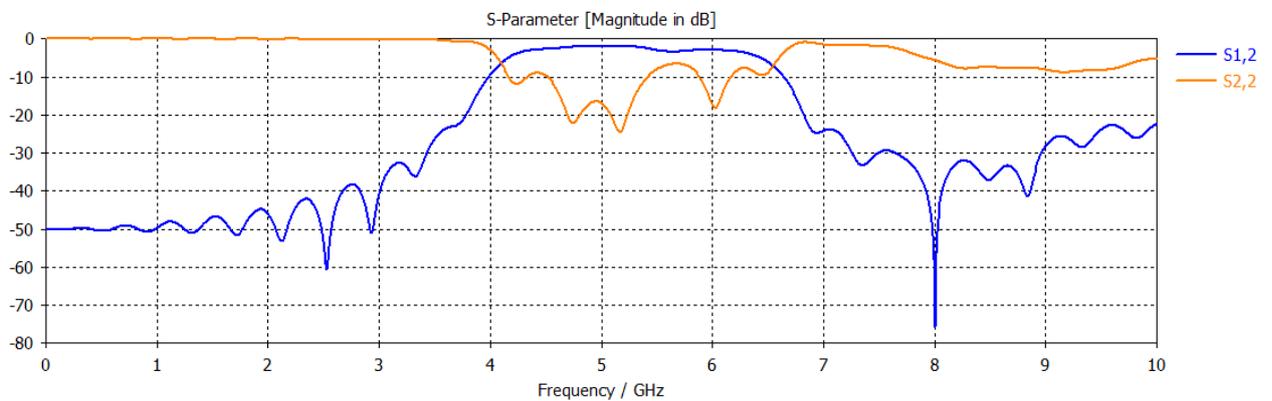


Figure III. 55: coefficient de transmission du filtre HMSIW.

D’après la figure ci-dessus, nous constatons qu’on a une bonne transmission qui atteint -2 dB dans la bande passante [4.09-6.55 GHz], ainsi qu’une bonne réflexion aussi qui vaut -25 dB à la fréquence 5.16GHz dans la même bande passante. La réjection de notre filtre est très bonne et elle dépasse -75 dB pour la fréquence 8 GHz. Ces résultats nous montrent que nous avons obtenu un filtre HMSIW bien fonctionnel dans la bande C.

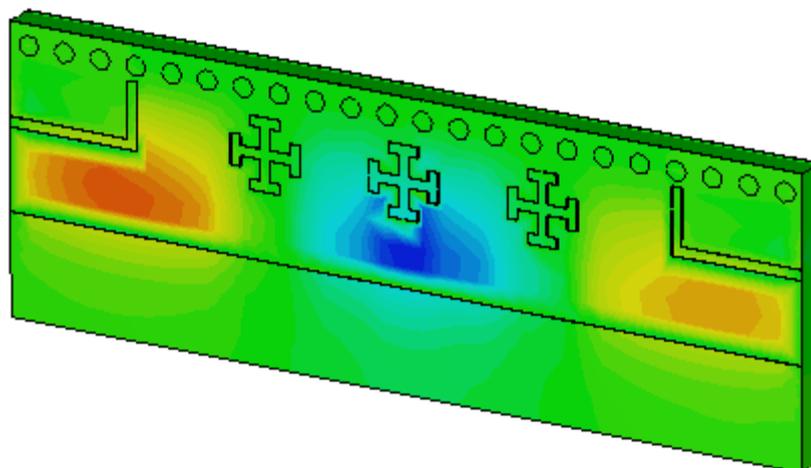


Figure III. 56: Distribution du champ à la fréquence 5.16 GHz.

III.7 Comparaison de résultats de simulation :

Structure	La bande passante	Pertes d’insertions	Pic de réflexion	Réjection
Filtre HMSIW à 2 dumbells	[4.42-6.9 GHz]= 2.48 GHz	-2.8 dB	-29 dB à $f=6.16$ GHz	[0-4.42 GHz] [6.9-10 GHz]
Filtre HMSIW à 3 dumbells	[4.42-6.9 GHz]= 2.48 GHz	-2 dB	-30 à $f=5.85$ GHz	[0-4.42 GHz] [6.9-10 GHz]
Structure filtre HMSIW minimisée avec 3dumbells	[4.09-6.5GHz]= 2.46 GHz	-2 dB	-25 dB à $f=5.16$ GHz	[0-4.09 GHz] [6.5-10 GHz]

Tableau III. 9: Comparaison des résultats de simulation.

D'après les résultats de tableau précédent, nous voyons que les trois structures sont similaires, ils couvrent pratiquement la même bande passante, et représentent des filtres bien fonctionnels dans la bande C. Ces derniers peuvent être appliqués dans le domaine des télécommunications.

III.8 Conclusion :

Au cours de chapitre, nous avons présenté et analysé nos résultats de simulation, premièrement des guides SIW avant et après adaptations dans les deux bande S et C et deuxièmement des filtres DGS-SIW et HMSIW opérants dans la bande C à l'aide du logiciel de simulation CST Microwave Studio.

Durant notre étude, nous avons conçu quelques topologies des filtres passe bande ainsi que leurs half-mode opérant dans la bande C en utilisant la technologie SIW.

Les résultats obtenus sont convaincants en termes de filtrage.

Conclusion générale

Ce mémoire s'intéresse aux hyperfréquences et plus précisément à une nouvelle technologie en émergence depuis plusieurs années qui se nomme les guides d'ondes intégrés au substrat.

Cette technologie est très prometteuse grâce à son faible coût de production et aussi à sa grande densité d'intégration. Cette technologie est très intéressante lorsqu'on parle de miniaturisation des circuits et de réduction des coûts.

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 consacré à la présentation de la théorie des filtres et les applications basant sur les filtres en technologie planaire et en technologie SIW. Nous avons ensuite présentés quelques exemples détaillés de filtres SIW trouvés dans la littérature.

Enfin, le troisième chapitre a été réservé à la présentation des résultats de simulation que nous avons réussis à réaliser. Dans un premier lieu, nous avons réalisé un guide d'onde opérant dans la bande S qui s'étale sur [2-4 GHz].

Dans un deuxième lieu, nous avons conçu un guide d'onde opérant dans une autre bande de fréquence à savoir la bande C qui s'étale sur [4-8 GHz] et à base de ce dernier des nouvelles topologies des filtres ont été réalisés, ces filtres assurent l'adaptation, couvrent une bande passante intéressante et présentent une bonne réjection.

En conclusion nous pouvons dire que nous avons aboutis a des résultats convaincants pour nos structures et cela en terme de filtrage, de transmission et d'adaptation. Ces différents dispositifs peuvent être employés pour les applications de télécommunication.

Bibliographie

- [1] Thèse de l'obtention de doctorat présentée par RABAH Mohammed Amin « Contribution à la Conception et à la Réalisation des Composants Micro-ondes Compacts en Technologie Guides d'Ondes Intégrés aux Substrats : Modélisation par la Méthode des Eléments Finis 2 D » Université de Tlemcen, Faculté de Technologie, Février 2017.
- [2] BELKACEM Hadjira ABDELDJALIL Amina « Modélisation et Caractérisation De Filtrés En Technologie Emergent SIW (Substrate Integrated waveguide) Pour Applications Haute Fréquence En Télécommunications (wireless system) » Université de Tlemcen, Faculté de Technologie, Juin 2018.
- [3] MINIC GRENIER "Electromagnétisme et transmission des ondes", Thèse de doctorat pp.51, Université LAVAL, 2015
- [4] Site Web <https://couleur-science.eu/?d=c7f412--les-equations-de-maxwell-expliquees-simplement>.
- [5] BOURI Djamilia « Conception et Optimisation des Composants Compacts en Technologie Guides d'Ondes Intégrés aux Substrats (GIS) » Université de Saida, Faculté de Technologie, Septembre 2017.
- [6] MADOUN Amina « Etude et simulation d'une antenne SIW » Université de Saida, Faculté de Technologie.
- [7] Chapitre 2 : Guides d'onde GELE5223, Gabriel Cormier, Ph.D., ing. Université de Moncton, Automne 2010.
- [8] Thèse pour l'obtention de doctorat présentée par Mme RAHALI née SAKER Bouchra « CONTRIBUTION A LA MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DES STRUCTURES COMPLEXES HYPERFREQUENCES EN TECHNOLOGIE SIW » Université de Tlemcen, Faculté de Technologie, Juin 2013.
- [9] 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 » Université de Tlemcen, Faculté de Technologie, Mai 2016.
- [10] Thèse pour l'obtention du doctorat / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE « Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride planaire SIW en technologie LTCC » présentée par Jonathan Garreau, le 5 décembre 2012.
- [11] J.-S. Hong et M.J. Lancaster, 'Microstrip Filters For RF/Microwave Application', John Wiley and Sons, Inc., 2001.

- [12] C. Quendo, E. Rius, C. Person, « An original topology of dual-band filter with transmission zeros » Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International, 2003, 2, 1093-1096 vol.2.
- [13] H. Miranda, cours en ligne à l'université de Porto, Portugal : <http://paginas.fe.up.pt/~hmiranda/etele/microstrip/>
- [14] M. Le Coq, E. Rius, C. Quendo, B. Potelon, J.-F. Favennec, L. Estagerie, P. Moroni, Y. Clavet et A. Manchec, "Miniature microstrip filter using high-permittivity ceramic substrates ($\epsilon_r=90$)" Microwave symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International, 2011.
- [15] **F. Shigeki**, "Waveguide line," *Japanes patent: JP 06 053711*, 1994.
- [16] **J. Hirokawa, T. Yamamoto, A. Akiyama, N. Kimura, Y. Kimura, N. Goto, M. Ando**, "Novel single-layer waveguides for high-efficiency millimeter-wave arrays," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 6, pp. 792-799, Jan 1998.
- [17] **D. Deslandes and Ke Wu**, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave Compon Lett*, vol. 11, pp. 68-70, Feb 2001.
- [18] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions," in 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), 2010, pp. 704-707.
- [19] D. M. Pozar, *Microwave Engineering* : J. Wiley, 2005.
- [20] C. DALL'OMO, T. MONEDIÈRE, B. JECKO, F. LAMOUR, I. WOLK and M. ELKAEL, "Design and realization of a 4X4 Microstrip Butler Matrix Without any Crossings in Millimeter Waves," *Microwave and Optical Technology Letters – Wiley Periodicals*, pp.462-465, 2003.
- [21] Moustapha MBAYE : « CONCEPTION D'UN RÉSEAU D'ANTENNES MULTIFAISCEAUX AVEC LA TECHNOLOGIE GIS (GUIDE INTÉGRÉ AU SUBSTRAT) » Droits réservés de Moustapha MBAYE, 2013.
- [22] P. M Anju, A.O Lindo, C.K. Aanandan, "Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter with Cross Slots and CSRRs", conférence (I2CN-2K18), India, 2018
- [23] Thèse pour l'obtention de doctorat présentée par Raghida HAJJ « Conception et réalisation de fonction de filtrage dans les domaines millimétriques et sub-millimétriques » UNIVERSITE DE LIMOGES, FACULTE des SCIENCES et TECHNIQUES de LIMOGES, Juillet 2010.

- [24] ARBOUCHE Henane SENOUSSAOUI Nisrine « Structures Originales Des Filtres SIW Passe Bande à Cavités Couplées » Université de Tlemcen, Faculté de Technologie, juin 2017.
- [25] E. Hanna, “Synthèse et Réalisations avec des Zéros de Transmission de Filtres Planaires Miniaturisés à Topologies Fractales en Substrat Suspendu”, thèse à l’Université de Bordeaux 1, Juillet 2006.
- [26] P. Lenoir, “ Développement de méthodes et d'outils dédiés à la conception des dispositifs de filtrage microonde complexes”, Université de Limoges, thèse 2005 Disponible sur <http://epublications.unilim.fr/theses/2005/lenoir-philippe/lenoir-philippe.pdf>.
- [27] H. Ezzedine, “Développement de méthodes de conception pour l’intégration de dispositifs de filtrage et de multiplexage hyperfréquences”, Université de Limoges, thèse 2012 Disponible sur: <http://epublications.unilim.fr/theses/2011/ezzeddine-hussein/ezzeddine-hussein.pdf>
- [28] Thèse pour l’obtention du doctorat / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE « Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride planaire SIW en technologie LTCC » présentée par Jonathan Garreau, le 5 décembre 2012.
- [29] D.W. Lew, J.S. Park, D. Ahn, N.K. Kang, C.S. Yoo, and J.B. Lim, “A Design of Ceramic Chip Balun Using Multilayer Configuration,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 49, no. 1, pp. 220–224, Jan. 2001.
- [30] Y. Fujiki, H. Mandai, and T. Morikawa, “Chip Type Spiral Broadside-Coupled Directional Couplers and Baluns Using Low Temperature Co-Fired Ceramic,” in IEEE Electronic Comp. Tech. Conf., pp. 105–110, San Diego, CA, USA, June 1999.
- [31] L.K. Yeung and K.L. Wu, “A Compact Second-Order LTCC Bandpass Filter with Two Finite Transmission Zeros,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, no. 2, pp. 337–341, Feb. 2003.
- [32] C.W. Tang, Y.C. Lin, and C.Y. Chang, “Realization of Transmission Zeros in Combine Filters Using an Auxiliary Inductively Coupled Ground Plane,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, no. 10, pp. 2112–2118, Oct. 2003.
- [33] J.W. Sheen, “LTCC-MLC duplexer for DCS-1800,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, no. 9, pp. 1883–1890, Sept. 1999.

- [34] M.C. Park, B.H. Lee, and D.S. Park, "A Laminated Balance Filter Using LTCC Technology," in IEEE Asia-Pacific Microwave Conf., pp. 1–4, Suzhou, China, Dec. 2005.
- [35] L.K. Yeung and K.L. Wu, "An LTCC balanced-to-unbalanced extracted pole bandpass filter with complex load," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 54, no. 4, pp. 1512–1518, April 2006.
- [36] A.F. Sheta, K. Hettak, J.P. Coupez, C. Person, S. Toutain and J.P. Blot, "A New Semi Lumped Microwave Filter Structure," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.383-386, Orlando, FL, USA, May 1995.
- [37] S.B. Cohn, "Design Considerations for High-power Microwave Filters." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.01, no.7, pp.154-162, Jan. 1959.
- [38] S.B. Cohn, "Parallel-Coupled Transmission Line Resonator Filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.6, no.2, pp.223-231, April 1958.
- [39] E.Cristal and S. Frankel, "Hairpin-line and hybrid hairpin line/ half wave parallel coupled-line filters," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 20, pp. 719–728, November 1972.
- [40] K. Sagawa and M. Makimoto, "Miniaturized hairpin resonator filters and their application to receiver front end MIC 's," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, no. 12, pp. 1991–1997, December 1989.
- [41] J. Zhu and Z. Feng, "Microstrip interdigital hairpin resonator with an optimal physical length," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 2, no. 16, pp. 672–674, December 2006.
- [42] J.S. Hong and M.J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, Wiley Editions, 2001.
- [43] J. Lee, K. C. Yoon, H. Lee, T. S. Jung, T. Y. Kim and J. C. Lee, "Short stub band-pass filter using stepped impedance resonator for size reduction," APMC, Seoul, 2013.
- [44] J. T. Kuo and Chih-Yuan Tsai, "Periodic stepped-impedance ring resonator (PSIRR) bandpass filter with a miniaturized area and desirable upper stopband characteristics," in IEEE, MTT, 2006.
- [45] Y. c. Chiou, M. h. Wu and J. t. Kuo, "Periodic Stepped-Impedance Resonator (PSIR) Bandpass Filters with Multispurious Suppression," IEEE MTT-S, IMS, San Francisco, CA, 2006.

- [46] A Noura, M Benaissa, M Abri, H Badaoui, TH Vuong, J Tao, "Miniaturized half-mode SIW band-pass filter design integrating dumbbell DGS cells", *Microwave and Optical Technology Letters* 61 (6), 1473-1477, 2019.
- [47] Mostafa Danaeian, Hossein Ghayoumi-Zadeh "Miniaturized substrate integrated waveguide filter using fractal open complementary split-ring resonators " [International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering](#), 10.1002/mmce.21249, January 2018.
- [48] Vishnu M , Abinaya Lakshmi B , Balamati Choudhury , R U Nair, "Metamaterial based K band Substrate Integrated Waveguide Filter for Advanced Communication Systems " *SCI-hub. tw/10.1109/ETCT.2016* .
- [49] Hakima CHERIFI, Lemya MIRAOUI, ‘[Conception des Nouvelles Configurations des Filtres Hyperfréquences par Technologie SIW](#)’, MASTER en Réseaux et Systèmes de télécommunications, Soutenu en juin 2017.
- [50] Fellah benzergha, ‘Etude et conception des réseaux d'antennes à ouverture progressive pour imagerie passive en technologie SIW : Modélisation par la méthode des éléments finis 2D, Thèse de doctorat en Télécommunication, Juin 2016, Université de Tlemcen. <http://dspace.univ-tlemcen.dz/handle/112/12728>
- [51] Abdelnasser BERRAYAH, Wafaa KIRIA, ‘[NOUVELLES CONFIGURATIONS DES FILTRES À CAVITES RESONANTES LATÉRALES EN BANDE S ET C POUR LES APPLICATIONS SPATIALES À BASE DE LA TECHNOLOGIE SIW](#)’, MASTER Spécialité : “ Réseaux et Systèmes de télécommunications”, Soutenu en May 2016.
- [52] Boualem Mansouri, Mehadj Abri, Hadjira Abri, Mohamed Amine Rabah, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, ‘SIW Bandpass Filter Screens S-Band Signals’, pp. 62-66, Mars, 2015.
- [53] Mohamed Amine Rabah, Mehadj Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, ‘Compact Miniaturized Half-Mode Waveguide/High Pass-Filter Design Based On Siw Technology Screens Transmit-Ieee C-Band Signals’, *Microwave and optical technology letters*, Wiley, Vol. 58, No. 2, February 2016.
- [54] Mohamed Amine Rabah, Mehadj Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, ‘Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (Hmsiw) Fr X-Band

Applications', International Journal Of Electrical, Electronics And Data Communication', Volume-4, Issue-4, April, 2016.

- [55]Fellah benzerga, Mehadji Abri, Hadjira ABRI Badaoui, 'Optimized Bends and Corporate 1x4 and 1x8 SIW Power Dividers Junctions Analysis for V Band Applications Using a Rigorous Finite Element Method', Arabian Journal for Science and Engineering, pp 1-9, September 2015. DOI :10.1007/s13369-015-1823-6.
- [56]Souad Doucha, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, 'Leaky Wave Antenna Design based on SIW Technology for Millimeter Wave Applications', WSEAS TRANSACTIONS on COMMUNICATIONS, Volume 14, pp. 108- 112, 2015.
- [57]M. A. Rabah, M. Abri, J. Tao, and T. H. Vuong, 'Substrate Integrated Waveguide Design Using The Two Dimentionnal Finite Element Method', Progress In Electromagnetics Research M, [Vol. 35](#), pp. 21-30, 2014.
- [58]Souaad Doucha and Mehadji Abri, 'New Design of Leaky Wave Antenna Based on SIW Technology for Beam Steering', International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC), Vol.5, No.5, September 2013.
- [59]M. A. Rabah, M. ABRI and J. W. Tao, 'A numerically Study of a New SIW Waveguide Using the CST Microwave studio for C-Band Applications', The Third International Conference on Image and Signal Processing and their Applications, Mostaganem, Algeria 2, 3 et 4 Décembre 2012.
- [60]M. A. Rabah, M. ABRI, J. W. Tao, 'A performance propagation Study's of a SIW Waveguide technology for Ka-Band Applications'. International Conference on Systems and Processing Information May 12-14, 2013, Guelma, Algeria.
- [61]S. DOUCHA et M. ABRI, 'Simulation d'un Nouveau Guide d'Ondes Intégré au Substrat Opérant dans la Bande [3.4-4.2 GHz]', International conference on electrical engineering, CIGE'2013, 17-19 Novembre 2013, Bechar, Algeria.
- [62]M. A. Rabah, M. Abri, and J. W. Tao, ' Half Mode Waveguide Design Based on SIW Technology, International Congress on Telecommunication and Application'14,University of A. MIRA Bejaia, Algeria, 23-24 APRIL 2014.
- [63]SouadDoucha and AbriMehadji, 'A Leaky Wave Antenna Based on SIW Technology for ka Band Applications ', The Second International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, CEECA'14 Constantine 18-20 November 2014, Algeria.
- [64]Fellah Benzerga and AbriMehadji, 'Design of Antipodal Linearly Tapered Slot Antennas (ALTSA) Arrays in SIW Technology for UWB Imaging', The Second

International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, CEECA'14 Constantine 18-20 November 2014, Algeria.

- [65]M. A. Rabah, M. Abri, and J. W. Tao, ' Study and miniaturization of the SIW Technology', 2eme Conférence Internationale Sur les Nouvelles Technologies et la Communication (ICNTC'2015), 03-04 Mars 2015, Chlef, Algérie.
- [66]Fellah Benzerga and AbriMehadji, 'Design of Millimeter Substrate Integrated Wave Guide MSIW analysis by the Quick Finite Element Method (QFEM)', International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing, ICOSIP'2015, 8-9 November Tlemcen, Algeria.
- [67]Benzerga Fellah, AbriMehadji, HadjiraAbribadaoui, Jun Wu Tao and Tan-HoaVuong, ' 1×2 SIW Power Dividers Modeling Using a Rigorous Finite Element Method for V-Band Applications', 9th Jordanian International Electrical and Electronics Engineering Conference (JIEEEEC). October 12-14, jordan.
- [68]Mohamed Amine Rabah, MehadjiAbri, HadjiraAbriBadaoui, Junwu Tao, and Tan-HoaVuong, 'Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (Hmsiw) For X-Band Applications', 10 th Research World International Conference, Beijing, China, 13th February2016.

Résumé

Les systèmes modernes de télécommunication touchent un public de plus en plus large, ce qui induit inexorablement une utilisation intensive de la gamme hyperfréquence. Pour éviter la saturation des services disponibles, les spécifications concernant les systèmes sont de plus en plus exigeantes. Ces contraintes drastiques sont reportées sur les différents éléments et en particulier sur les filtres.

Ce mémoire a été consacré à la simulation et optimisation des filtres hyperfréquences hybrides half-mode SIW opérant en bande C qui s'étale sur [4-8 GHz]. Des résultats performants ont été obtenus en termes de filtrage, d'adaptation et de rejection. Les différentes simulations ont été achevées en employant le simulateur CST Microwave Studio.

Mots clés: SIW, filtres hyperfréquences half-mode, Substrate Integrated Waveguide, filter.

Abstract

Modern telecommunication systems are reaching an increasingly large audience, which inevitably induces an intensive use of the microwave range. To avoid the saturation of the available services, the specifications concerning the systems are more and more demanding. These drastic constraints are reported on the various elements and in particular on the filters.

This thesis was devoted to the simulation and optimization of hybrid microwave filters half-mode SIW operating in C band which spreads on [4-8 GHz]. Successful results were obtained in terms of filtering, adaptation and rejection. The different simulations were completed using the CST Microwave Studio simulator.

Key words: SIW, half-mode microwave filters, Integrated Waveguide Substrate, filter.

ملخص

تصل أنظمة الاتصالات الحديثة إلى جمهور كبير على نحو متزايد ، مما يؤدي حتماً إلى استخدام مكثف لمجموعة الميكروويف. لتجنب تشبع الخدمات المتاحة ، أصبحت المواصفات المتعلقة بالنظم أكثر تطلباً. يتم الإبلاغ عن هذه القيود الشديدة على العناصر المختلفة وعلى وجه الخصوص على المرشحات.

تم تكريس هذه الأطروحة لمحاكاة وتحسين مرشحات الموجات الصغيرة الهجينة التي تعمل بنظام SIW بنصف الوضع والتي تعمل في النطاق C والذي ينتشر على [4-8 GHz]. تم الحصول على نتائج ناجحة من حيث التصفية والتكيف والرفض. تم الانتهاء من عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام محاكاة CST Microwave Studio.

كلمات البحث : SIW ، مرشح الميكروويف نصف الوضع ، الركييزة المتكاملة لدليل الموجة ، مرشح.