



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et
de
La Recherche Scientifique
Université Dr. Tahar Moulay – Saida



Faculté de Technologie
Département d'Electronique
Mémoire

De fin d'études pour l'obtention du diplôme Master en électronique
Filière : Electronique
Spécialité : Electronique D'instrumentations

Thème

**Conception des filtres passifs SIW Par La Technique De Matrice
De Couplage Et DGS**

Soutenu le : 27/09/2020

Présenté Par : ADJEL Attika

HASSANI Chaima

Devant le jury composé de :

N°	Nom et prénom	Qualité	Grade	Etablissement
1.	Dr. BOUDKHIL Abdelhakim	Président	MAA	Université Dr. Tahar Moulay de Saida
2.	Dr. CHETIOUI Mohammed	Examineur	MCB	Université Dr. Tahar Moulay de Saida
3.	Dr. DAMOU Mehdi	Encadrant	MCA	Université Dr. Tahar Moulay de Saida

Année Universitaire 2019/2020

Remerciements

On tiens à remercier tout d'abord Dieu pour le peu de savoir qu'on a acquis, pour nous avoir donné assez de force et de courage pour aller jusqu'au bout de ce projet.

*On en profite de l'occasion de la présentation de ce travail pour exprimer notre haute gratitude, mes profonds respects et mes sincères remerciements et reconnaissances à nos encadreurs Mr **Damou Mehdi** qui nous a guidé avec grande patience tout au long de l'élaboration de ce travail et pour son aide précieuse qui a éclairé notre chemin vers le succès et la réussite de ce modeste travail.*

*On remercie aussi le personnel administratif de l'université Dr MOULAY Taher à sa tête Mr **Tebboune**, Bien sûr on n'oublie pas de remercier tout les enseignants du département d'électronique avec qui on a travaillé ou rencontré pendant les préparatifs aux activités et tous ceux qui nous ont aimablement apporté une aide pour la réalisation de ce projet.*

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner mon travail Et de l'enrichir par leurs propositions.

Enfin, je tiens simplement à remercier mes parents pour tout ce qu'ils m'ont donné et ce qu'ils me donnent encore.

Dédicace

A Mon père

Pour sa patience et ces considérables sacrifices pour me parvenir à ce niveau.

A Ma mère

Pour son grand amour, ces sacrifices et toute affection qu'elle m'a toujours offerte.

A Ma mère adoptive décédée et grande mère maternelle « Phabane Sari Hiba » le destin ne nous a pas laissé le temps pour jouir ce bonheur ensemble, puisse dieu le tout puissant t'accorder sa miséricorde et t'accueillir dans son vaste paradis.

A Mes sœurs : Nesrine, Phaimaa et Meisse et Sihem

A ma grande mère paternelle laquelle je lui souhaite une longue vie et une pensée chaleureuse à mon oncle Adjel Merzoug.

A mon papy Adjel Mohamed el Habib dieu l'accueille dans son vaste paradis

Merci à ma famille qui m'a toujours soutenue, poussée vers l'avant et accompagnée tout au long de mon chemin Spécialement à ma chère tante maternelle Habibes Mira et mon oncle maternel Habibes Boualem.

A mes collègues qui ont égayé mes soirées et mes week-ends.

Merci aussi pour mes ami(e)s : Hassani Phaima, Refass Nebia ..

Vous avez tous contribué à rendre ces années plus faciles.

Adjel Attika

sommaire

Remerciements	i
Dédicace.....	ii
Sommaire.....	iv
Liste des Figures	vii
Liste des tableaux	x
Liste des abréviations.....	xi
Résumé.....	xii
Introduction générale.....	1
Chapitre I.....	4
ASPECTS THEORIQUES DE LA TECHNOLOGIE PLANAIRE ET SIW	4
I.1.Introduction :	5
I.2. La technologie des guides d'ondes:	5
I.2.1. La technologie volumique:	6
I.2.2. Technologie planaires:	6
I.2.3 Réalisation des structures planaires :.....	6
I.2.4 Critère de choix de technologie planaire.....	7
I.2.4.1. La ligne micro-ruban :	7
I.2.4.2. Les lignes coplanaires.....	8
I.2.4.3. Les lignes tri-plaques:	9
I.2.4.4 Ligne à fente (slot line) :.....	10
I.2.4.5 Ligne multicouche (LTCC).....	10
I.2.4.6. Autres technologie planaires:	11
I.2.4.7. Exemple d'application des technologies planaires	11
I.2.5 Comparaison entre les lignes planaires :	12
I.3 Critères d'approximation en amplitude :	13
I.3.1 Approximation de Butterworth (ou Maximally flat) :.....	13
I.3.2. Approximation de Tchebychev :	14
I.3.3 Approximation elliptique :	16
I.4. La technologie SIW :	16
I.4.1. Introduction:.....	17
I.4.2.Historique :	17

I.4.3. Définition :	19
I.4.4. Caractéristiques modales :	20
I.4.5. Paramètres des guides d'ondes intégrés au substrat :	20
I.4.6 : Considération de conception de SIW :	22
I.5. Quelques exemples de circuits :	23
I.5.1. Les circuits passifs SIW :	23
I.5.2. Les circuits actifs SIW :	24
I.6. Adaptation du Guide d'Ondes en Technologie SIW :	25
I.7. Conclusion:	26
<i>Bibliographie</i>	27
Chapitre II	31
ETUDE DU RESONATEUR BPF QUART DE MODE QMSIW	31
II.1.Introduction :	32
II.2.Etude du résonateur QMSIW :	32
II.2.1. Etude du mode dominant du résonateur QMSIW :	33
II.2.2.Fréquence de résonance du résonateur QMSIW chargé avec un varateur unique :	34
II.3.Exemples des filtres guide d'ondes intégré quart mode (QMSIW) :	35
II.3.1.Conception du filtre passe-bande QMSIW large bande compact avec bande d'arrêt améliorée :	35
II.3.1.1.Résonateur à cavité QMSIW :	35
II.3.1.2.Procédure de conception :	36
II.3.1.3.Fabrication et expérience :	39
II.4. Conception et Résultats :	40
II.4.1.Filtres compacts et large bande basés sur un guide d'ondes intégré à substrat à cavité circulaire quart de mode perturbé par des lignes en fente :	40
II.4.2. Conception et analyse du filtre SIW QMCC conventionnel sans perturbation :	41
II.4.3. Conception et analyse du filtre QMCC SIW avec perturbation en ligne de fente (Slotline) :	44
II.4.3.1. Filtre passe-bande QMCC SIW perturbé par la ligne en forme de C :	44
II.5.Conclusion :	50
<i>Bibliographie</i>	51
Chapitre III	53

SIMULATION D'UNE STRUCTURE DE COUPLAGE MIXTE A BASE SIW ET HMSIW	53
III.1. Introductions :.....	54
III.3. La technique HMSIW (Half mode Substrat Integreted Waveguide)	55
III.4. Conception d'un filtre micro-onde :	56
III.4.1. Conception d'un Guide d'ondes à couplage croisé intégré au substrat.....	57
III.4.1.1. Structure d'un Filtres à couplage Mixtes Electriques et Magnétiques :	57
III.4.2. Structure de couplage mixte projeté :	58
III.4.3. Filtre de second ordre avec couplage mixte :	62
III.4.4. Filtres couplés croisés avec couplage mixte :	69
III.4.4.1. Filtre couplé croisé du troisième ordre :	69
III.4.4.2. Filtre couplé croisé de quatrième ordre :	77
III.5. résonateur à anneau simple complémentaire :	81
III.5.1. Filtre passe bande utilisant un résonateur à anneau ouvert complémentaire chargé HMSIW :	82
III.5.1.1. Filtre à bande HMSIW à charge CORR :	82
III.6. Conclusion :	87
<i>Bibliographie</i>	88
Conclusion générale :	90

LISTE DES FIGURES

Figure I.1:Guide d'onde rectangulaire.....	6
Figure I.2:Présentation d'une ligne micro-ruban.	7
Figure I.3:Présentation d'une ligne coplanaire.	9
Figure I.4:Ligne tri-plaques.	10
Figure I.5:Ligne à fente.	10
Figure I.6:Photographie d'un filtre à stubs.	12
Figure I.7:Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour différents ordres n.	14
Figure I.8:Réponse en transmission de la fonction Tchebychev pour différents ordres n.	15
Figure I.9:Réponse en transmission de la fonction Tchebychev pour différentes ondulations dans la bande passante.....	15
Figure I.10:Réponse d'un filtre elliptique.	16
Figure I.11:Guide SIW.	18
Figure I.12:structure multicouche.	18
Figure I.13:Vue tridimensionnelle d'un tronçon de guide SIW.....	20
Figure I.14:Répartition du champ électrique (a) et magnétique (b) dans une cavité SIW rectangulaire.	20
Figure I.15:SIW avec ses paramètres.	21
Figure I.16:Résumé des règles de conception d'un guide SIW.	23
Figure I.17:Exemples des circuits passifs SIW, a) Filtre passe-bande SIW [45], b) Coupleur SIW [47]- [48], c) Guide rectangulaire SIW [46], d) Duplexeur SIW [49].	24
Figure I.18:Exemple de filtre SIW à cavités rectangulaires (a) et circulaires (b).	25
Figure I.19:Exemples des circuits actifs SIW, a) oscillateur SIW [56], b) amplificateur SIW.	25
Figure II.1:Champ électrique du résonateur: (a) résonateur SIW, (b) résonateur QMSIW.	34
Figure II.2:La fréquence de résonance de QMSIW variait avec son varactor chargé.	34
Figure II.3:Distribution du champ électrique des cavités SIW en mode plein, HMSIW et QMSIW.	35
Figure II.4:Configuration du filtre QMSIW proposé (Vue de dessus et graphique 3-D).	36
Figure II.5:Facteur de qualité externe en fonction.	37
Figure II.6:Réponses en fréquence du filtre avec diverses valeurs de l_1	37
Figure II.7:Réponses en fréquence du filtre sous différentes valeurs de l_s	38
Figure II.8:Photographie du filtre fabriqué.	39
Figure 9:Photographie du filtre fabriqué avec des résultats mesurés et simulés.	40
Figure II.10: Géométrie de la (A): cavité circulaire SIW conventionnelle; (B): cavité SIW circulaire demi-mode et (C): cavité SIW circulaire quart de mode	41
Figure II.11:Géométrie du filtre QMCC SIW sans aucune perturbation.	42
Figure II.12: Distributions du champ électrique des trois premiers modes.	42
Figure II.13:Distribution du champ électrique dans le filtre QMCC sans aucune perturbation.	43
Figure II.14:réponse fréquentielle du filtre QMCC SIW sur HFSS.	44
Figure II.15:Topologie de couplage du filtre passe-bande QMCC SIW gravé sur une ligne à fente en forme de C.	45

Figure II.16: Configuration du filtre passe-bande QMCC SIW proposé gravé sur une perturbation de ligne de fente en forme de C	45
Figure II.17: Vue en 3D du filtre QMCC SIW avec perturbation.	46
Figure II.18: Distribution du champ électrique de la rainure gravée sur la cavité SIW.....	47
Figure II.19: Distribution du champ électrique dans le filtre QMCC avec rainure gravé sur la cavité SIW.	47
Figure II.20: Variation de la réponse en fréquence et des zéros de transmission en fonction de L3 sur HFSS.....	48
Figure II.21: réponse fréquentielle du filtre QMCC SIW avec perturbation de la ligne de fente en forme de C sur HFSS.....	49
Figure III.2:(a)Présentation d'un guide GIS complet. (b) Présentation d'un guide GIS demi- mode HMSIW.	56
Figure III.3: Propagation du champ électrique dans un guide HMSIW.	56
Figure III.4: Proposition de structure de couplage électrique et magnétique mixte.	58
Figure III.5: Champ E de la structure de couplage mixte proposée avec couplage électrique dominant: (a) premier mode résonnant; (b) deuxième mode résonnant.	60
Figure III.6: Champ E de la structure de couplage mixte proposée avec couplage magnétique dominant: (a) premier mode de résonance; (b) deuxième mode résonnant.	61
Figure III.7: Coefficient de couplage du mélange proposé structure de couplage contre: (a) l; (b) w; (c) s; (d) g.	62
Figure III.8: Configuration du filtre du second ordre avec couplage mixte.....	63
Figure III.9: Distribution du champ électrique dans le filtre du second ordre avec couplage mixte	64
Figure III.10: Vue en 3D du filtre SIW du second ordre avec couplage mixte	64
Figure III.11: réponse fréquentielle du filtre simulée sur HFSS.	65
Figure III.12: Circuit équivalent du filtre du second ordre avec couplage mixte.	65
Figure III.13: paramètres S21 simulés du filtre du second ordre avec couplage électrique et magnétique mixte contre la variation du paramètre S	67
Figure III.14: paramètres S21 simulés du filtre du second ordre avec couplage électrique et magnétique mixte contre la variation du paramètre W.	67
Figure III.15: Facteur de qualité externe calculé Q_e par rapport à l_{feed} et w_{gap}	69
Figure III.16: Configuration d'un Filtre passe-bande à couplage croisé du troisième ordre.	70
Figure III.17: Couplage d'un Filtre passe-bande à couplage croisé du troisième ordre.	70
Figure III.18: Vue en 3D du filtre SIW du filtre couplé croisé du troisième ordre.	71
Figure III.19: Distribution du champ électrique dans le filtre du troisième ordre.....	72
Figure III.20: Réponsesynthétisé en fréquence du filtre passe-bande à couplage croisé du troisième ordre.....	73
Figure III.21: Réponse en fréquence du filtre passe-bande à couplage croisé du troisième ordre simulé et mesuré sur HFSS.	74
Figure III.22: Simulé S21 et s11-paramètres du filtre du troisième ordre contre la variation du variable W	74
Figure III.23: Simulé S21 et s11-paramètres du filtre du troisième ordre contre la variation du variable g	75
Figure III.24: Simulé S21 et s11-paramètres du filtre du troisième ordre contre la variation du variable L.	76

Figure III.25: Simulé S₂₁ et s₁₁-paramètres du filtre du troisième ordre contre la variation du variable S.....	76
Figure III.26: Configuration d'un Filtre passe-bande à couplage croisé du quatrième ordre.	78
Figure III.27: Couplage d'un Filtre passe-bande à couplage croisé du quatrième ordre.	78
Figure III.30: Réponse synthétisée en fréquence du filtre passe-bande à couplage croisé du quatrième ordre	80
Figure III.31: Réponse en fréquence du filtre passe-bande à couplage croisé du quatrième ordre simulé et mesuré sur HFSS.....	81
Figure III.30: Géométries des CSRR et des SRR, les zones grises représentent la métallisation.....	82
Figure III.31: Disposition et circuit équivalent du (a) résonateur en anneau ouvert et (b) du résonateur en anneau complémentaire (zone grise: cuivre; zone blanche: zone défectueuse).....	82
Figure III.32: Disposition du filtre passe-bande HMSIW chargé à deux pôles CORR proposé.	83
Figure III.33: (a) La distribution électrique vectorielle de la fréquence de résonance de mode pair et impair. (b) Variation des fréquences de résonance des deux modes et coefficient de couplage par rapport à l'espacement couplé, L₃.	84
Figure III.34: Facteur de qualité externe du résonateur d'entrée / sortie par rapport à L₁	85
Figure III.39: Vue en 3D du filtre passe-bande HMSIW à complémentaire CORR.	85
Figure III.36: Distribution du champ électrique dans le filtre HMSIW à charge CORR.	86
Figure III.37: Réponses de transmission simulées du CORR bipolaire.....	86
Figure III.38: réponse fréquentielle du filtre du CORR bipolaire simulée sur HFSS.....	87

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1: Comparaison entre le filtre proposé et les références.	39
Tableau II.2: Dimension du filtre QMCC sans aucune perturbation.	43
Tableau II.3: Dimension du filtre QMCC avec ligne de fente en forme de C.	49
Tableau III.1: Dimension du filtre proposé	63
Tableau III.2: Dimension du filtre couplé croisé du troisième ordre.	73
Tableau III.3: Dimension du filtre couplé croisé du quatrième ordre.	80
Tableau III.4: Dimension du filtre HMSIW à charge CORRS.....	86

LISTE DES ABREVIATIONS

dB	Décibel
E	Champ électrique
FEM	Méthode des Eléments Finis
GHz	Giga Hertz
GIS	Guide Intégré au Substrat
H	Champ magnétique
HMSIW	Half Mode Substrate Integrated Waveguide
HFSS	High Frequency Structure Simulator
QMSIW	Quarter Mode Substrate Integrated Waveguide
SIW	Substrate Integrated Waveguide
TZs	transmission zeros
QMCC	quarter mode circular cavity
PCB	printed circuit board
CPW	Conventional coplanar waveguide

Résumé

Les développements technologiques en télécommunication tendent depuis plusieurs années vers la miniaturisation des circuits, une réduction des coûts, des masses et des pertes dans ces dispositifs. avec l'arrivée de la nouvelle la technologie à base de guides d'ondes intégrés au substrat (SIW : Substrat Integrated Waveguide) à attirer l'attention des chercheurs en raison de leur faible profile, faible coûts, et leur meilleure efficacité surtout en hautes fréquences. Un guide d'ondes intégré au substrat SIW est principalement composé d'un un matériau diélectrique couvert à ces côtés supérieur et inférieur par des conducteurs, constituant deux réseaux de murs linéaires de vias métalliques formant les parois latérales.

Dans ce mémoire, nous avons tout d'abord présenté un état de l'art sur la technologie SIW. Ensuite, en utilisant la structure SIW, nous avons étudié la conception des filtres passe-bande à couplage mixte, des filtres passe-bande SIW à demi mode HMSIW et à quart du mode QMSIW.

Mots clés : guide d'ondes intégré au substrat (SIW), guide d'ondes intégré au substrat à demi-mode (HMSIW), Filtres passe-bande, Guide d'ondes intégré au substrat en mode quart (QMSIW).

Abstract :

Technological developments in telecommunications have tended for several years towards the miniaturization of circuits, a reduction in costs, masses and losses in these devices. with the arrival of the new technology based on waveguides integrated into the substrate (SIW: Substrat Integrated Waveguide) to attract the attention of researchers because of their low profile, low costs, and their better efficiency especially at high frequencies. A waveguide integrated into the SIW substrate is mainly composed of a dielectric material covered at its upper and lower sides by conductors, constituting two linear arrays of metal vias forming the side walls.

In this thesis, we first presented a state of the art on SIW technology. Next, using the SIW structure, we investigated the design of mixed-coupling bandpass filters, SIW half-mode HMSIW and quarter-mode QMSIW bandpass filters.

Keywords: Substrate Integrated Waveguide (SIW), Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW), Band Pass Filters, Quarter Mode Substrate Integrated Waveguide (QMSIW).

ملخص :

اتجهت التطورات التكنولوجية في الاتصالات السلكية واللاسلكية لعدة سنوات نحو تصغير الدوائر وتقليل التكاليف والكتل والخسائر في هذه الأجهزة. مع وصول التكنولوجيا الجديدة القائمة على الأدلة الموجية المدمجة في الركيزة (SIW: Substrat Integrated Waveguide) لجذب انتباه الباحثين بسبب مظهرهم المنخفض وتكاليهم المنخفضة وكفاءتهم الأفضل خاصة في الترددات. يتكون الدليل الموجي المدمج في الركيزة SIW بشكل أساسي من مادة عازلة مغطاة في جانبيها العلوي والسفلي بواسطة الموصلات ، وتشكل صفيين خطيين من الأجزاء المعدنية التي تشكل الجدران الجانبية.

في هذه الأطروحة ، قدمنا لأول مرة حالة من الفن في تكنولوجيا SIW بعد ذلك ، باستخدام بنية SIW، درسنا تصميم مرشحات ممر النطاق المختلط الاقتران ، ومرشحات ممر النطاق HMSIW نصف الوضع وربع. QMSIW SIW

الكلمات الرئيسية: الدليل الموجي المتكامل للركيزة (SIW) ، الدليل الموجي المتكامل للركيزة النصفية (HMSIW)، مرشحات تمرير النطاق ، الدليل الموجي المتكامل للركيزة الرباعية. (QMSIW)

Introduction Générale

Introduction générale

Au cours de ces dernières années, Le développement des télécommunications spatiales a nécessité la réalisation d'équipements de plus en plus compacts et performants, fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées. Cette évolution apparaît dans de nombreux systèmes de communications. Elle s'accompagne de la conception de circuits hautes fréquences présentant une grande précision de fabrication et répondant à des performances électriques de plus en plus ambitieuses. Les critères d'encombrements et de coûts sont également intégrés dans les étapes de conception de ces circuits.

Le domaine fréquentiel microonde est très largement employé par les réseaux de télécommunications. L'utilisation optimale du spectre de fréquence impose une sélectivité des canaux très importante, ceci a permis un nombre croissant d'utilisateurs du spectre de fréquences. Les filtres sont des dispositifs essentiels qui constituent des éléments clés dans la détermination des performances des systèmes de télécommunications, ils représentent une partie majeure et très importante dans le domaine des communications modernes fixes ou mobiles, terrestres ou spatiales. Ceci a engendré à la fois des spécifications de performances très exigeantes pour les filtres et des pressions commerciales de réduction des coûts [1],[2].

Historiquement, ce sont les technologies volumiques à base de guides d'onde qui équipaient l'ensemble des filtres hyperfréquences en raison de leur fort facteur de qualité et donc leur faible niveau de pertes ainsi que leur bonne tenue en puissance. Cependant, les contraintes économiques actuelles de l'évolution technologique sont telles qu'elle ne peut être envisagée autrement que vers une miniaturisation des systèmes et des circuits et vers une diminution des coûts de fabrication. C'est pourquoi la technologie SIW « Substrat Integrated Waveguide » apparaît depuis quelques temps comme des alternatives intéressantes aux technologies planaire et volumique historiques [3],[4],[5].

Des méthodes numériques ont été développées par des chercheurs qui permettent de résoudre divers problèmes complexes. L'utilisation de la bande de fréquence des ondes millimétriques et submillimétriques dans les systèmes de communication a stimulé la recherche dans le domaine des micro-ondes.

Diverses méthodes de modélisation électromagnétique des circuits en ondes millimétriques et centimétriques ont été mises au point. La tendance actuelle consiste à utiliser les outils de simulation pour réduire les temps et les coûts de fabrication de ces circuits.

Le temps de calcul augmente avec la complexité du circuit, et la conception fait souvent appel à des processus d'optimisation, par conséquent l'obtention d'un modèle électromagnétique précis permet de gagner en temps de calcul et peut potentiellement réduire les réglages post-fabrication très coûteux.

Dans ce travail, différentes topologies de filtres passe bande en guides d'ondes et SIW ont été conçus et simulés en utilisant le schéma équivalent en éléments localisés et le logiciel HFSS.

Ce manuscrit est divisé en trois chapitres:

Le premier chapitre est consacré tout d'abord à une étude bibliographique de la technologie Substrate Integrated (SIW). L'historique, les avantages et les inconvénients de cette technologie proposée sont présentés, puis différents exemples de circuits utilisant ces technologies sont décrits.

La seconde partie de ce chapitre présente les étapes à suivre pour la conception d'un guide d'ondes en technologie SIW.

Le deuxième chapitre de ce manuscrit concerne premièrement le logiciel de simulation HFSS (High Frequency Structure Simulation) v15.0 d'Ansoft Corporation qui est un simulateur électromagnétique de haute performance pour les modèles en 3D. Il intègre des simulations, des visualisations et une interface pour résoudre rapidement et de façon efficace les problèmes électromagnétiques en 3D. Son code de calcul est basé sur la méthode des éléments finis. Il permet d'obtenir des graphiques performants pour donner à l'utilisateur des résultats et une perspicacité aux problèmes électromagnétiques en 3D [6].

La deuxième partie est dédiée à la technologie quart de mode QMSIW à cavité circulaire basé sur la forme de C, la géométrie proposée du filtre QMCC SIW, avec la fente gravée sur les cavités SIW peut introduire un nouveau mode pour élargir la bande passante et générer des zéros de transmission supplémentaires pour améliorer le rejet hors bande.

Le troisième chapitre on a étudié une procédure de conception pour le filtre passe-bande mis en œuvre la technologie des guides d'ondes intégré aux substrats. En première lieu, nous avons simulé un filtre SIW plane avec couplage électrique et magnétique mixte mis en œuvre sur un substrat monocouche. Trois lignes de fente sur le plan métallique supérieur sont combinées avec une fenêtre d'iris classique entre deux cavités pour produire un couplage mixte.

Enfin ce chapitre se termine par la technologie Half Mode Substrate Integrated Waveguide HMSIW, on a étudié d'un filtre passe bande qui comporte deux résonateurs complémentaires de type CORR en technologie HMSIW.

Chapitre I
ASPECTS THEORIQUES DE LA
TECHNOLOGIE PLANAIRE ET SIW

I.1.Introduction :

Les guides d'ondes ce sont des lignes de transmission traditionnelle utilisée pour le guidage d'un signal micro-onde et jusqu'à aujourd'hui sont encore largement utilisés pour plusieurs applications. Différents composants micro-ondes sont réalisés à base de la technologie des guides d'ondes tels que: les coupleurs, les déphaseurs sont disponibles dans le marché puisque en prend en compte que ces guides présentent des faibles pertes avec une forte énergie transmise. Puisque leur poids est lié à la fréquence utilisée, l'intégration des guides d'ondes avec D'autres composants micro-ondes devienne limitée et très coûteuse.

Pour les lignes de transmission planaire et coplanaire comme les lignes micro-ruban qui sont compactes et peu coûteuses avec une exploitation très vaste dans le domaine des télécommunications, ils provoquent des pertes de transmissions.

La technologie SIW peut assurer, les développements récents des systèmes de communication RF, micro-ondes et sans fils sont caractérisés par des hautes vitesses de transfert de données et nécessitent des substrats diélectriques à faible pertes, où l'intégration est facile et avec de faibles coûts de fabrication. La technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) a déjà suscitée beaucoup d'intérêt dans le développement de nombreux circuits intégrés micro-ondes.

Le guide SIW est synthétisé en plaçant deux rangées de vias métalliques dans un substrat. La distribution du champ dans le guide SIW est similaire à celle d'un guide d'ondes rectangulaire classique. Par conséquent, il présente les avantages de faible coût, de facteur de qualité élevé, et peut facilement être intégré dans les circuits micro-ondes et ondes millimétriques intégrés [7].

Ces dernières années, l'intérêt pour les techniques SIW dans les systèmes de communication a considérablement augmenté, ainsi que le développement de circuits micro-ondes actifs et passifs [8] les utilisant.

I.2. La technologie des guides d'ondes:

Les guides d'ondes ce sont des lignes de transmission employées pour le guidage d'un signal électromagnétique par la réflexion sur les parois internes du guide (Figure I.1).

De nombreuses techniques sont utilisées pour la réalisation des guides d'ondes. Nous pouvons distinguer deux grandes familles de technologie de fabrication des guides d'ondes : la technologie volumique et la technologie planaire.

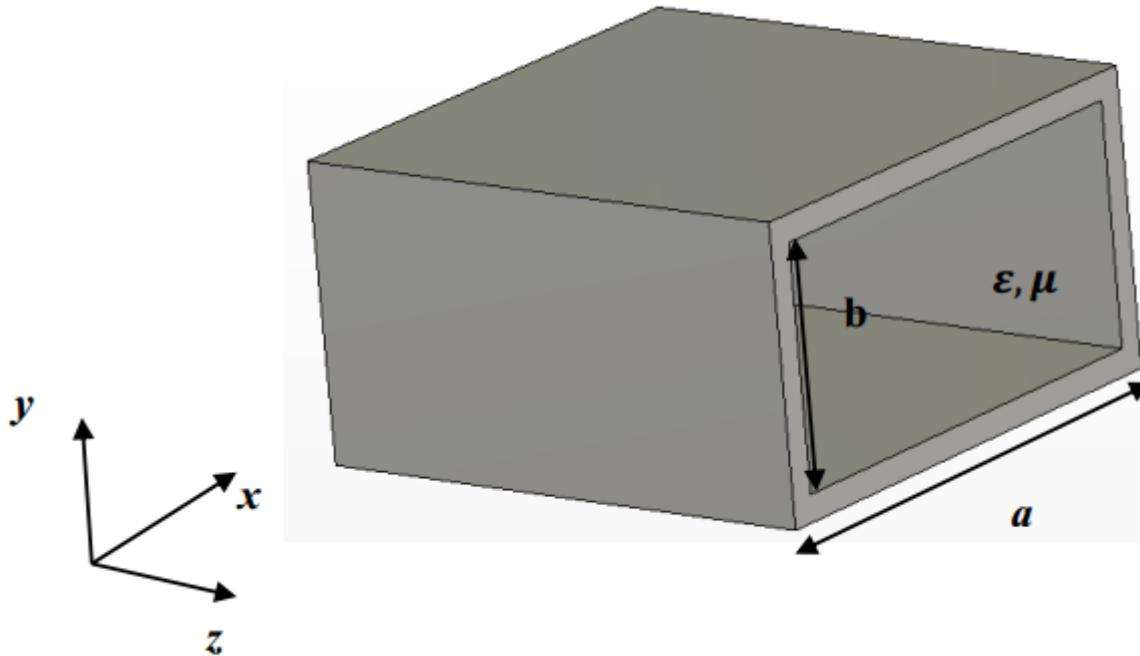


Figure I.1: Guide d'onde rectangulaire.

I.2.1. La technologie volumique:

Pour ce type des guides, l'action est mise sur la technologie de fabrication et de réalisation. Pour cela, on peut distinguer deux types des guides d'ondes en technologie volumique: les guides d'ondes rectangulaires et les guides d'ondes circulaires.

I.2.2. Technologie planaires:

Les technologies planaires sont complémentaires aux technologies volumiques. Là où ces dernières peinent à cause de leurs encombrements 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 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 les lignes micro-rubans, les coplanaires ou les tri-plaques.

I.2.3 Réalisation des structures planaires :

L'intégration dans un circuit électronique des structures planaires s'est avérée très pratique, car il y a possibilité d'adjoindre sur leur surface des composants actifs ou passifs, donc admettent la possibilité de réglage [9]. Cependant l'intégration des composants passifs reste nécessaire pour la réalisation des systèmes de télécommunication. Dans ces conditions, la miniaturisation ou l'intégration de

fonctionnalités qui ne peuvent pas être supportées par l'électronique classique, constitue un objectif majeur pour les générations futures de composants et systèmes [10]. En outre, il est à retenir que ces mêmes structures planaires comportent des interfaces air/diélectrique qui modifient beaucoup les modes de propagation, généralement, ce sont des modes hybrides plus difficiles à étudier comparativement aux modes TE, TM ou TEM.

I.2.4 Critère de choix de technologie planaire

L'utilisation d'une technologie planaire est une solution pour remédier aux problèmes d'encombrement et de poids des structures volumiques. Le point des circuits planaires est de présenter des pertes d'insertions plus importantes que les topologies volumiques. Cependant, contrairement aux technologies volumiques, les réalisations de ligne de propagation planaires simplifient les interconnexions. Elles sont ainsi utilisées aussi bien en technologie circuit imprimé qu'en technologie circuit intégré. Dans cette partie, une brève description des caractéristiques des différentes technologies de lignes planaires utilisées dans le domaine du filtrage est présentée, à savoir les technologies microruban, coplanaire, coplanar stripline (CPS) et multicouche. Ces technologies sont essentiellement des structures ouvertes c'est-à-dire présentant une interface substrat/air [11].

I.2.4.1. La ligne micro-ruban :

Les lignes micro-rubans [12] sont les lignes les plus utilisées pour faire la conception des circuits intégrés à hautes fréquences. La géométrie est présentée par la figure I.2. Un ruban conducteur de largeur W est imprimé sur un substrat d'épaisseur h d'une permittivité relative ϵ_r , dont l'autre face constitue un plan de masse. La maîtrise de cette technologie rend les coûts beaucoup plus bas que pour les technologies volumiques, ainsi que sa bonne connectivité, son faible encombrement et son petit volume en font un candidat idéal pour être inclus dans les autres modules.

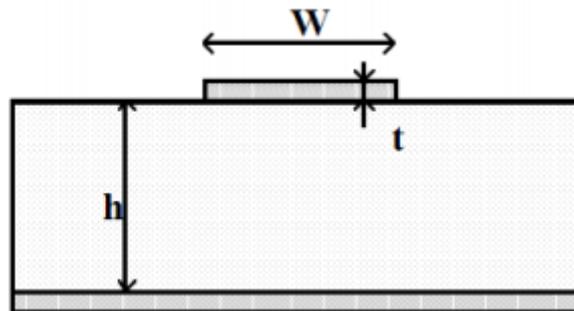


Figure I.2:Présentation d'une ligne micro-ruban.

La propagation des ondes dans cette structure inhomogène s'effectue en partie dans le diélectrique, en partie dans l'air, la proportion dépend de la valeur de constante diélectrique du substrat.

➤ **Caractéristiques des lignes micro-rubans :**

On peut citer les caractéristiques suivantes :

- les signaux en courant alternatif aussi bien qu'en courant continu peuvent être transmis.
- Les composants actifs, diodes et transistors peuvent être facilement implémentés (des connexions en dérivation sont aussi facilement réalisables).
- La caractérisation des composants sur le circuit est simple à effectuer.
- La longueur d'onde de la ligne est considérablement réduite (généralement un tiers de sa valeur dans le vide).
- La structure est assez irrégulière et peut résister modérément à des tensions et des niveaux de puissance élevés.

➤ **Avantages et inconvénients des lignes micro-rubans :**

On peut citer les avantages suivants :

- toute configuration du conducteur supérieur peut être déposée directement sur le diélectrique ce qui est une opération peu coûteuse.
- Des éléments semi-conducteurs peuvent être aisément fixés à cette structure puisqu'elle est de configuration plane.
- Tous les éléments incorporés à la structure sont généralement accessibles.

Mais malgré ces performances ils ont des inconvénients qu'on peut citer :

- les pertes sont plus élevées par suite du rayonnement; elles dépendent fortement de l'épaisseur et de la constante diélectrique du substrat.
- Le champ électrique est perturbé par l'interface air-diélectrique.
- Existence d'un effet de bord: les champs s'étendent de part et d'autre du ruban.
- Les champs électriques et magnétiques sont orthogonaux dans le plan transverse.

I.2.4.2. Les lignes coplanaires

La structure de la ligne coplanaire coïncide à la même structure que celle de la ligne micro-ruban. C'est un autre type de guide d'onde utilisée pour les circuits intégrés. La technologie coplanaire se matérialise par une métallisation sur une seule face de substrat. La ligne est alors matérialisée par deux fentes gravées dans le métal, comme le montre la figure I.3. Cette technologie a pour avantage de réduire encore le coût de fabrication puisque tout est réalisé sur une seule face. On s'affranchit ainsi des perçages et de dépôt métallique supplémentaires. Cependant, le fait d'avoir trois conducteurs en parallèle rend la propagation possible selon deux modes fondamentaux. Le premier qui est le mode quasi TEM, et le second 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. Mais en pratique, cela reste difficile et coûteux à réaliser. Pour cette raison le coplanaire resté peu utilisée.

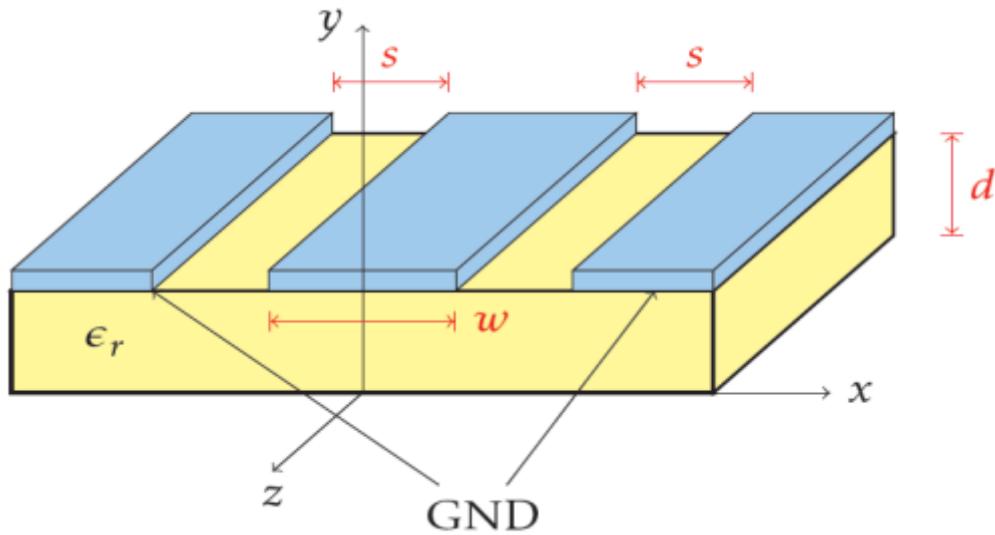


Figure I.3:Présentation d'une ligne coplanaire.

I.2.4.3. Les lignes tri-plaques:

La technologie tri-plaque 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 un substrat permet de réduire considérablement les dimensions grâce à une permittivité relative plus élevée. Par ailleurs, la métallisation des deux faces protège des pertes par rayonnement.

Les inconvénients de tri-plaque 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.

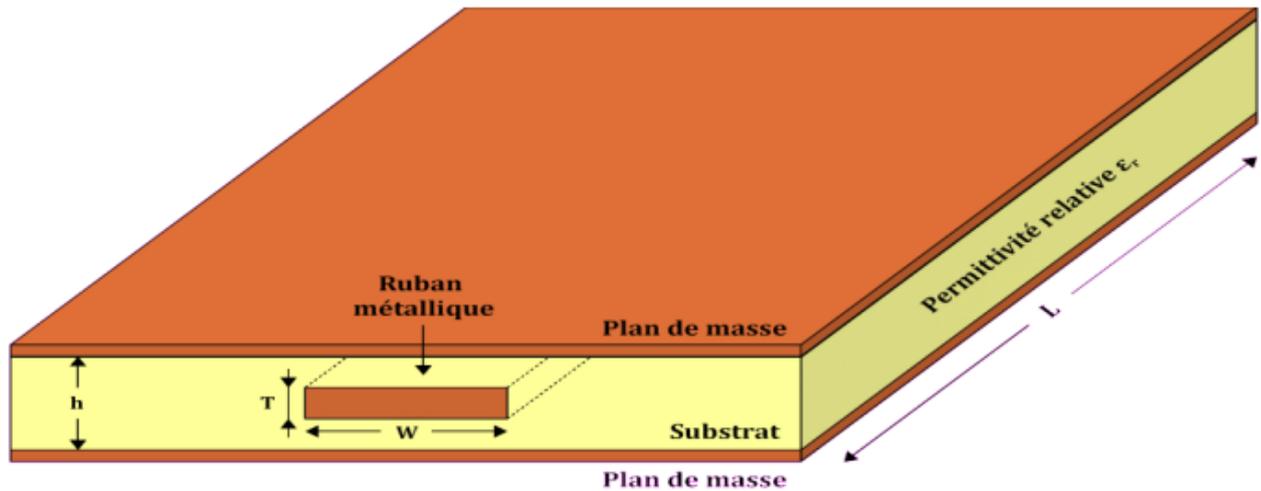


Figure I.4:Ligne tri-plaques.

I.2.4.4 Ligne à fente (slot line) :

La ligne à fente ou ligne à encoche proposée par Cohn en 1996, est une structure constituée d'un substrat diélectrique métallisé sur une côte seulement. La métallisation comporte une rainure de séparation étroite et gravée qui constitue la ligne (figure II.5). La propagation du champ est complètement non-TEM et le mode fondamental est quasi-TE et non quasi-TEM. Alors analyse quasi-statique n'est donc pas possible.

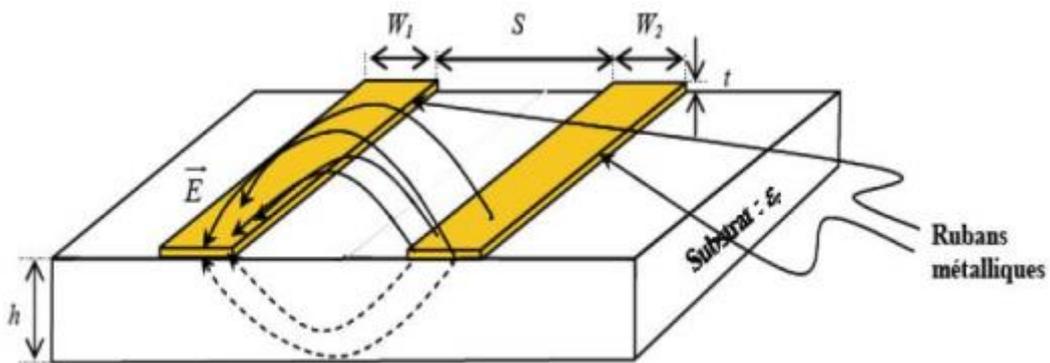


Figure I.5:Ligne à fente.

I.2.4.5 Ligne multicouche (LTCC)

Pour satisfaire les critères relatifs aux coûts, à la miniaturisation des circuits, aux problèmes d'interconnexion et à la montée en fréquence des systèmes de communication, des filières technologiques d'intégration multi niveaux ont été développées : les technologies multicouches. L'objectif est de permettre l'association de fonctions (filtrage, amplification...) sur une surface plane faite de plusieurs couches diélectriques dans lesquelles des motifs conducteurs et les

éléments passifs sont déposés par divers procédés (couche mince, couche épaisse, LTCC). Il existe différentes méthodes d'empilement de couches diélectriques ou de films diélectriques, avec ou sans niveau de métallisation intermédiaire. Les méthodes se différencient au niveau du coût de revient qui croît avec la technicité demandée pour la fabrication. [13].

I.2.4.6. Autres technologies planaires:

Ces trois technologies présentent des performances électriques acceptables, surtout au regard de l'économie, d'encombrement et de poids qu'elles apportent. D'autres technologies planaires existent et permettent d'améliorer certains facteurs. Nous pouvons par exemple citer la technologie membrane dont le principe revient à suspendre une ligne micro-ruban dans l'air, bénéficiant ainsi des faibles pertes inhérentes à ce substrat. Des problèmes d'encombrement et de fragilité y sont malheureusement liés.

La technologie supraconductrice HTS (High Temperature Superconductor); permet de réduire considérablement les pertes par l'utilisation de matériau x supraconducteurs, mais ces qualités ne sont effectives qu'à des températures bien particulières, ce qui nécessite un équipement lourd et encombrant pour contrôler la température.

Dans l'optique d'apporter de nouvelles perspectives, les technologies multicouches sont basés sur un procédé planaire auquel sont ajoutées des alternatives de diélectrique et de métallisation. La base reste un substrat classique de plusieurs centaines de micromètres, alors que les couches additionnelles présentent des épaisseurs de l'ordre de dizaine de micromètres pour le diélectrique, et du micromètre pour la métallisation. Ce procédé permet d'obtenir une plage d'impédance plus large qu'en planaire classique, et d'atteindre de nouveaux types de couplages. Il apporte des difficultés quant à la réalisation, avec notamment des problèmes d'alignement des couches.

I.2.4.7. Exemple d'application des technologies planaires

Dans cet exemple .des stubs, quart d'onde ou demi-onde, respectivement court circuités ou en circuits ouverts, sont reliés entre eux par des inverseurs quart-d'ondes. C'est une topologie classique, facile à maîtriser, et intéressante notamment pour la réalisation de fonctions de filtrage large bande.

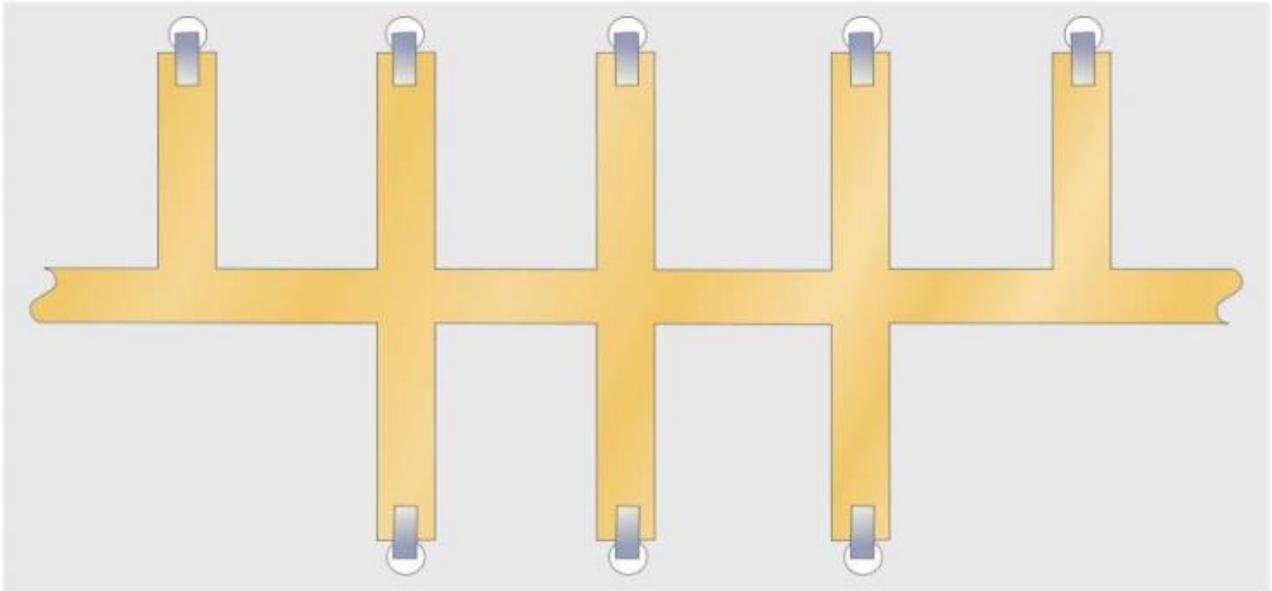


Figure I.6: Photographie d'un filtre à stubs.

I.2.5 Comparaison entre les lignes planaires :

- Une ligne de transmission est caractérisée par son impédance caractéristique, sa constante d'affaiblissement (qui précise les pertes dans la ligne), et la vitesse de propagation des signaux, qui dépend du diélectrique utilisé pour fabriquer la ligne.
- Dispersion des caractéristiques électriques avec la fréquence - effets dispersifs la technologie associée à la réalisation de lignes de transmission coplanaire est plus robuste.
- Influence de l'environnement sur les caractéristiques des fonctions réalisées : les circuits réalisés en technologie micro ruban y sont moins sensibles puisque la présence d'un plan de masse permet une isolation arrière intrinsèque. Pour ce qui est de la technologie à guide d'onde coplanaire, l'influence plus grande des conditions externes est due au fait que la présence (non maîtrisée) d'un plan de masse sous le circuit peut provoquer l'apparition d'un mode de type micro ruban : l'apparition de ce mode a pour effet un déplacement vers des fréquences plus élevées des caractéristiques des fonctions réalisées.
- Le principal intérêt des lignes à fentes est qu'elles autorisent des impédances élevées. Ceci peut cependant devenir gênant si l'on souhaite travailler à faible impédance (50Ω).
- La dispersion est importante pour la ligne fendue, faible pour le micro ruban, moyenne pour la ligne coplanaire.
- La ligne micro-ruban peut être facilement construite par des techniques similaires à celles utilisées pour la conception des circuits imprimés.
- Pertes Ohmiques à très haute fréquence (facteur de perte prépondérant) : les lignes «micro ruban » permettent de minimiser leur impact au regard des lignes « CPW ».

- L'effet de l'épaisseur des conducteurs dans les lignes « CPW » (y sont plus sensibles) est plus large que celui de micro ruban, à cause de la distribution des champs électriques et magnétiques.

I.3 Critères d'approximation en amplitude :

Les critères classiques utilisés en analyse mathématique, comme les moindres carrés ou l'interpolation, ne sont pas nécessairement très adaptés au filtrage. En effet, aucune de ces méthodes traditionnelles ne permet de contrôler l'erreur maximale qui, en définitive, est la seule qui compte. De nombreuses fonctions d'approximation spécifiques au filtrage ont donc été développées. Compte tenu des problèmes évoqués dans l'introduction, nous avons sélectionné trois approximations mathématiques dont les réponses électriques dans la bande passante sont quasi identiques mais dont les réponses électriques dans la bande atténuée présentent des différences significatives [14].

I.3.1 Approximation de Butterworth (ou Maximally flat) :

L'approximation de Butterworth est la plus simple et conduit à la réponse en amplitude

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2N}} \quad (I.1)$$

Avec : N : c'est le degré de réseau

ω : C'est la pulsation normalisée par rapport à la pulsation de coupure.

Nous constatons que pour $\omega < 1$, l'atténuation devient rapidement très faible et que pour $\omega > 1$, elle devient rapidement très grande. L'atténuation est de 3 dB pour la pulsation $\omega = 1$ qui marque la limite entre la bande passante et la bande atténuée. Plus l'ordre du réseau est élevé et plus la réjection est forte (figure I.7) [14].

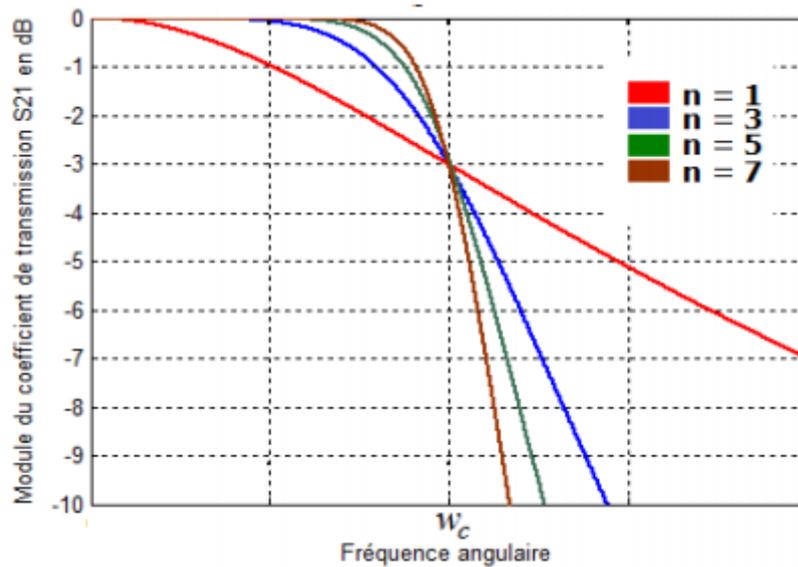


Figure I.7: Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour différents ordres n.

Le problème de cette approximation réside dans le fait que l'ordre du filtre doit être très élevé pour présenter une réjection acceptable. Il n'est donc pas envisageable d'utiliser ce type d'approximation pour la conception de filtres composant le duplexeur. En effet, un ordre élevé conduit inévitablement à un niveau de pertes important [14].

I.3.2. Approximation de Tchebychev :

On appelle filtre de Tchebychev d'ordre N, le filtre admettant comme réponse en amplitude, la relation suivante :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_N^2(\omega)} \tag{I.2}$$

Avec :

$T_N(\omega)$: Est polynôme de Tchebychev d'ordre n.

ε : Est un paramètre qui caractérise l'ondulation dans la bande passante du filtre.

Cette approximation est très intéressante car elle permet de fixer, a priori, "l'erreur" maximale tolérée dans la bande passante. Ce degré de liberté permet alors d'obtenir de plus fortes réjections dans la bande atténuée (figure I.8), sans pour autant augmenter à outrance l'ordre du filtre n.

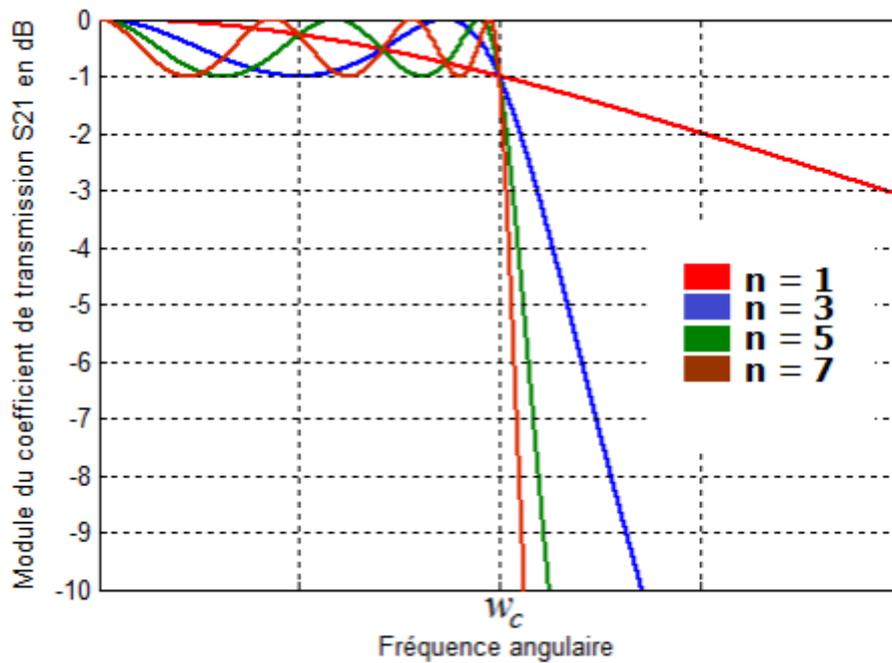


Figure I.8: Réponse en transmission de la fonction Tchebychev pour différents ordres n .

L'erreur maximale tolérée dans la bande passante est grande et plus la réjection hors bande ($\omega \gg 1$) est importante.

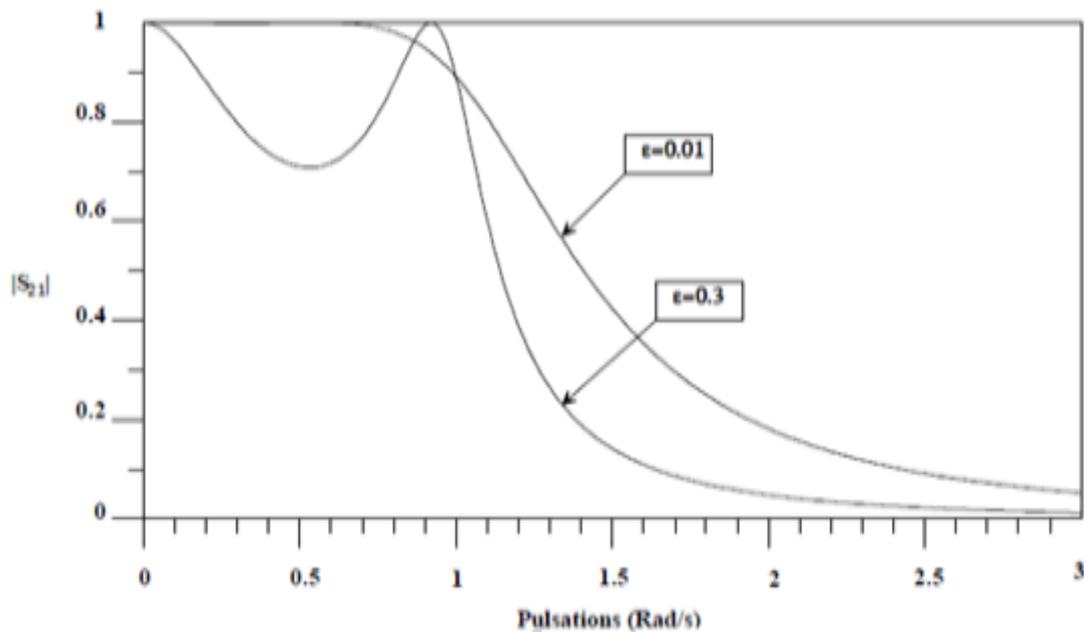


Figure I.9: Réponse en transmission de la fonction Tchebychev pour différentes ondulations dans la bande passante.

Cette approximation est certainement la plus couramment utilisée. En effet, elle est simple à mettre en œuvre et présente, selon l'ondulation tolérée, une réjection forte dans la bande atténuée.

I.3.3 Approximation elliptique :

L'approximation elliptique est équi-ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée. Elle se distingue des deux premières par l'addition de zéros de transmission dans la réponse électrique des filtres. Elle est définie par :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_N^2(\omega)} \tag{I.3}$$

Contrairement aux approximations précédentes $C_N(\omega)$, n'est pas un polynôme mais une fonction rationnelle. De ce fait, des zéros de transmission apparaissent dans la bande atténuée. Les conditions d'équi-ondulation dans la bande passante et dans la bande atténuée impliquent que $C_N(\omega)$ satisfasse à une équation différentielle dont la solution est obtenue à l'aide d'intégrales elliptiques [15], [14].

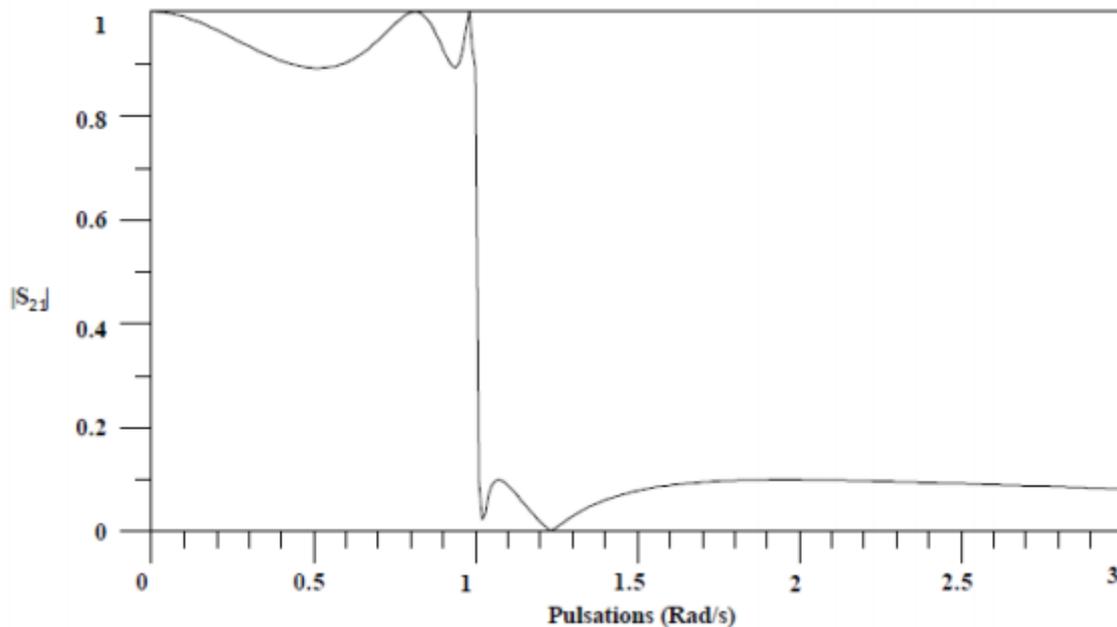


Figure I.10: Réponse d'un filtre elliptique.

Cette fonction d'approximation est très intéressante car elle permet d'obtenir une bonne sélectivité pour un ordre restreint. Cependant, l'équi-ondulation dans la bande atténuée implique de fixer les fréquences des zéros de transmission. Ceci rend la synthèse très rigide et constitue un facteur limitatif.

Compte tenu des difficultés rencontrées pour répondre à tout cahier des charges, il est préférable de réaliser une bande atténuée à ondulation variable. De ce fait, nous contrôlons des bandes de fréquence particulières tout en conservant une certaine liberté lorsque le cahier des charges le permet. Cette souplesse se répercute naturellement sur le filtre physique et rend ainsi sa conception plus aisée [14]

I.4. La technologie SIW :

I.4.1. Introduction:

Il y'a plusieurs questions essentielles dans la conception de la fabrication de circuits hyperfréquences. Comme une haute sélectivité, de faibles pertes d'insertion, une taille réduite et un cout limité. Malheureusement, une technologie traditionnelle, soit planaire ou non-planaire, est incapable de fournir toutes ces caractéristiques à la fois.

En effet, les guides d'ondes rectangulaires présentent de faibles pertes d'insertion, une bonne sélectivité et une bonne platitude. Cependant, ils sont encombrants, coûteux à fabriquer et leur intégration avec d'autres circuits planaires exige une transition spécifique. Ces contraintes antagonistes nous ont conduits à utiliser la technologie SIW afin de combiner les avantages respectifs des technologies citées auparavant.

Ce concept associe l'utilisation d'une technologie facilement être intégré dans les circuits micro-ondes et ondes millimétriques intégrés. Techniquement, les guides d'ondes sont enterrés dans le substrat. Les faces latérales sont remplacées par des rangées de trous métallisés qui relient les faces supérieures et inférieures [16].

I.4.2.Historique :

La technologie SIW est basée sur la réalisation de guide d'ondes dans un substrat diélectrique. Les métallisations supérieure et inférieure du substrat sont utilisées comme des parois (plaques métalliques) de la structure de guide d'ondes. Tandis que, le substrat contient des rangées de vias métalliques soudées aux deux plaques pour assurer les parois latérales comme représenté sur la Figure I-11 .La structure résultante possède un profil plat et propose de bonnes performances de guides d'ondes métalliques.

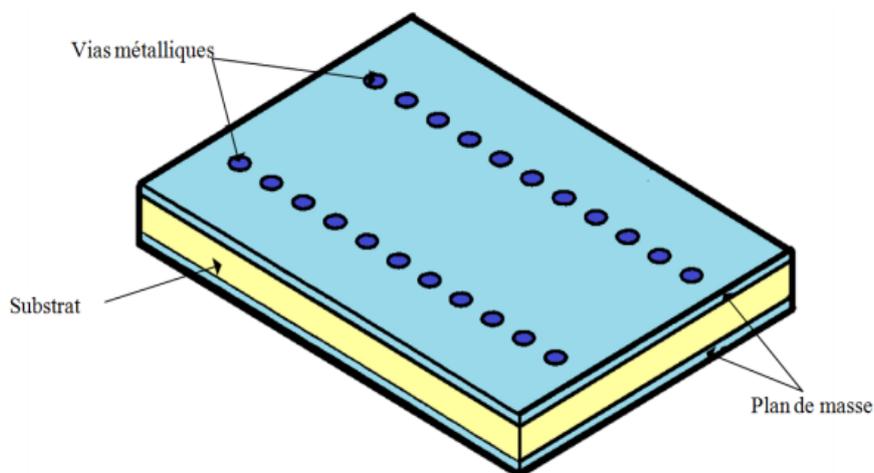


Figure I.11: Guide SIW.

Depuis le début des années 1990, plusieurs tentatives ont été proposées pour la mise en œuvre de structures de guides d'ondes planaires. La première référence dans la littérature est un brevet japonais apparu en 1994 où un nouveau guide d'onde diélectrique-chargé est proposé sous la forme de deux rangées de vias métalliques dans un substrat diélectrique [17].

Plus tard en 1995, un brevet américain propose un guide d'onde avec un processus LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) aussi appelé structure diélectrique multicouche [18] comme représenté sur la Figure I.12

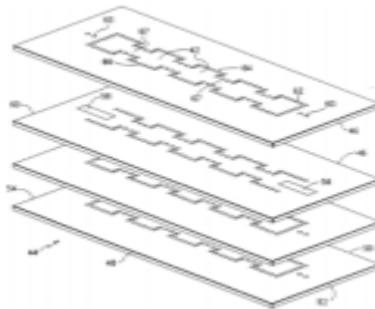


Figure I.12: structure multicouche.

En 1997, une première application de la technologie SIW apparaît pour les antennes millimétriques [19], suivie par d'autres études connexes [20], puis l'utilisation des composants SIW en LTCC [21]. 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 micro-ruban comme transition vers une topologie SIW a fait l'objet d'un rapport [22] en 2001, cette excitation est devenue, la référence des excitations de circuits SIW. La plupart des fonctions électroniques micro-ondes ont été reprises avec une technologie SIW. Par exemple, les différentes transitions planaires [23], [24], les filtres [25], [26], les coupleurs [27], [28], les duplexeurs [29], [30], les hexa pôles [31], les circulateurs [32], [33] et les antennes [34], [35]. Grâce à sa facilité d'intégration, plusieurs fonctions actives ont été mises en œuvre avec les technologies SIW, comme les oscillateurs [36], [37], les mélangeurs [38] et les amplificateurs [39], [40].

Le principe de SIW (substrate integrated waveguide) est donc de réaliser un guide d'onde volumique dans un substrat de technologie planaire. La métallisation des deux faces de substrat forme les parois métalliques haute et basse, tandis que les parois latérales sont matérialisées par des rangées de vias métalliques. La distribution du champ dans le guide SIW est similaire à celle d'un guide d'ondes rectangulaire classique. Par conséquent, il présente les avantages de faible coût, de facteur de qualité

élevé, et peut facilement être intégré dans les circuits micro-ondes et ondes millimétriques intégrés. [41]

I.4.3. Définition :

La technologie récente qui est la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide), elle a la particularité d'être intégrée dans un substrat diélectrique et de rester compatible avec des circuits planaires. Les structures SIW sont à la base de la conception de plusieurs circuits planaires millimétriques [42]. La technologie SIW permet d'intégrer Le guide d'onde dans le substrat par l'intermédiaire de rangées de trous métallisés remplaçant les murs latéraux métalliques Figure I.13. Cet ensemble de trous métallisés permet de délimiter un guide, dans lequel les modes vont apparaître. Utilisés dans des cavités, ces modes présentent des coefficients de qualité directement dépendants des performances électriques du substrat (pertes diélectriques), du métal (pertes conductrices) mais aussi et surtout de la forme et des dimensions de la structure SIW.

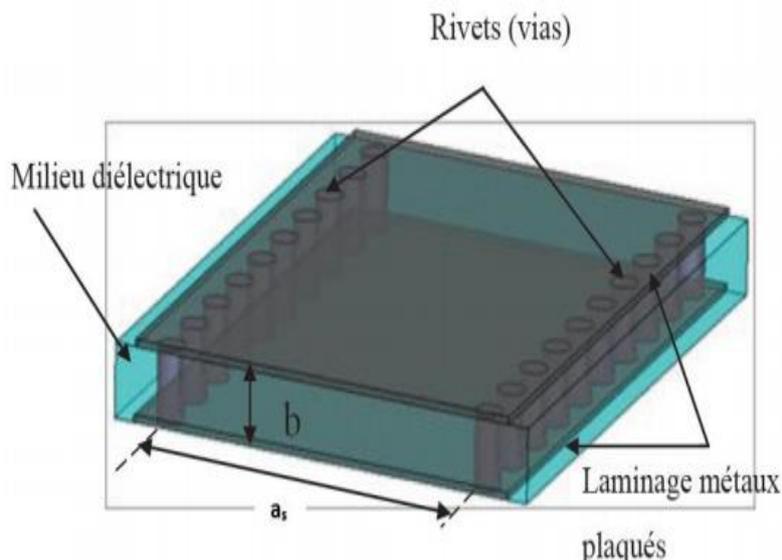


Figure I.13: Vue tridimensionnelle d'un tronçon de guide SIW.

La distribution du champ dans le guide SIW est similaire à celle d'un guide d'onde rectangulaire classique comme illustré sur la figure I.14. Par conséquent, il présente les avantages de faible coût, de facteur de qualité élevé, et peut facilement être intégré dans les circuits microondes et ondes millimétriques intégrés.

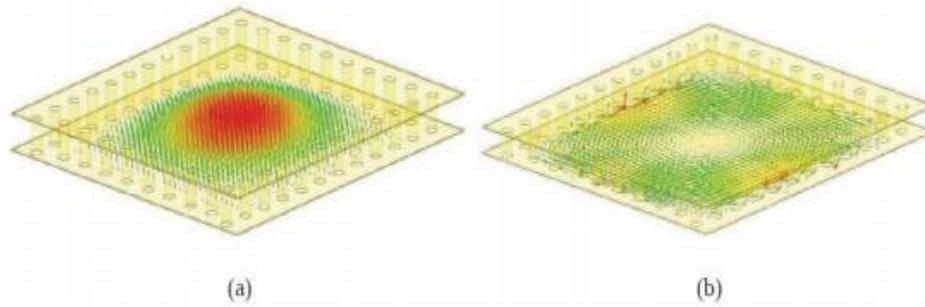


Figure I.14: Répartition du champ électrique (a) et magnétique (b) dans une cavité SIW rectangulaire.

I.4.4. Caractéristiques modales :

Les caractéristiques de propagation ont été montrées par les études théoriques dans une structure SIW sont similaires à celles d'un guide d'onde rectangulaire. Plus précisément, si on néglige les pertes de rayonnement entre les trous métalliques, les modes SIW coïncident exactement avec les modes de propagation d'un guide d'ondes rectangulaire transverse électrique « TE_{mn} » mais pas les modes transverse magnétique [43]. Le mode transverse magnétique nécessite des courants surfaciques sur les deux plans conducteurs horizontaux d'un guide d'onde rectangulaire, mais dans notre cas, à cause de l'espace créé par les trous métalliques, ces courants horizontaux ont des difficultés à circuler [43]. Donc pour la technologie SIW le mode fondamental est le mode TE_{10} , avec un courant électrique sur les deux plans métalliques en haut et en bas ce qui explique la similarité entre un guide d'onde rectangulaire et la technologie SIW.

Le SIW en plus d'un mode fondamental possède aussi une fréquence de coupure et un facteur d'atténuation. En effet, d'autres critères sont à prendre en considération dans la conception des circuits à base de la technologie SIW. Il s'agit de la taille du composant et de la bande d'opération qui sont les plus importantes. Pour la bande d'opération d'un guide d'ondes, on se limite à la bande entre la fréquence de coupure du mode « TE_{10} » et celle « TE_{20} » et comme ça on peut garantir l'apparition du monomode: autrement dit un seul mode qui se propage.

I.4.5. Paramètres des guides d'ondes intégrés au substrat :

Pour atteindre notre objectif qui concerne la conception d'une bonne structure SIW, il faut suivre quelques étapes simples de conception. Les paramètres nécessaires pour la conception du guide sont les suivants:

La dimension d correspond au diamètre de vias, la distance p entre deux vias adjacents centre à centre, h la hauteur du substrat, l'écartement réel a_s entre les deux rangées de vias (centre à centre) et la largeur effective a_d .

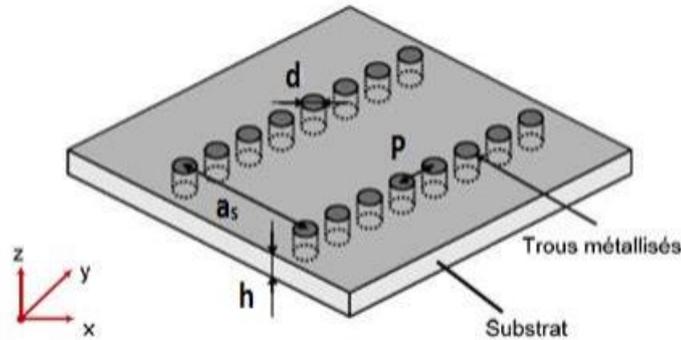


Figure I.15: SIW avec ses paramètres.

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 [44].

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

Un comportement similaire est observé avec l'espacement p . La réduction de p fait augmenter les pertes conductrices (en raison de l'augmentation de la surface métallique) et les pertes diélectriques restent pratiquement inchangées. Pour ces deux paramètres, la condition de Eq (I.4) et (I.5) doit être utilisée pour garder des pertes par rayonnement faibles.

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \tag{I.4}$$

Où : λ_g est la longueur d'onde du guide :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \tag{I.5}$$

$$\text{Et } d < p \leq 2d \tag{I.6}$$

Une première équation empirique a été proposée pour obtenir une valeur approchée de la largeur effective du guide d'onde. En pratique cette valeur correspond à la largeur d'un guide d'onde rectangulaire en technologie volumique classique, dont la fréquence de coupure est identique au guide SIW considéré.

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (I.7)$$

Pour le mode TE_{10} , cette relation peut être simplifiée par la formule suivante:

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (I.8)$$

La largeur effective a_d pour la même fréquence de coupure est donnée par:

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (I.9)$$

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

$$a_s = a_d + \frac{d^2}{0.95p} \quad (I.10)$$

Cette Eq (I.10) n'est valide que dans le cas où l'écartement p entre deux vias est inférieur à la largeur a_s , et que $h < 4d$ (h est la hauteur de la cavité).

L'équation (I.11) apporte une amélioration, elle aussi empirique sur la précision de calcul de la largeur effective a_d d'un guide SIW [45]. Pour cette équation (I.11), les conditions sont :

$$p/d < 3 \text{ et } d/a_s < 1/5.$$

$$a_s = a_d + 1.08 \frac{d^2}{p} - 0.1 \frac{d^2}{a_d} \quad (I.11)$$

I.4.6 : Considération de conception de SIW :

La modélisation de murs électrique verticaux par des rangées de vias doit respecter un certain nombre de règles D.Deslandes et K.Wu, les différents phénomènes qui entrent en jeu dans un guide d'onde SIW, et établissent des règles de conception résumées par la figure I.16.

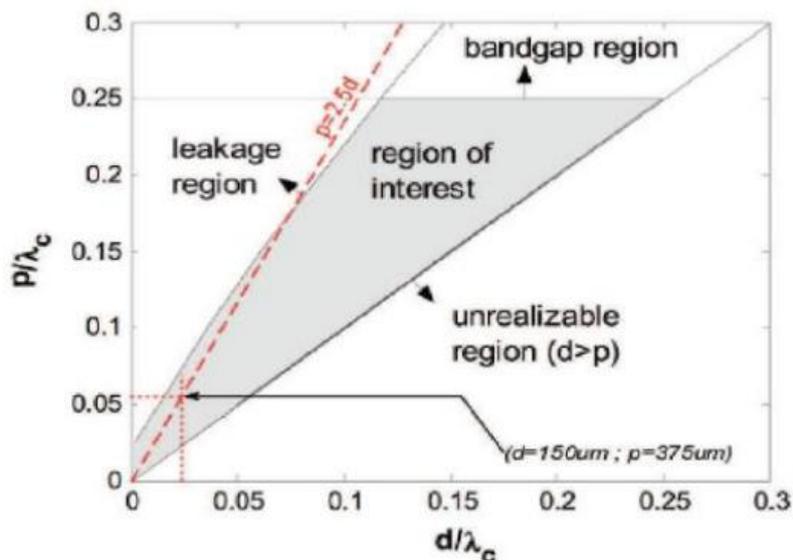


Figure I.16:Résumé des règles de conception d'un guide SIW.

La région appelée **leakage region** est à éviter puis qu'il s'agit d'une région où l'écartement entre les vias serait grand et provoquerait des pertes par rayonnement trop importantes.

La zone **bandgap region** prend en compte les effets coupe-bande introduit par l'aspect périodique d'une structure SIW. Pour éviter ce genre d'effet, il est recommandé de respecter la condition $d/\lambda_c < 0.25$.

Enfin, la zone **over-perforated region** est donnée à titre d'information pour limiter le nombre de vias par longueur d'onde, et aussi réduire les coûts de fabrication. Ces quatre zones en laissent apparaître une dernière, appelée **region of interest**, et qui est celle dans laquelle il est conseillé de se placer pour concevoir un guide SIW [46]. Bien entendu ces règles sont données à titre indicatif et sont une bonne représentation des choses. Elles permettent d'obtenir un guide SIW équivalent à un guide d'onde classique de même dimensions, ayant des pertes par rayonnement négligeables.

I.5. Quelques exemples de circuits :

I.5.1. Les circuits passifs SIW :

Concernant les circuits passifs, la plupart des composants hyperfréquences classiques ont été mis en œuvre dans les technologies SIW. Cette solution permet généralement d'obtenir des composants avec une taille réduite [47] par comparaison avec les fonctions de guide d'ondes classiques. Parmi les composants passifs, les filtres ont reçu une attention particulière. Quelques exemples sont reportés sur les Figures 1.17, comme le filtre passe-bande [48], la cavité rectangulaire [49], le coupleur [50], [51], et le duplexeur SIW [52].

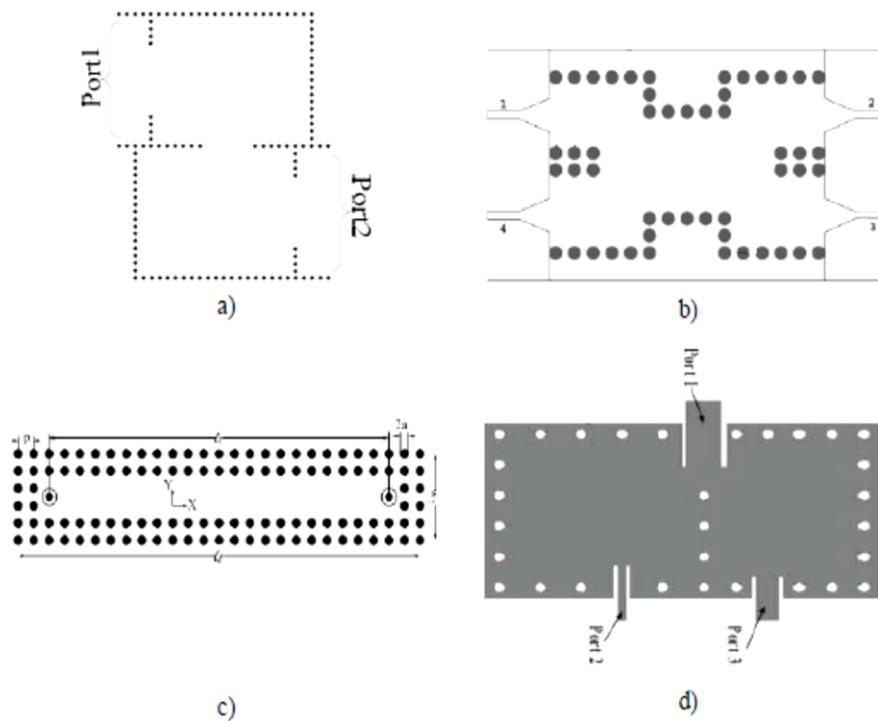


Figure I.17: Exemples des circuits passifs SIW, a) Filtre passe-bande SIW [45], b) Coupleur SIW [47]- [48], c) Guide rectangulaire SIW [46], d) Duplexeur SIW [49].

La figure I.18. (a) donne un exemple de filtre SIW à cavités rectangulaires. Il est aussi possible de disposer les vias des parois latérales, de telle façon à réaliser des cavités cylindriques (figure I.18. (b)). De nombreuses possibilités de couplages entre les cavités existent, y compris des couplages entre résonateurs non-adjacents. Cette technique offre donc de nombreuses possibilités pour la réalisation de filtres. [53]

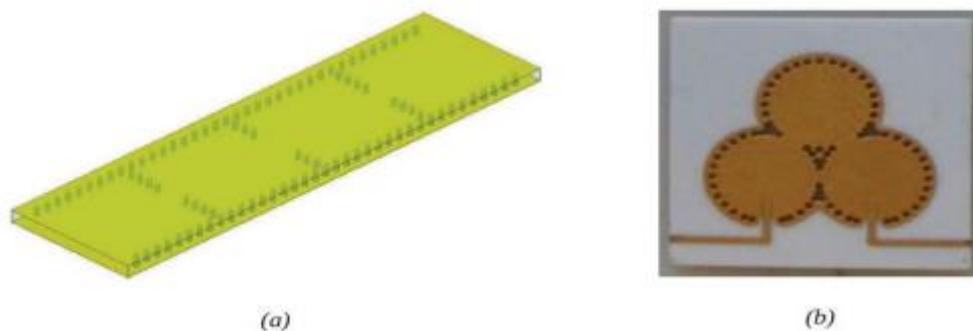


Figure I.18: Exemple de filtre SIW à cavités rectangulaires (a) et circulaires (b).

I.5.2. Les circuits actifs SIW :

L'implémentation de composants actifs dans la technologie SIW a attiré moins d'attention comparée à celle des circuits passifs. Néanmoins, de nouvelles possibilités de conception vers une intégration complète SoS (System-on-Substrate) sont ouvertes. Essentiellement, la conception et l'optimisation

des circuits actifs consistent à intégrer des dispositifs actifs dans des circuits SIW passifs et les relier en utilisant les avantages de la technologie tels que, par exemple, les faibles pertes, l'isolation élevée et une taille compacte pour obtenir de bonnes performances à faible coût. Généralement l'une des faces conductrices du SIW est utilisée pour reporter la fonction active, la connexion étant assurée par des lignes microruban. Les développements récents d'oscillateurs en 2012 [53], de mélangeurs [54] et d'amplificateurs [55] sont notables. Quelques exemples sont reportés sur les Figures 1.19:

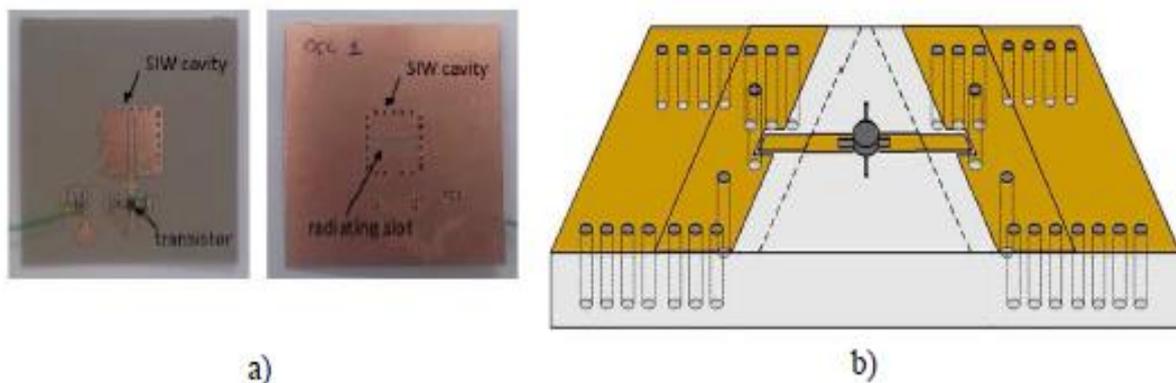


Figure 1.19: Exemples des circuits actifs SIW, a) oscillateur SIW [56], b) amplificateur SIW.

I.6. Adaptation du Guide d'Ondes en Technologie SIW :

Dans les systèmes d'émission/réception hyperfréquences où le signal au niveau de l'antenne doit transiter par un guide d'onde, demandent généralement une transition intermédiaire pour faire un lien entre le circuit planaire en technologie micro ruban et le guide d'ondes.

Cette transition doit permettre d'adapter en impédance le mode fondamental du guide TE₁₀ sur le mode quasi-TEM (transverse électromagnétique) de la ligne micro ruban. Cette transition est généralement réalisée directement sur le substrat d'accueil qui compose le système. Pour répondre aux exigences industrielles, la transition micro ruban/guide d'ondes dispose des bonnes performances électriques en termes d'adaptation avec la facilité d'intégration sur le même circuit planaire.

Puisque cette transition est située dans la chaîne de réception juste avant l'amplificateur faible bruit et comme à ce niveau le signal est relativement faible, elle doit assurer un minimum de pertes et l'adaptation doit donc être optimale à la fréquence de travail du système (coefficient de réflexion < -20dB). Toute la difficulté est de garder une bonne adaptation d'impédance sur une large bande de fréquences pour permettre une utilisation générique de la transition, puisque l'impédance que le signal perçoit au niveau du guide est beaucoup plus importante que celle de la ligne micro-ruban, dont l'impédance caractéristique est généralement à 50Ω. Les dimensions de ces transitions sont donc optimisées pour fonctionner autour d'une fréquence donnée.

I.7. Conclusion:

Dans ce chapitre nous allons présenter les principales topologies des filtres planaires, c'est cette dernière qui nous intéresse particulièrement puisque son coût de production est particulièrement attractif pour nombreux marchés aussi bien civils que militaires. Elle regroupe les filtres de type micro-ruban, coplanaire, multicouche, ...etc. Ensuite les Critères d'approximation en amplitude. Après nous avons mis le point sur la démonstration des étapes à suivre pour la conception d'un guide d'ondes en technologie SIW, adapté à 50Ω à ses deux extrémités à l'aide de transition conique (taper). En s'intéressant à l'état de l'art de la technologie SIW. Cette dernière évolue tous les jours, ce qui donne lieu à des réalisations intéressantes de composants hyperfréquences passifs et actifs. De plus, la flexibilité de la conception de ces circuits SIW en fait des technologies prometteuses avec de faibles pertes et de faibles coûts pour les applications en micro-ondes. Dans la quatrième section nous avons expliqué et détaillé les étapes à suivre dans la conception des filtres SIW cette méthode sera suivie tout au long de cette thèse.

Bibliographie

- [1] Aurélien Perigaud "Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à l'aide des technologies multicouches » Thèse de Doctorat en Electronique de l'Université de Limoges mars 2009
- [2] Y. Clavet, " Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications", Thèse de Doctorat en Electronique de l'Université de Bretagne Occidentale, Novembre 2006.
- [3] D. L.Boyenga, " Contribution à la nouvelle formulation variationnelle : application aux études des discontinuités et des filtres en guides d'ondes ", Thèse de Doctorat en Electronique, l'Université Toulouse, Polytechnique, Novembre 2005.
- [4] M. K. M. Salleh, "Contribution à la synthèse de résonateurs pseudo elliptiques en anneau. Application au filtrage planaire millimétrique", Thèse de Doctorat en Électronique de l'Université de Toulouse, Octobre 2008.
- [5] J.S. Hong and M.J. Lancaster, *Microstripfilters for RF/microwave applications*, Wiley, New York, NY, 2001.
- [6] N. J.G. FONSECA, "Printed S-Band 4X4 Nolen Matrix for Multiple BeamAntennaApplications", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.57, Issue 6,pp.1673-1678, June 2009.
- [7] M.Ando, J. Hirokawa, "Single-layer feedwaveguideconsisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates," IEEE Trans. AntennasPropagat, vol. 46, pp. 625- 630, May 1998.
- [8] K. Wu, F. Xu, "Guided-wave and leakagecharacteristics of substrateintegratedwaveguide," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 53, pp. 66-72, 2005.
- [9] I. J. BAHR« Microstrip antenna », Departement of electrical engineering university of Ottawa, Canada.
- [10] F. BOUKCHICHE « Etude de structures coplanaires à méta matériaux et à couche magnétique », Thèse de Doctorat de l'université de Constantine Novembre 2010.
- [11] H. AISSA« Miniaturisation des lignes de propagation microondes en technologies circuit imprimé et CMOS – Application à la synthèse de filtre », Thèse de Doctorat de l'université de Joseph Fourier, Novembre 2009.
- [12] E. O. Hammerstard, " Equations for microstrip circuit design", in Proceedings of the European Microwave Conference, Hamburg, pp. 268–272 , Germany, 1975.
- [13] Y.CLAVET « Définition de solution de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications », thèse de doctorat en électronique de l'université de Bretagne occidentale, Novembre 2006.
- [14] C.QUENDO « Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaire hyperfréquences. Propositions de nouvelles topologies et synthèse associés », thèse de doctorat en électronique de l'université de Bretagne occidentale, Brest, Novembre 2006.
- [15] H. BAHER « Synthesis of electrical networks », John Wiley & Sons, p. 215, 1984.
- [16] Abbas El Mostrah, Benjamin Potelon, EricRius, Jean-François Favennec, Cédric Quendo, Herve Leblond3 , Hissa Yah3 , Jean François Villemazet3 , Jean Louis Cazaux3 , "Filtre SIW d'ordre 6 en bande C avec un couplage croisé. Analyse expérimentale du comportement thermique, " Université Européenne de Bretagne, France, 2011.
- [17] F. Shigeki, "Waveguide line," Japanespatent: JP 06 053711, 1994.

- [18] K. Leahy, B. Flanick, K. A. Zak, A. Piloto, "Waveguide filters having a layered dielectric structures," Jan 1995.
- [19] 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 millimeter waves conference proceedings, pp. 177-180, Jan 1997.
- [20] 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.
- [21] T. Takenoshita, M. Fuji, H. Uchimura, "Development of a laminated waveguide," IEEE Trans. on Microw. Theory Techn, vol. 46, no. 12, pp. 2438-2443, Dec 1998.
- [22] D. Deslandes and Ke Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," IEEE Microwave Compon Lett, vol. 11, pp. 68-70, Feb 2001.
- [23] D. Deslandes and Ke Wu, "Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides," IEEE MTT-S, pp. 619-622, 2001.
- [24] V. Mottonen and A.V., Raisanen, "Novel wide-band coplanar waveguide-to rectangular waveguide transition," IEEE Trans. Microw. Theory Tech, vol. 52, no. 8, pp. 1836- 1842, Aug 2004.
- [25] K. Wu, X.P. Chen, "Substrate Integrated Waveguide cross coupled filter with negative coupling structure," IEEE Trans. Microw. Theory Tech, vol. 56, no. 1, pp. 142-149, 2008.
- [26] W. Hong, X. P. Chen, J. X. Chen, K. Wu, Z. C. Hao, "Compact super-wideband pass Substrate Integrated Waveguide (SIW) filters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech, vol. 53, no. 9, pp. 2968-2977, 2005.
- [27] D. Deslandes, K. Wu, Y. Cassivi, "Substrate integrated waveguide directional couplers," Asia-Pacific Microw. Conf, 2002.
- [28] T. Djerfaji and Ke Wu, "Super-compact Substrate Integrated Waveguide cruciform directional coupler," IEEE Microw. Wireless Comp. Lett., vol. 17, no. 11, pp. 757-759, 2007.
- [29] W. Hong, X. P. Chen, J. X. Chen, K. Wu, Z. C. Hao, "Planar diplexer for microwave integrated circuits," IEE Proc. Microw. Antennas Propagat, vol. 152, no. 6, pp. 455- 459, 2005.
- [30] W. Hong, J.-X. Chen, G. Q. Luo, K. Wu, H. J. Tang, "Development of millimeter-wave planar diplexers based on complementary characters of dual mode substrate integrated waveguide filters with circular and elliptic cavities," IEEE Trans. Microw. Theory Techn, vol. 55, no. 4, pp. 776-782, 2007.
- [31] R. G. Bosisio, K. Wu, X. Xu, "A new six-port junction based on Substrate Integrated Waveguide technology," IEEE Trans. Microw. Theory Techn, vol. 53, no. 7, pp. 2267- 2273, 2005.
- [32] K. WU, J. A. Helszajn, W. D'Orazio, "Substrate integrated waveguide degree-2 circulator," IEEE Microw. Wireless Comp. Lett, vol. 14, no. 5, pp. 207-209, 2004.
- [33] K. Wu, W. D'Orazio, "Substrate-integrated-waveguide circulator suitable for millimeter-wave integration," IEEE Trans. Microw. Theory Techn, vol. 54, no. 10, pp. 3675-3680, 2006.
- [34] W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu, T. J. Cui, L. Yan, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas," IEEE Microw. Wireless Comp. Lett, vol. 14, no. 9, pp. 446- 448, 2004.
- [35] W. Hong, K. Wu, Y. J. Cheng, "Design of a monopulse antenna using a Dual V-Type Linearly Tapered Slot Antenna (DVL TSA)," IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. 56, no. 9, pp. 2903-2909, 2008.

- [36] K.Wu, Y. Cassivi, "Lowcostmicrowaveoscillatorusingsubstrateintegratedwaveguide cavity," IEEE Microw. Wireless Comp. Lett, vol. 13, no. 2, pp. 48-50, 2003
- [37] J. Xu, Z. Yu, Y. Zhu, C. Zhong, "Ka-Band Substrate Integrated Waveguide Gunn Oscillator," IEEE Microw. Wireless Comp. Lett, vol. 18, no. 7, pp. 461-463, July 2008.
- [38] W. Hong, Z.-C. Hao, H. Li and K. Wu, J.-X. Chen, "Development of a lowcostmicrowave mixer using a broad-bandSubstrate Integrated Waveguide (SIW) coupler," IEEE Microw. Wireless Comp. Letter, vol. 16, no. 2, pp. 84-86, 2006.
- [39] G. Wen, H. Jin, "A novel four-way Ka-band spatial power combiner based on HMSIW," IEEE Microw. Wireless Comp. Lett, vol. 18, no. 8, pp. 515-517, 2008.
- [40] M. Shahabadi, M. Abdolhamidi, "X-band substrateintegratedwaveguide amplifier," IEEE Microw. Wireless Comp. Lett, vol. 18, no. 12, pp. 815-817, 2008.
- [41] Thèse-2013 –GEET – Ismail Alhzzoury
- [42] D. Deslandes and Ke Wu, "Integrated transition of coplanar to rectangularwaveguides," Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, vol. 2, pp. 619-622, 200.
- [43] Daniels, R.C., Heath, R.W.: '60 GHz wirelesscommunications:emergingrequirements and design recommendations ', IEEE Veh. Technol. Mag., 2007, 2,(3), pp. 41-50.
- [44] Jonathan Garreau "Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybrideplanaire SIW en technologie LTCC", Université de Bretagne, Décembre 2012.
- [45] F.Xu and K.Wu, "Guided-wave and leakagecharacteristics of substrateintegratedwave guide ", IEEE Trans.onMicrowave Theory and Techniques, vol.53,No :1,January 2005.
- [46] D.Deslandes, K.Wu, "Accurate modeling, wavemechanisms, and desingconsideration of a substrateintegratedwave guide ", IEEE Trans.onMicrowave Theory and Techniques, 2006, 54, pp : 2516-2526.
- [47] M. Georgiadis, A. Wu, K., Bozzi, "Review of substrate-integratedwaveguide circuits and antennas," Microwaves, Antennas& Propagation, IET, vol. 5, no. 8, pp. 909-920, June 2011.
- [48] N. Raveu, G. Prigent, O. Pigaglio, H. Baudrand, K. Al-Abdullah, A. Ismail Alhzzoury, "Substrate Integrated WaveguideFilter Design withWave Concept IterativeProcedure," Microwave and Optical TechnologyLetters, vol. 53, no. 12, pp. 2939-2942, Dec 2011
- [49] N. Raveu, H. Baudrand, K. Al-Abdullah, A. Ismail Alhzzoury, "Caractérisation de circuits SIW par méthode modale," 18èmes Journées Nationales Microondes, Mai 2013.
- [50] Ji-Xin Chen, Wei Hong, Zhang-Cheng Hao, Hao Li, and Ke., Wu, "Development of a lowcostmicrowave mixer using a broad-bandsubstrateintegratedwaveguide (SIW) coupler," IEEE, Microwave and Wireless Components Letters, vol. 16, no. 2, pp. 84-86, Feb 2006.
- [51] Guo Hua Zhai et al., "Folded Half Mode Substrate Integrated Waveguide 3 dB Coupler," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 18, no. 8, pp. 512- 514, Aug 2008.
- [52] D. Makris, K. Voudouris, N. Athanasopoulos, "Design and Development of 60 GHz Millimeter-wave Passive Components usingSubstrate Integrated WaveguideTechnology," 2nd Pan-HellenicConference on Electronics and TelecommunicationsPACET 12, March 2012.
- [53] Yong Liu, Xiao-Hong Tang, Tao Wu, Ling Wang, and Fei, Xiao, "A SIW-based concurrent dual-band oscillator," Microwave and MillimeterWaveTechnology (ICMMT), vol. 1, pp. 1-4, May 2012.

[54] J., Wu, K., Xu, "A subharmonic self-oscillating mixer using substrate integrated waveguide cavity for millimeter-wave application," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 1-4, June 2005.

[55] M. Shahabadi, M. Abdolhamidi, "X-Band Substrate Integrated Waveguide Amplifier," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 18, no. 12, pp. 815-817, Dec 2008.

[56] A. Georgiadis, A. Collado, M. Bozzi, L. Perregini, F. Giuppi, "Tunable SIW Cavity Backed Active Antenna Oscillator," *IET Electronics Letters*, vol. 46, no. 15, pp. 1053- 1055, July 2010.

Chapitre II
ETUDE DU RESONATEUR BPF QUART DE
MODE QMSIW

II.1.Introduction :

Des filtres reconfigurables sont nécessaires dans des nombreux micro-ondes systèmes, tels que la communication sans fil multi bande et systèmes radar à large bande. De nombreux appareils de réglage ont été proposé et réalisé avec des technologies accordables, pour exemple, les varacteurs, système micro-électromécanique (MEMS) et transducteurs piézoélectriques et technologies ferroélectriques. En raison de la vitesse de réglage et de la fiabilité élevées, les varacteurs à diodes sont largement utilisés dans la conception de filtres accordables [1] - [2].

Guide d'ondes intégré au substrat (SIW), en raison de son profil bas, facteur Q élevé, faible perte d'insertion et peut être facilement intégré avec d'autres circuits planaires, a été largement utilisé dans les micro-ondes et système et circuit à ondes millimétriques [3-4].

SIW peut être coupé en deux le long d'un mur quasi-magnétique fictif et le SIW devient un HMSIW, qui préserve presque distribution de champ du SIW original [5] - [6]. Parce que le plan symétrique central du HMSIW peut également être considéré de manière équivalente comme un mur quasi-magnétique pour certains modes particuliers, le HMSIW peut être divisé en deux pièces à nouveau le long du plan symétrique. Par conséquent, un quart mode d'un guide d'ondes intégré au substrat (QMSIW) est réalisé.

La distribution de champ du QMSIW est presque la même que celle du distribution de champ du SIW original [7]. QMSIW a seulement 25% de la taille du SIW, quant à lui, les avantages du SIW ont été hérité.

On prend Compte de la distribution de champ symétrique de la cavité SIW, substrat quart de mode guide d'ondes intégré (QMSIW) est proposé pour une réduction de taille d'environ 75% [8]. Large bande d'arrêt les performances doivent être fournies pour les filtres, en particulier lorsque la bande est éloignée de la bande du recevoir. Plusieurs techniques ont été développées pour améliorer les performances de la bande d'arrêt, telles que des zéros d'émission de transmission [9] et d'autres structures de suppression en cascade [10]. Ces techniques souffrent de réalisation physique ou volume plus important.

II.2.Etude du résonateur QMSIW :

Dans cette section, nous étudions d'abord le mode dominant du Résonateur QMSIW. Le résonateur QMSIW est simulé sur le Substrat F4B (avec une épaisseur de 0,764 mm et relative permittivité $\epsilon_r = 2.55$). Ansoft HFSS est employé pour étudier le propriété EM du résonateur.

II.2.1. Etude du mode dominant du résonateur QMSIW :

Avant d'étudier la caractéristique du résonateur QMSIW chargé avec un seul var acteur, nous discutons de la propriété résonnante de QMSIW en premier. Le SIW en mode dominant a été étudié par K. Wu [11]. SIW peut être traité comme un guide d'ondes rectangle rempli de diélectrique. La fréquence de résonance du mode TE_{mnp} du le résonateur SIW rectangulaire peut être calculé sur la base du formules suivantes: [12]

$$f_{mnp}^{SIW} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon_0\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L_{eff}^{SIW}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W_{eff}^{SIW}}\right)^2} \quad (II - 1)$$

Où $m = 1, 2, \dots$, $n = 1, 2, \dots$, $P = 1, 2, \dots$, et ϵ_r sont les permittivités relative du substrat, respectivement. l'épaisseur du résonateur SIW est h . L_{eff}^{SIW} et W_{eff}^{SIW} est la longueur et la largeur équivalentes. La figure (II.1(a)) montre le champ électrique du mode dominant TE_{101} en mode dominant, dont la fréquence de résonance peut être calculée en utilisant l'équation (II-1). La figure (II.1(b)) montre le champ électrique du mode dominant de Résonateur QMSIW, qui est très similaire au quart de celui de Résonateur SIW. Comme le processus de construction d'un QMSIW est juste identique à celle du HMSIW, la largeur équivalente du QMSIW c'est:

$$W_{effQMSIW} = \frac{W_{effSIW}}{2} + h \left(0.05 + \frac{0.30}{\epsilon_r} \right) \times \ln \left(0.20 \frac{W_{effSIW}^2}{h^3} + \frac{52W_{effSIW} - 261}{h^2} + \frac{38}{h} + 2.77 \right) \quad (II - 2)$$

Par conséquent, la fréquence de résonance du mode TE_{mop} du le résonateur QMSIW peut être estimé sur la base des éléments suivants de la formule:

$$f_{mnp}^{QMSIW} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon_0\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{2L_{eff}^{QMSIW}}\right)^2 + \left(\frac{P\pi}{2W_{eff}^{QMSIW}}\right)^2} \quad (II - 3)$$

Où $m = p = 1, 2, \dots$ pour la structure étudiée et L_{eff}^{QMSIW} et W_{eff}^{QMSIW} est la largeur et la longueur équivalentes respectivement du QMSIW.

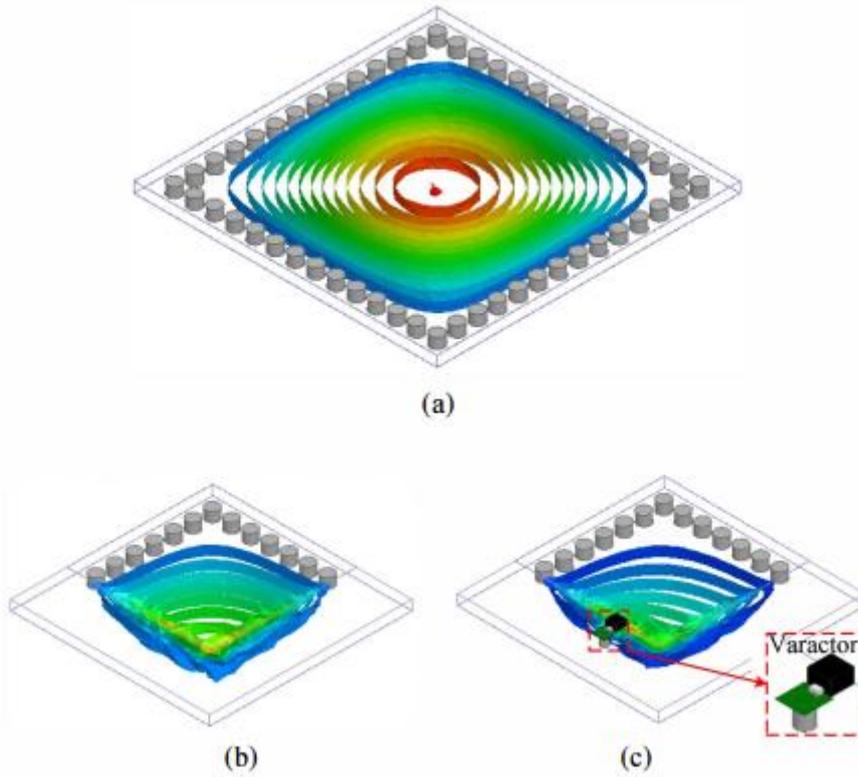


Figure II.1: Champ électrique du résonateur: (a) résonateur SIW, (b) résonateur QMSIW.

II.2.2. Fréquence de résonance du résonateur QMSIW chargé avec un varacteur unique :

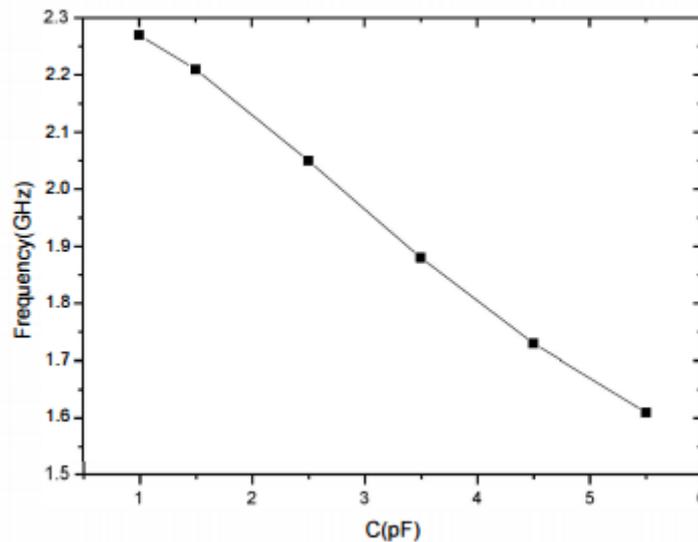


Figure II.2: La fréquence de résonance de QMSIW variait avec son varacteur chargé.

Dans cette sous-section, un résonateur QMSIW chargé avec un seul varacteur est étudié. Nous chargeons un varacteur sur le côté ouvert de Résonateur QMSIW. La figure II.1(c) montre le champ électrique de mode dominant de ce résonateur. Le champ électrique de QMSIW le résonateur est perturbé par le varacteur.

La fréquence de résonance du résonateur QMSIW variait avec le la capacité du varactor chargé est illustrée à la figure II.2. La fréquence de résonance du résonateur QMSIW modifiée de 1,6 GHz à 2,3 GHz lorsque la capacité variait de 5,5 pF à 1 pF.

II.3.Exemples des filtres guide d'ondes intégré quart mode (QMSIW) :

II.3.1.Conception du filtre passe-bande QMSIW large bande compact avec bande d'arrêt améliorée :

II.3.1.1.Résonateur à cavité QMSIW :

La cavité QMSIW est générée en divisant en deux la cavité SIW conventionnelle le long de l'horizontale et direction verticale. La distribution du champ électrique dans la cavité conventionnelle SIW et QMSIW au mode TE_{101} dominant est illustré à la Figure II.3. La taille globale du QMSIW est d'environ un quart de la cavité SIW d'origine tout en conservant la même fréquence de résonance. Selon les formules données par [13], la fréquence de résonance du mode TE_{101} en mode dominant peut être calculée. La taille du la cavité est ajustée à la fréquence de coupure appropriée.

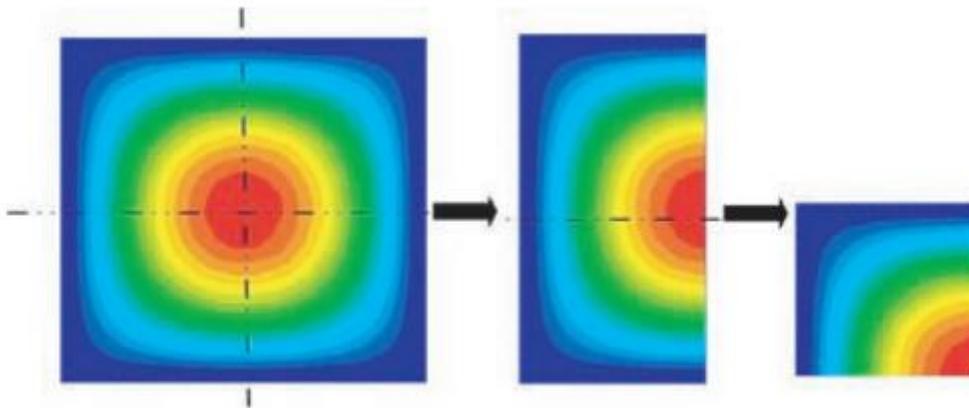


Figure II.3: Distribution du champ électrique des cavités SIW en mode plein, HMSIW et QMSIW.

$$f = \frac{C_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{l_{eff}}\right)^2} \tag{II - 4}$$

$$a_{eff} = a - \frac{d^2}{0.95p}, \quad l_{eff} = l - \frac{d^2}{0.95p} \tag{II - 5}$$

Où a et l sont respectivement la largeur et la longueur de la cavité SIW en mode plein; d est le diamètre des vias métalliques; p est la distance entre les centres de deux vias adjacents; ϵ_r et μ_r sont les relatifs constante diélectrique et perméabilité, respectivement.

II.3.1.2.Procédure de conception :

Comme illustré sur la figure II.4, le filtre est composé de quatre cavités résonnantes carrées QMSIW, où asymétriques la structure de la ligne d'alimentation d'entrée / sortie est adoptée. Les lignes micro-ruban 50 Ω sont directement connectées au Cavité QMSIW aux ports d'entrée / sortie. Facteur de qualité externe Q est contrôlé en ajustant la position du cône et la position de la ligne taraudée pour la Q requise est déterminée à partir de la Figure II.4.Compte tenu de la perte d'insertion dans la bande, quatre cavités suffisent pour répondre à l'exigence de sélectivité [14]. Le coefficient de couplage entre deux cavités QMSIW peut être réglé en régulant l'iris post-paroi, qui n'est pas spécifié dans [15].

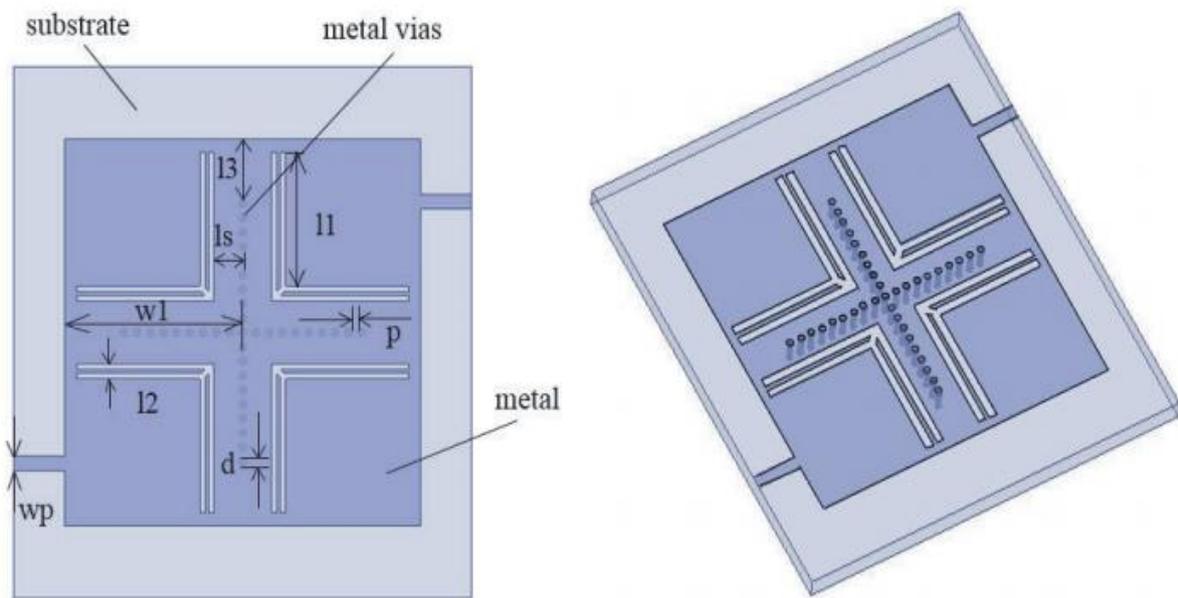


Figure II.4: Configuration du filtre QMSIW proposé (Vue de dessus et graphique 3-D).

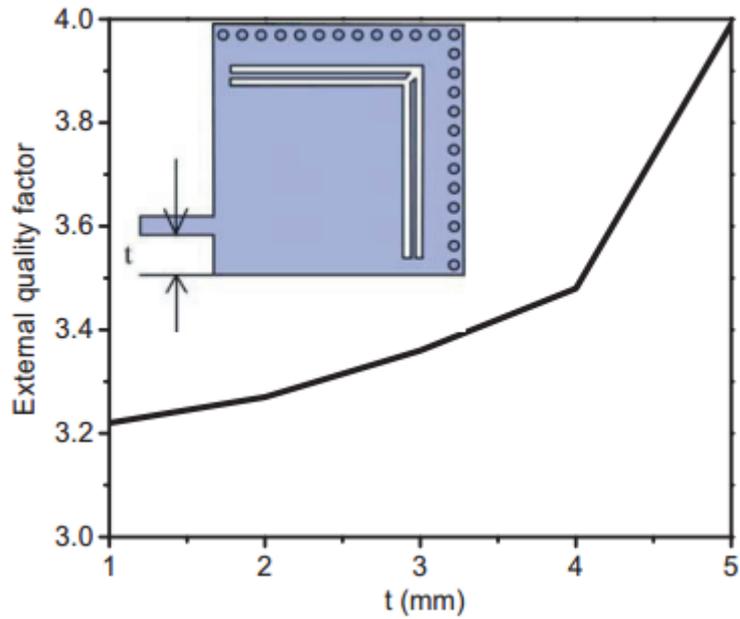


Figure II.5:Facteur de qualité externe en fonction.

On constate que les performances de bande d'arrêt large sont créés en gravant des fentes en forme de L sur la cavité. La longueur des créneaux l_1 est utilisée pour contrôler à la fois la fréquence centrale et la largeur de bande du filtre, comme indiqué sur la Figure II.5.

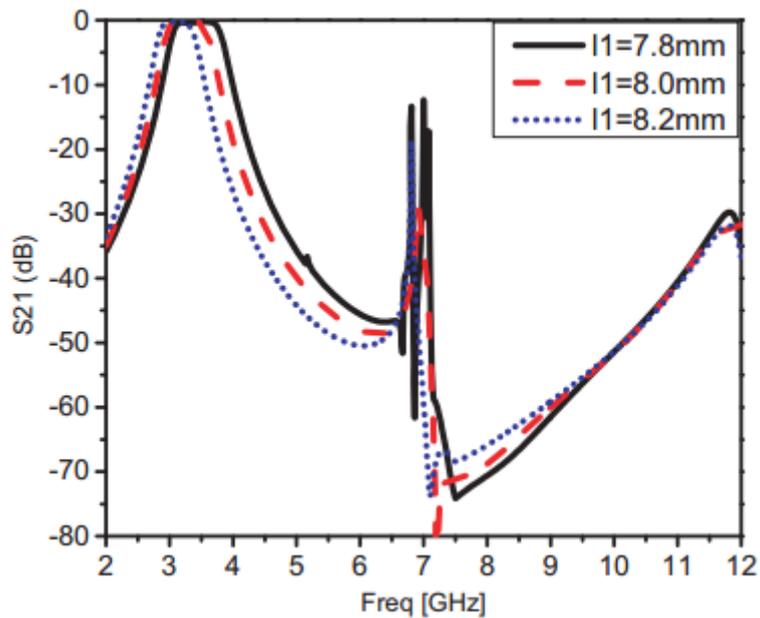


Figure II.6:Réponses en fréquence du filtre avec diverses valeurs de l_1 .

Des modes de résonance parasites peuvent se produire dans la bande d'arrêt avec les mauvaises valeurs des paramètres. De plus, comme le montre la figure II.6, la position de la fente a également un effet sur la bande passante sauf la fréquence centrale. Des compromis doivent être faits

pour équilibrer à la fois la bande passante et les performances de bande d'arrêt lors du choix des valeurs des paramètres.

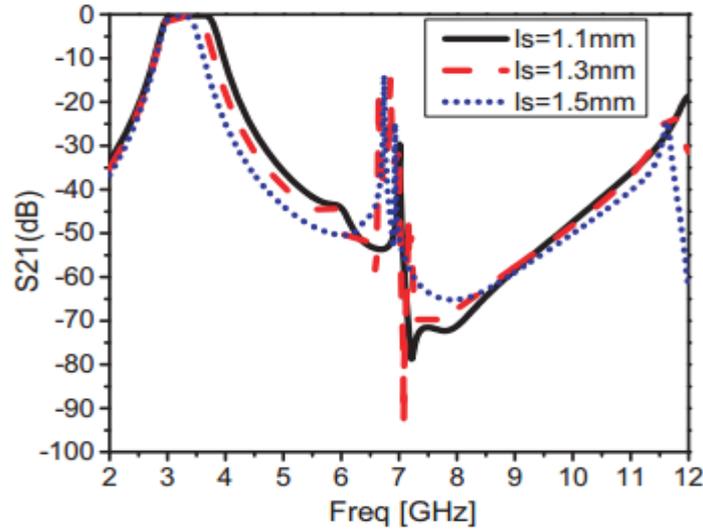


Figure II.7: Réponses en fréquence du filtre sous différentes valeurs de l_s .

Les dimensions du filtre peuvent être obtenues après optimisation comme suit:

$l_1 = 8 \text{ mm}$, $l_2 = 0,8 \text{ mm}$, $l_3 = 3 \text{ mm}$, $l_s = 1,3 \text{ mm}$, $w_1 = 10,4 \text{ mm}$, $w_p = 0,78 \text{ mm}$, $d = 0,4 \text{ mm}$, $p = 0,77 \text{ mm}$. Une comparaison des filtres passe-bande ([16–14]) avec le filtre proposé est présentée dans le tableau 1. Dans [16], restreindre un filtre à bande avec des performances médiocres est obtenu, et sa taille de circuit est plus grande que celle proposée.

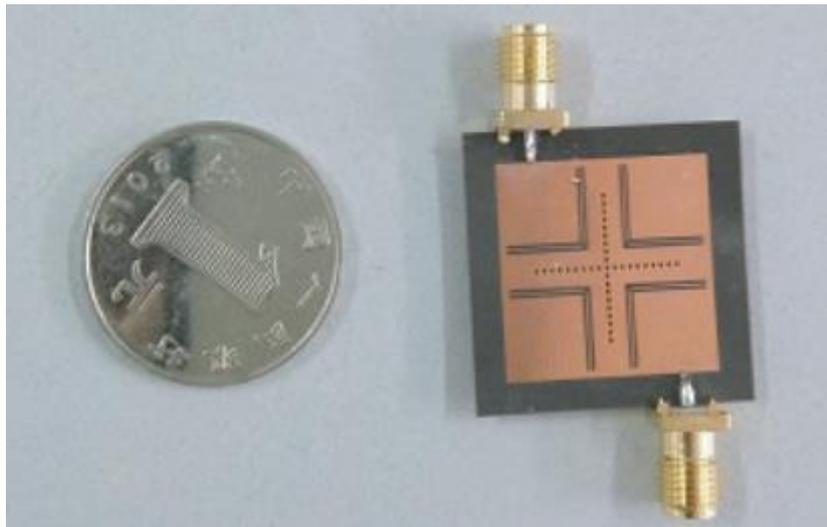
Dans [13], la conception a une taille compacte avec une sélectivité élevée et une large bande d'arrêt. Cependant, son RL (N / A) n'est pas assez bon. Par rapport au BPF dans [14], le BPF large bande proposé a non seulement plus taille compacte, mais révèle également une large bande d'arrêt. En général, on constate que le filtre proposé à une bonne performance de petite taille, large bande, bonne perte d'insertion, perte de retour et son excellente bande d'arrêt performances (suppression de 25 dB de 4,02 GHz à 12,63 GHz, $3,88f_0$).

	f_0 (GHz)	BW (%)	IL (dB)	RL (dB)	Stopband (25 dB)	Size (λg^3)
[16]	5.57	7.44	2	18.1	$1.38f_0$	$0.420*0.420*0.009$
[13]	1.455	39.2	1	N/A	$5.15f_0$	$0.336*0.308*0.007$
[14]	20	10	0.9	20	$1.575f_0$	$0.706*1.260*0.034$
Ce travail	3.25	21.2	1.02	17	$3.88f_0$	$0.225*0.293*0.003$

*Tableau II.1: Comparaison entre le filtre proposé et les références.***II.3.1.3. Fabrication et expérience :**

Suite à la procédure de conception, un filtre passe-bande QMSIW large bande compact est conçu, fabriqué et mesuré. L'ensemble de ce travail est basé sur le logiciel full wave Ansoft HFSS. Un Rogers 5880 de 0,254 mm d'épaisseur avec une permittivité relative de 2,2 et une tangente de perte diélectrique de 0,0009 est utilisée dans cet exemple. Les filtres simulés ont été optimisés à l'aide de l'analyseur de réseau Agilent 8722ES. La photographie du filtre fabriqué est montrée sur la Figure II.8.

Les résultats mesurés et simulés sont affichés sur la Figure II.9, montrant sa taille globale de $0,225 \times 0,293 \times 0,0027\lambda_3$. La fréquence centrale mesurée f_0 est de 3,25 GHz avec une largeur de bande de 3 dB de 21,2%. La perte d'insertion à la fréquence centrale est de 1,02 dB et la perte de retour est meilleure que 17 dB. Des niveaux de suppression de plus de 25 dB sont réalisés de 4,02 GHz à 12,63 GHz ($3,88f_0$). Bon accord entre les résultats théoriques et mesurés vérifie l'idée proposée.

*Figure II.8: Photographie du filtre fabriqué.*

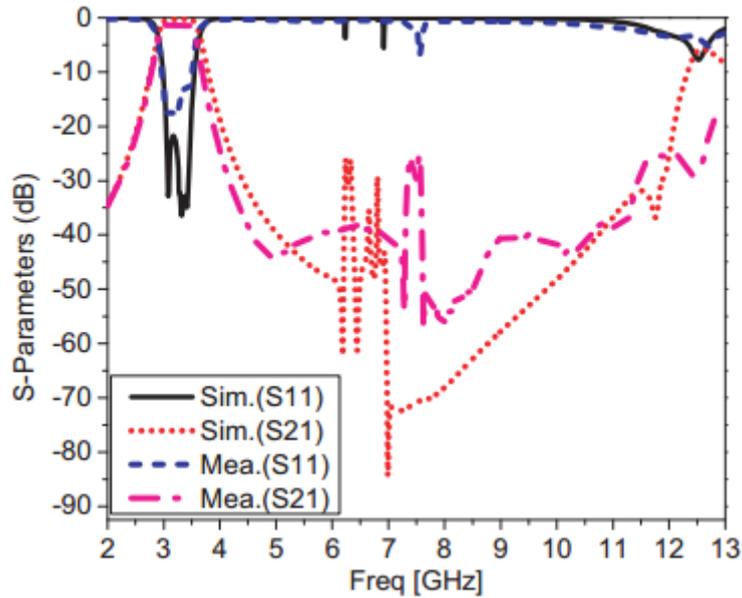


Figure 9: Photographie du filtre fabriqué avec des résultats mesurés et simulés.

Par rapport au résultat simulé, un léger écart de bande passante et de perte de retour peut être observé. On suppose que la diminution de la bande passante peut être causée par le faible usinage précision de ce qui a été discuté dans la Figure II.6, et la perte de retour insatisfaisante peut être attribuée à une légère discordance d'impédance entre la section d'alimentation et les connecteurs SMA causée par le manuel soudage et la conductivité effective des filtres fabriqués qui est inférieure à celle de la simulation.

II.4. Conception et Résultats :

II.4.1. Filtres compacts et large bande basés sur un guide d'ondes intégré à substrat à cavité circulaire quart de mode perturbé par des lignes en fente :

Des filtres passe-bande QMCC SIW avec perturbation des lignes de créneaux ont été proposés. En introduisant la ligne de fente en forme de C chargée sur les cavités circulaires SIW quart de mode, des filtres passe-bande SIW triple mode avec une taille compacte et une large bande passante sont développés.

Des zéros de transmission supplémentaires sont générés des deux côtés de la bande passante pour améliorer le rejet hors bande. Le filtre passe-bande multi mode combine à la fois les modes d'ordre élevé perturbés et le mode ligne de fente gravée dans la cavité SIW circulaire quart de mode.

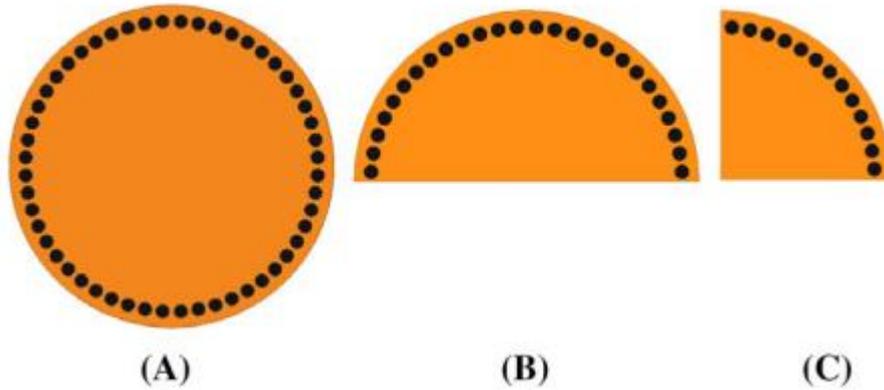


Figure II.10: Géométrie de la (A): cavité circulaire SIW conventionnelle; (B): cavité SIW circulaire demi-mode et (C): cavité SIW circulaire quart de mode

II.4.2. Conception et analyse du filtre SIW QMCC conventionnel sans perturbation :

Pour concevoir avec précision les filtres QMCC SIW, la caractéristique de propagation de la cavité SIW doit d'abord être analysée. La figure II.10 illustre les géométries de la cavité SIW conventionnelle, de la cavité HMSIW et de la cavité QMCC SIW. La fréquence de résonance du mode TM_{nml} dans une cavité circulaire SIW peut être calculée comme :[20]

$$f_{TM_{nml}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \cdot \sqrt{\left(\frac{p_{nm}}{r}\right)^2 + \left(\frac{l \cdot \pi}{h}\right)^2} \quad (II - 6)$$

Où c est la vitesse de la lumière dans le vide, p_{nm} est la n ème racine du premier type des fonctions de Bessel, m , n et l sont les indices des modes TM_{nml} , h est l'épaisseur du substrat, r est l'équivalent rayon de la cavité SIW, μ_r et ϵ_r sont respectivement la perméabilité et la permittivité relatives du substrat.

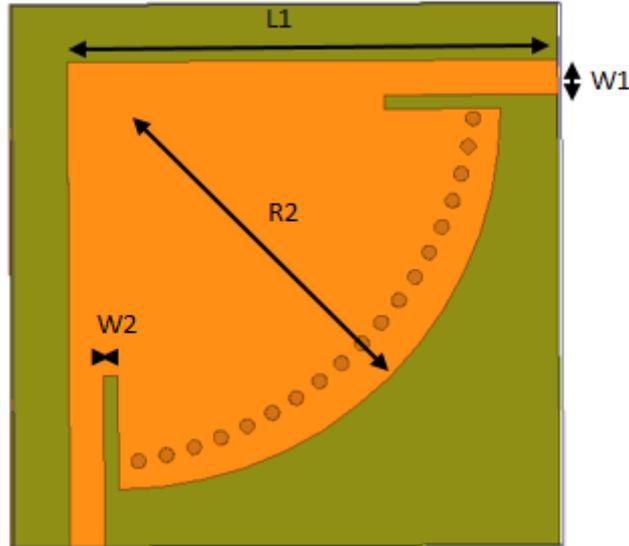


Figure II.11: Géométrie du filtre QMCC SIW sans aucune perturbation.

La propriété du filtre QMCC SIW conventionnel illustré à la figure II.11 a été analysée dans nos travaux précédents. [21] Deux lignes d'alimentation sont réparties orthogonalement des deux côtés de la cavité QMCC.

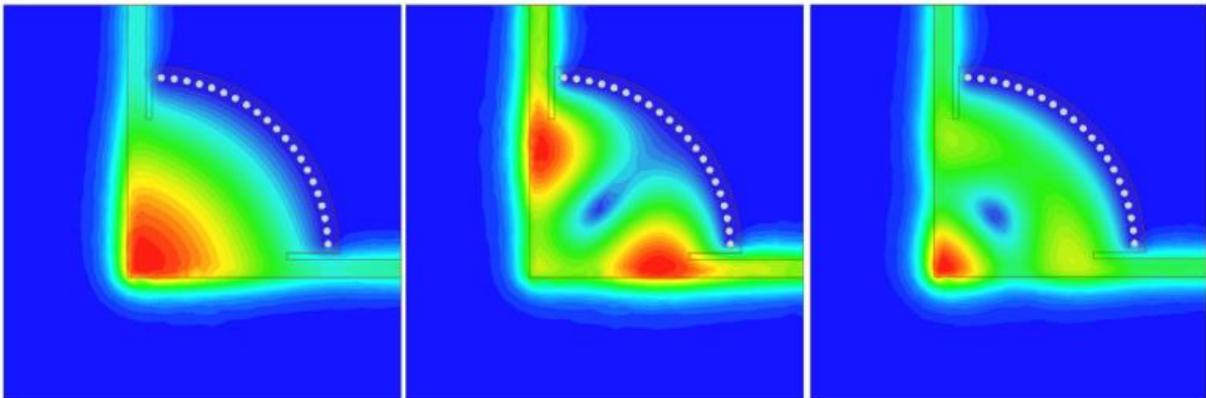


Figure II.12: Distributions du champ électrique des trois premiers modes.

La figure II.12 indique les distributions de champ électrique des trois premiers modes. Les trois premiers modes de la cavité QMCC sont situés à 2,57, 5,67 et 5,99 GHz, correspondant respectivement au mode TM_{01} / TM_{10} , au mode TM_{02} / TM_{20} et au mode TM_{12} / TM_{21} .

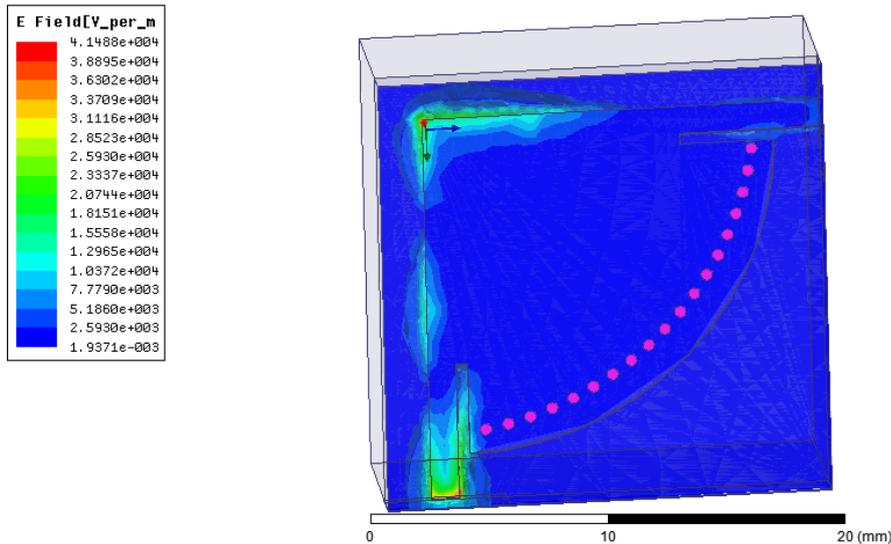


Figure II.13: Distribution du champ électrique dans le filtre QMCC sans aucune perturbation.

Nous avons amélioré la structure avec leurs dimensions optimisées sont déterminées dans le tableau III.3

Paramètre	Dimensions (mm)	
QMCC	L_1	17.3
	W_1	1.2
	W_2	0.5
	R_2	5.35
	D_{via}	0.5

Tableau II.2: Dimension du filtre QMCC sans aucune perturbation.

La réponse en fréquence du filtre passe-bande QMCC sans aucune perturbation est représentée sur la figure II.25. La fréquence de résonance du mode dominant est éloignée des fréquences des modes hauts. Les fréquences de résonance des deux modes hauts sont très proches pour former une réponse en fréquence passe-bande avec une bande passante étroite et une mauvaise réjection hors bande.

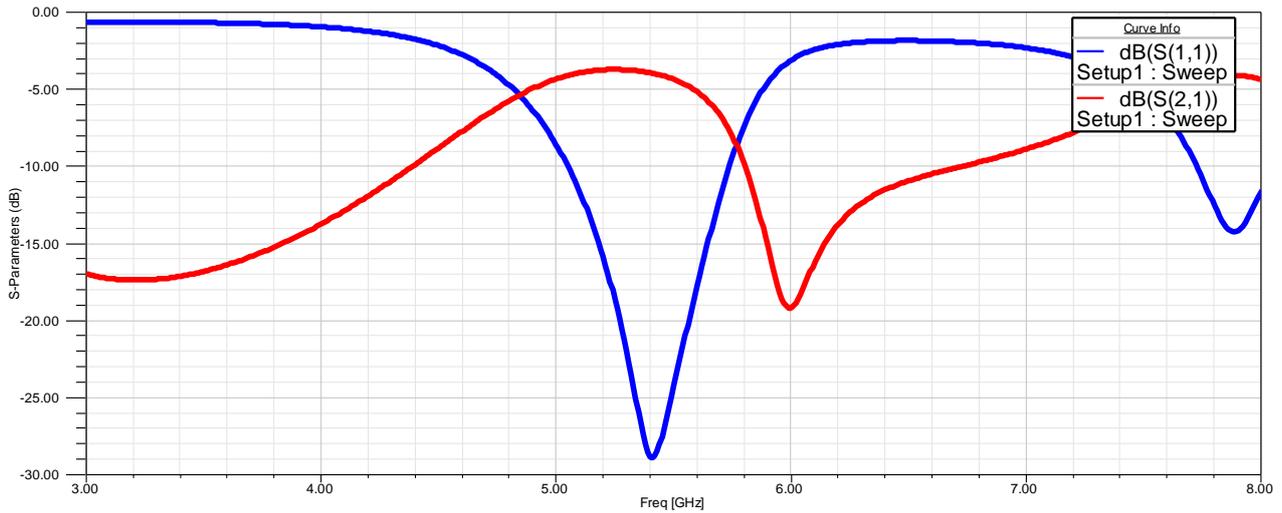


Figure II.14:réponse fréquentielle du filtre QMCC SIW sur HFSS.

Nous présentons sur la figure III.14, la réponse en fréquence du filtre QMCC SIW conventionnel est centrée à 5,25 GHz avec une bande passante fractionnaire de 3 dB de 15,2%. La bande passante est environ 0.73 GHz. La réponse fréquentielle montre que $|S_{11}|$ est inférieur à -29 dB entre 4.82 GHz et 5.8 GHz. Un zéro de transmission est généré au niveau de la bande d'arrêt supérieure. Cependant, il n'y a pas de zéro de transmission existant à la bande d'arrêt inférieure. Pour améliorer les performances du filtre, les techniques proposées seront présentées et analysées dans les sections suivantes.

II.4.3. Conception et analyse du filtre QMCC SIW avec perturbation en ligne de fente (Slotline) :

II.4.3.1. Filtre passe-bande QMCC SIW perturbé par la ligne en forme de C :

Pour élargir la bande passante et améliorer la sélectivité des filtres QMCC SIW, la technique à chargement par ligne de slot est développée. La ligne de fente gravée sur la surface supérieure de la cavité SIW avec deux modes hauts sont utilisés pour former un nouveau filtre passe-bande à trois ordres.

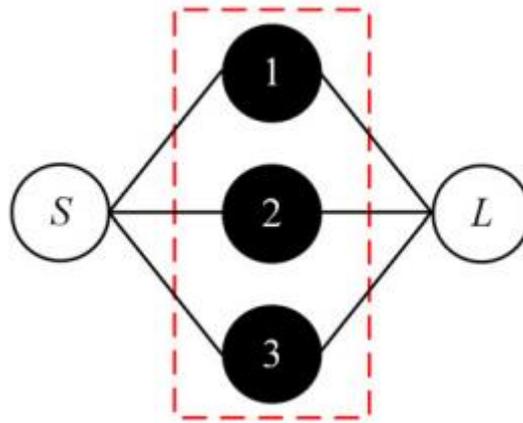


Figure II.15: Topologie de couplage du filtre passe-bande QMCC SIW gravé sur une ligne à fente en forme de C.

La topologie de couplage du filtre est représentée sur la figure II.15. Le nœud 1 et le nœud 2 représentent les modes d'ordre élevé perturbés. Le nœud 3 représente le nouveau mode qui est introduit par la ligne de slot gravée.

En ajustant la taille et l'emplacement de la ligne de slot gravée de manière appropriée, un filtre passe-bande à trois modes est réalisé. En utilisant la rainure en forme de C chargée sur la cavité SIW, il peut introduire un zéro de transmission supplémentaire à la bande d'arrêt inférieure.

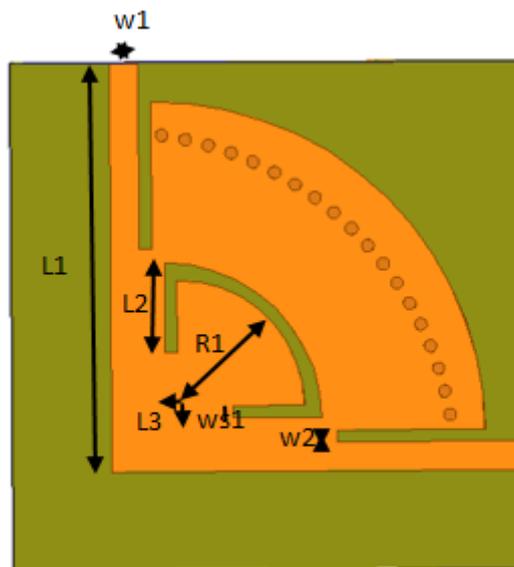


Figure II.16: Configuration du filtre passe-bande QMCC SIW proposé gravé sur une perturbation de ligne de fente en forme de C

La configuration de la cavité QMCC SIW proposée chargée avec une ligne de fente en forme de C est illustrée à la figure II.16.

Le circuit équivalent de la ligne de fente en forme de C peut être considérée comme un résonateur à capacité et inductance shunt. Le SIW peut être considéré comme une ligne de transmission chargée sur des trous inductifs. La ligne de fente gravée sur la cavité SIW est modélisée en tant que capacité C_s et inductance L_s .

La ligne de fente en forme de C chargée sur la cavité est considérée comme un nouveau résonateur, qui peut générer un pôle de transmission dans la bande passante et un zéro de transmission près de la bande d'arrêt inférieure.

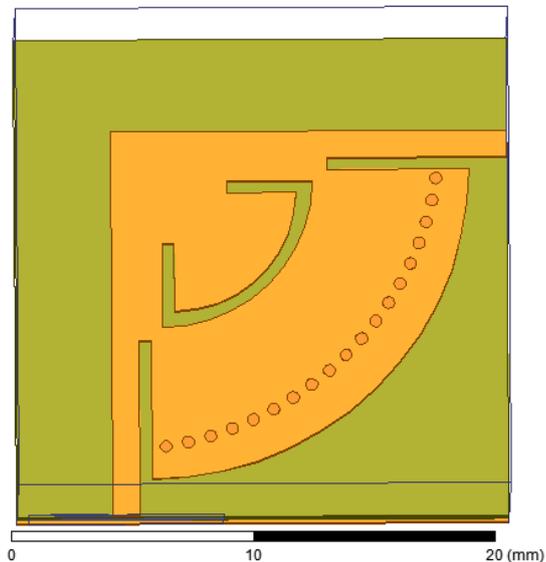


Figure II.17: Vue en 3D du filtre QMCC SIW avec perturbation.

La distribution du champ électrique de la ligne de rainure gravée sur la cavité SIW est représentée sur les figures II.18 et II.19.

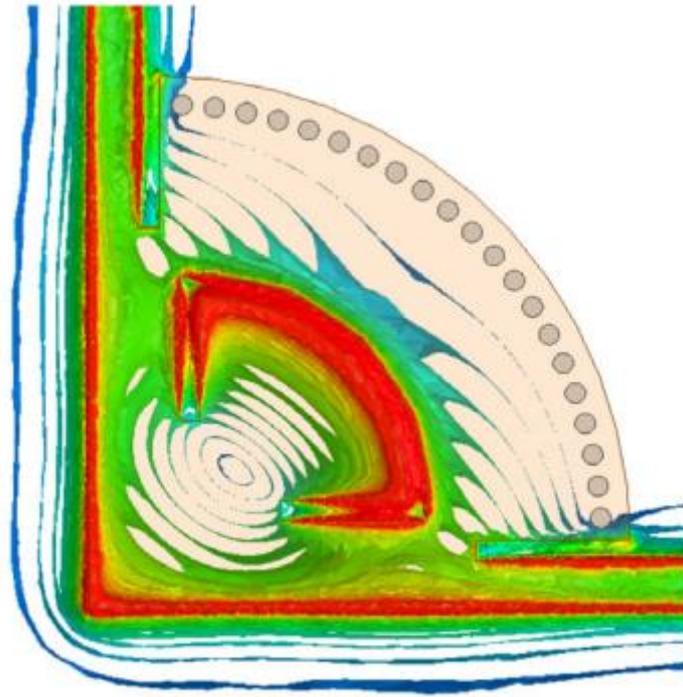


Figure II.18: Distribution du champ électrique de la rainure gravée sur la cavité SIW.

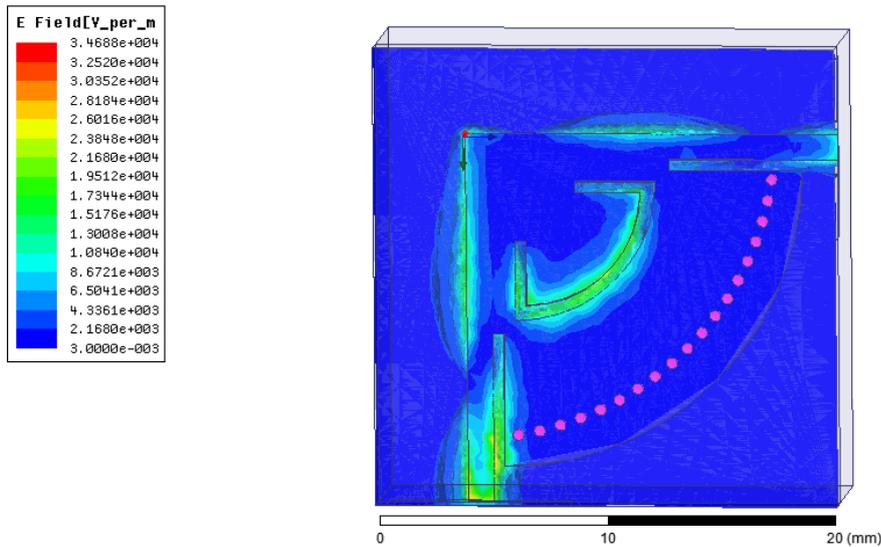


Figure II.19: Distribution du champ électrique dans le filtre QMCC avec rainure gravé sur la cavité SIW.

La fréquence de résonance peut être exprimée comme :

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \tag{II - 7}$$

La longueur totale de la ligne de slot L_0 peut être exprimée comme :

$$L_0 = 2 \times L_4 + \pi \times \frac{R_2}{2} \tag{II - 8}$$

Il apparait sur la figure III.20 qu'après une optimisation avec logiciel HFSS, la réponse de notre filtre passe bande QMSIW avec rainure gravé sur la cavité SIW est très proche des spécifications qu'on s'est fixé c'est-à-dire une bande passante proche 1 GHz, une fréquence centrale autour de 5.60 GHz. On remarque aussi que lorsqu'on augmente L_3 il y a déplacement de la fréquence centrale vers la droite sur la courbe présentant les paramètres S (dB). La réponse fréquentielle montre que $|S_{11}|$ est inférieur à -12.50 dB entre 5.10 GHz et 6.10 GHz.

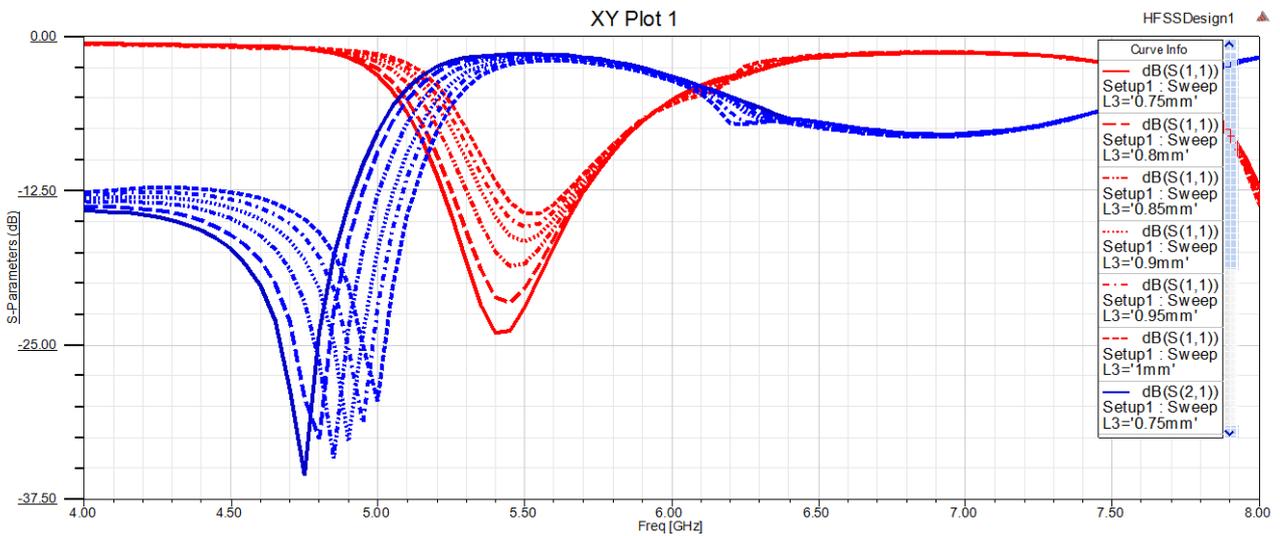


Figure II.20: Variation de la réponse en fréquence et des zéros de transmission en fonction de L_3 sur HFSS.

Comme le montre la figure II.20, lorsque le paramètre L_3 augmente, la bande passante du filtre passe-bande peut être légèrement élargie.

De plus, le zéro de transmission à la bande passante droite passe à la bande d'arrêt supérieure tandis que le zéro de transmission à la bande d'arrêt gauche reste presque invariable.

Sur la base de l'analyse mentionnée ci-dessus, le filtre passe-bande QMCC SIW à ligne à fente en forme de C est conçu et simulé sur un substrat Rogers 6010LZ avec une constante diélectrique relative de 10,2, une tangente de perte de 0,0023 et une épaisseur de 1,27 mm.

Paramètre	Dimensions (mm)	
ligne de fente en forme de C QMCC	L_2	3.6
	L_3	0.95
	L_4	3.35
	W_{S1}	0.5
	R_1	5.1
	L_1	17.3
	W_1	1.2
	W_2	0.5
	R_2	5.35
	D_{via}	0.5

Tableau II.3: Dimension du filtre QMCC avec ligne de fente en forme de C.

La simulation des paramètres de la structure initiale du filtre passe bande en technologie SIW à couplage mixte est donnée sur la figure ci-dessous.

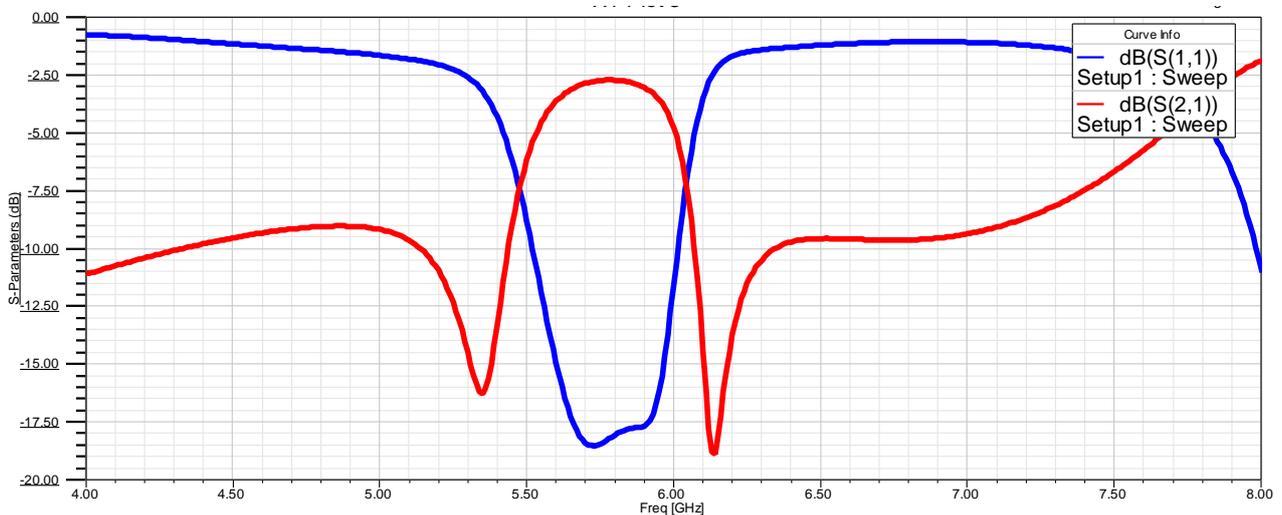


Figure II.21: réponse fréquentielle du filtre QMCC SIW avec perturbation de la ligne de fente en forme de C sur HFSS.

La réponse en fréquence mesurée du filtre passe-bande QMCC SIW avec rainure en forme de C est centrée à 5,77 GHz avec une bande passante fractionnaire de 3 dB de 20,8%. La perte d'insertion (IL) est de 0,98 dB et la perte de retour d'entrée est meilleure que 13,3 dB. Deux zéros de transmission apparaissent des deux côtés de la bande passante, situés séparément à 5,35 et 6,15 GHz. La réponse

fréquentielle montre que $|S_{11}|$ est inférieur à -17.50 dB. Les résultats mesurés présentent un bon accord avec les résultats simulés.

II.5.Conclusion :

Enfin, dans ce chapitre nous avons mis en avant le logiciel de simulation HFSS. En suit, les filtres SIW quart de mode à cavité circulaire basé sur la forme de C, la perturbation a été proposée. En raison de la géométrie proposée du filtre QMCC SIW, la fente gravé sur les cavités SIW peut introduire un nouveau mode pour élargir la bande passante et générer des zéros de transmission supplémentaires pour améliorer le rejet hors bande. La conception est validée en simulant l'optimisation des prototypes proposés. Un bon accord est obtenu entre les résultats simulés et optimisés. Avec les avantages du profil bas, de la sélectivité élevée, de la large bande et de la facilité d'intégration avec les circuits hyperfréquences planaires, les filtres QMCC SIW proposés offrent de bons choix pour les applications modernes de communication hyperfréquence et radar.

Bibliographie

- [1] T. C. Hunter and J. D. Rhodes, "Electronically tunable microwave band-pass filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-30, no. 9, pp. 1354-1360, Sep. 1982.
- [2] Z. Xiu-Yin and X. Quan, "High-Selectivity Tunable Bandpass Filters With Harmonic Suppression," *Microwave Theory and Techniques*, *IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 964-969, 2010.
- [3] K. Wu, D. Deslandes, Y. Cassivi, "The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," *TELSIKS 2003 6th International Conference on*, vol. I, pp. P-III-P-X, Oct. 2003.
- [4] G. Ke, and H. Wei, "Substrate Integrated Waveguide Quasi-Elliptic Filters with Controllable Electric and Magnetic Mixed Coupling." *Microwave Theory and Techniques*, *IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 3071-3078, 2012.
- [5] Y. Wang, W. Hong, Y. Dong, B. Liu, H. J. Tang, J. Chen, X. Yin, and K. Wu, "Half mode substrate integrated waveguide (HMSTW) bandpass filter," *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, pp. 265 -267, 2007.
- [6] B. Liu, W. Hong, Y.-Q. Wang, Q.-H. Lai, and K. Wu, "Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) 3-dB coupler," *IEEE Microw. And Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, pp. 22 - 24, 2007.
- [7] C. Jin, and R. Li, "Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide and Its Application to Antennas Design." *Antennas and Propagation*, *IEEE Transactions on*, vol. 99, pp. 1-1, 2013.
- [8] Zhang, X., C. Ma, and F. Wang, "Design of compact dual-passband LTCC filter exploiting stacked QMSIW and EMSIW," *Electronics Letters*, Vol. 51, No. 12, 912–914, 2015.
- [9] Guo, Z., K. S. Chin, W. Che, and C.-C. Chang, "Cross-coupled band-pass filters using QMSIW cavities and S-shaped slot coupling structures," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 27, Vol. 2, 160–167, 2013.
- [10] Liu, C. N., C. H. Teng, and C. W. Tang, "Design of the wide stop band microstrip band-pass filter by cascading stepped coupled lines," *IEEE Microwave Conference*, 1148–1150, 2014.
- [11] F. Xu and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, pp. 66 - 73, 2005.
- [12] C. Jin, and R. Li, "Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide and Its Application to Antennas Design." *Antennas and Propagation*, *IEEE Transactions on*, vol. 99, pp. 1-1, 2013.
- [13] Liu, C. N., C. H. Teng, and C. W. Tang, "Design of the wide stopband microstrip band-pass filter by cascading stepped coupled lines," *IEEE Microwave Conference*, 1148–1150, 2014.
- [14] Chen, X. P., K. Wu, and D. Drolet, "Substrate integrated waveguide filter with improved stopband performance for satellite ground terminal," *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, Vol. 57, No. 3, 674–683, 2009.
- [15] Hong, J. S. and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, Wiley, New York, 2001.
- [16] Guo, Z., K. S. Chin, W. Che, and C.-C. Chang, "Cross-coupled band-pass filters using QMSIW cavities and S-shaped slot coupling structures," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 27, Vol. 2, 160–167, 2013.
- [17] C. G. PENG, D. T. HUA, C. CHENY and W. H. WEI, "A double layer crossed over Substrate Integrated Waveguide wide band directional coupler," *Microwave Conference*, 2008. *APMC 2008. Asia-Pacific*, pp.1-4, 2008.
- [18] V. A. LABAY, J. BORNEMANN and T. R. RAO, "Design of multilayered substrate integrated waveguide cross-slot couplers," *Microwave Conference*, 2009. *EuMC 2009. European*, pp.409-412, 2009.
- [19] J. X. CHEN, W. HONG, Z. C. HAO, L. HAO and K. WU, "Development of a Low Cost Microwave Mixer Using a Broad-band Substrate Integrated Waveguide (SIW) Coupler," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol.16, No.2, 2006.

- [20]. Duong T V, Hong W, Hao Z C, Huang W C, Zhuang J X, Nguyen M H. A new class of selectivity-improved mm-waves dual-mode substrate integrated waveguide filters. In Proc Asia-Pacific MicrowConf2015;398-401.
- [21]. Wang X, Zhu XW. Quarter -mode circular cavity substrate integrated waveguide filtering power divider with via-holes perturbation. Electron Lett.2017;53(12):791-793.

Chapitre III

SIMULATION D'UNE STRUCTURE DE COUPLAGE MIXTE A BASE SIW ET HMSIW

III.1. Introductions :

Pendant ces dernières années, la réponse à la demande croissante des filtres hyperfréquences qui sont utilisés dans divers applications, plusieurs technologies ont apparu. Les circuits micro-ondes dans la région à ondes millimétriques exigent toujours des lignes de transmission à faibles pertes.

Les guides d'ondes intégrés aux substrats jouent un rôle important notamment dans les systèmes à très hautes fréquences, où la perte dans un tel guide d'onde est sensiblement inférieure à celle dans des lignes de transmission planaires [1]. Afin de bénéficier des structures SIW dans divers circuits d'intégration et pour obtenir des structures plus innovantes avec de meilleures performances électromagnétiques, les techniques de miniaturisation des SIW sont une issue considérable. Afin de réduire la taille des dispositifs de SIW, une nouvelle technique appelée SIW a été proposé [2]. Le HMSIW est réalisée en coupant le SIW le long du plan central où peut être considéré comme l'équivalent d'une paroi magnétique lorsque le SIW est utilisé avec un mode dominant.

III.2. Guide d'onde intégré au substrat à demi mode :

Le guide HMSIW est une nouvelle structure de transmission planaire de guides d'ondes avec une haute performance [5], qui a été proposée par le Professeur Hong et d'autres chercheurs. La configuration du HMSIW, qui se compose de la moitié d'un SIW classique, est représentée sur la figure III-1. Le fonctionnement du HMSIW est basé sur le principe suivant. Pour le mode conventionnel d'un SIW quasi- TE_{10} , il est connu que le plan de symétrie le long de la direction de propagation (plan E) est équivalent à une paroi magnétique; donc la moitié de l'SIW va garder la distribution de la moitié de champ inchangée si le plan de coupe est un mur magnétique.

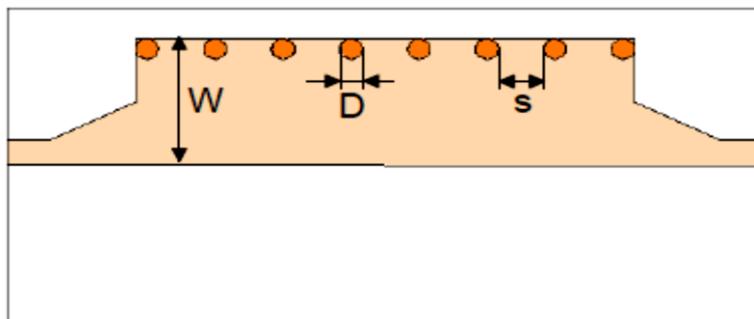


Figure III.1: Configuration d'un HMSIW

L'étude des propriétés de propagation du HMSIW a été réalisée dans [6]. Il a été démontré que seulement quasi- $TE_{P-0,5,0}$ ($P = 1, 2, \dots$) parmi les modes peut se propager en raison du grand

rappel largeur-hauteur du HMSIW et de l'arrangement discret de vias métalliques. Le mode dominant dans le HMSIW est semblable au demi du mode quasi-TE₁₀ fondamental dans le SIW classique; Toutefois la nomenclature de mode avec un indice de 0,5 est utilisée pour HMSIW afin de souligner le type du HMSIW, où ce mode se propage.

Malgré que l'un des murs étroits soit enlevé dans le HMSIW, ce type de SIW conserve la propriété de coupure dans sa réponse en fréquence. La fréquence de coupure du mode fondamental du HMSIW peut être calculée par :

$$f_{cTE_{0.5,0}} = \frac{c}{4\sqrt{\epsilon_r}W_{eff}} \quad (III - 1)$$

Où W_{eff} est une largeur effective du HMSIW, qui peut être approchée par l'ensemble des expressions empiriques suivante :

$$W_{eff} = W'_{eff} + \Delta W \quad (III - 2)$$

$$W'_{eff} = W - 0.54\frac{d^2}{s} + 0.05\frac{d^2}{2W} \quad (III - 3)$$

$$\frac{\Delta W}{h} = \left(0.05 + \frac{0.3}{\epsilon_r}\right) \cdot \ln\left(0.79\frac{W'^2_{eff}}{h^3} + \frac{104W'_{eff} - 261}{h^2} + \frac{38}{h} + 2.77\right) \quad (III - 4)$$

HMSIW permet de réaliser près de 50% plus compact (en termes de surface du PCB occupé) du SIW sans aborder les solutions multicouches. En même temps, en utilisant des substrats pliés HMSIW multicouches, qui ont été rapportés récemment [7] comme un perfectionnement de ce type de guides d'ondes, est capable d'améliorer encore la compacité du HMSIW.

III.3. La technique HMSIW (Half mode Substrat Integreted Waveguide)

Le guide HMSIW est une structure planaire à onde guidée qui conserve les avantages du guide GIS, mais d'une taille réduite près de la moitié [8]. La complexité de fabrication n'est maintenue au même niveau que pour un guide en technologie GIS. Ce qui permet à cette technique d'être utilisée avec succès pour la conception de plusieurs composants à base de la technologie GIS comme les diviseurs de puissance, les filtres, les antennes et les coupleurs à 3 dB [9-10].

La caractérisation de propagation au niveau d'un guide GIS par la technique demi-mode permet d'observer que la propagation uniquement de la moitié d'onde dans seulement la moitié de la largeur du guide GIS standard. Le plan de symétrie le long de la direction de transmission

est considéré comme un mur magnétique parfait, et la propagation guidée reste inchangée à travers la paroi magnétique. Ce qui résulte que le mode dominant dans un guide GIS par la technique de demi-mode est seulement la moitié de mode TE_{10} dominant dans un guide GIS complet.

Pour l'adaptation du guide GIS en demi-mode, l'interconnexion du guide HMSIW par une ligne micro-ruban nécessite un peu plus de la moitié de la largeur de guide GIS pour fonctionner avec la même fréquence de coupure comme illustrée sur la figure III.2, où le guide GIS est tronqué au niveau du bord inférieur de la ligne micro-ruban. Dans cette configuration, la largeur ajoutée requise est égale à la moitié de la largeur de la ligne micro ruban qui assure l'adaptation par 50Ω

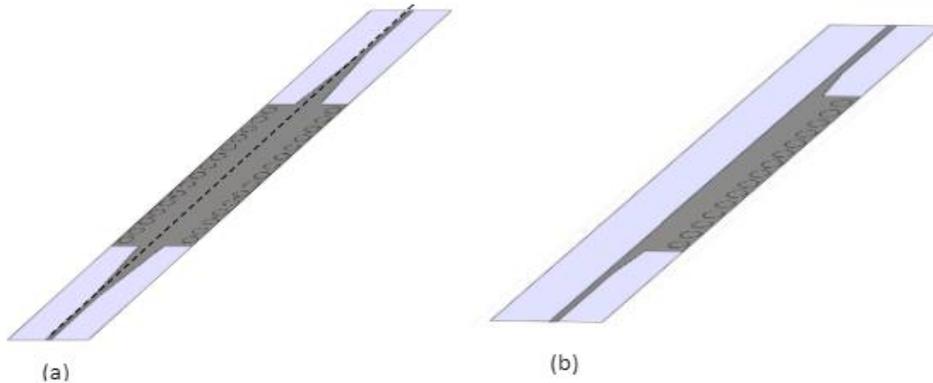


Figure III.2:(a)Présentation d'un guide GIS complet. (b) Présentation d'un guide GIS demi- mode HMSIW.

Sur la figure III.3, nous présentons la propagation du champ électrique dans un guide HMSIW.

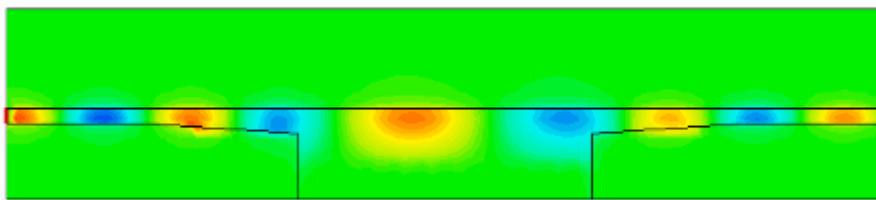


Figure III.3:Propagation du champ électrique dans un guide HMSIW.

Un guide HMSIW est particulièrement bénéfique puisqu'il nécessite qu'une seule couche de fabrication PCB.

III.4. Conception d'un filtre micro-onde :

Un filtre est généralement composé de plusieurs résonateurs, bien souvent identiques ou très similaires. La qualité d'un filtre dépend donc avant tout de la qualité de ces résonateurs.

Le filtre à fentes est un filtre qui comporte plusieurs cavités résonnantes couplées par des ouvertures métalliques. Avant d'aborder la conception de ces filtres, nous allons étudier des résonateurs en guide à fentes afin de montrer l'influence de ces topologies à fentes sur les paramètres de dispersion S.

III.4.1. Conception d'un Guide d'ondes à couplage croisé intégré au substrat

III.4.1.1. Structure d'un Filtres à couplage Mixtes Electriques et Magnétiques :

Les filtres à bande passante étroite en technologie guide d'onde sont toujours très utilisés pour la séparation des canaux dans les multiplexeurs d'entrée/sortie des satellites de communications du fait de leurs faibles pertes et de la possibilité qu'ils offrent pour réaliser des réponses filtrantes très sélectives. L'efficacité de la méthode des éléments finis, nous a permis d'étudier les différentes configurations multicellulaires à cavités rectangulaires couplées par des fentes.

Des filtres micro-ondes de haute performance, de taille compacte, de faibles pertes et de faible coût sont nécessaires en raison aux progrès des systèmes de communication sans fil. Le guide d'ondes intégré au substrat (SIW) est une solution prometteuse pour concevoir des filtres hyperfréquences à hautes performances. SIW a les avantages de faibles pertes, faible coût, fabrication facile et intégration facile avec des circuits plans [11]. Des zéros de transmission (TZ) sont créés à des fréquences finies pour améliorer la sélectivité en fréquence des filtres hyperfréquences. Couplage croisé, couplage source-charge, nœuds non résonants, triplet les schémas et les modes non résonants sont largement utilisés pour créer des TZ, où seul un couplage électrique ou magnétique existe entre deux résonateurs adjacents [12–13]. Récemment, mixte électrique et le couplage magnétique est adopté pour construire des chemins de double couplage entre deux résonateurs adjacents, qui conduisent à des effets d'annulation de signal et créent des TZ, dont l'emplacement peut être contrôlé en ajustant les coefficients de couplage mixtes [14–15]. Des filtres de second ordre ont été présentés pour produire un TZ au-dessous ou au-dessus de la bande passante en utilisant un couplage mixte [14,16]. Inter-numérique les lignes de fente sont combinées avec une fenêtre d'iris pour créer un couplage mixte entre deux résonateurs [17].

Nous allons étudiées une structure SIW plane avec couplage électrique et magnétique mixte mis en œuvre sur un substrat monocouche. Trois lignes de fente sur le plan métallique supérieur sont combinées avec une fenêtre d'iris classique entre deux cavités pour produire un couplage mixte. L'électrique et le couplage magnétique peut être contrôlé séparément en ajustant les dimensions des lignes de fente et la largeur de la fenêtre d'iris. Il a été démontré qu'une TZ peut être créée en un filtre de second ordre avec couplage mixte, et le TZ peut être positionné en dessous ou au-dessus la bande

passante correspondant respectivement au couplage magnétique dominant ou électrique dominant, qui est similaire à la discussion présentée dans.

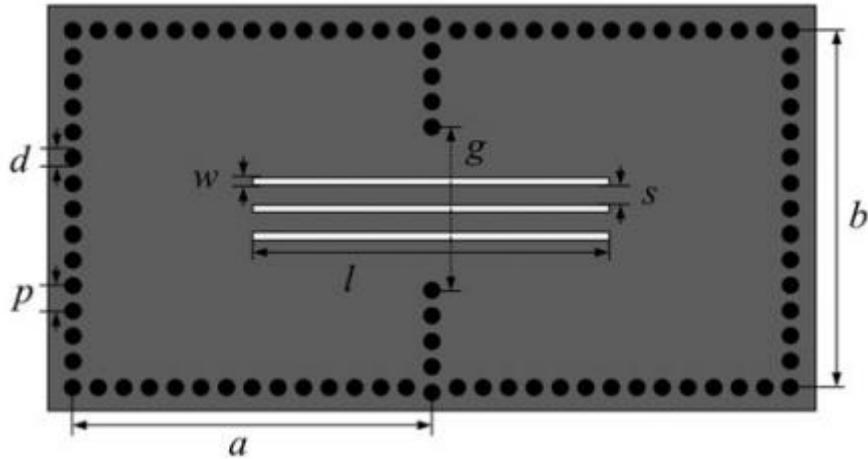


Figure III.4: Proposition de structure de couplage électrique et magnétique mixte.

De plus, la bande passante du filtre peut être contrôlée en ajustant les coefficients de couplage magnétique. De plus, la proposition de la structure de couplage fournit une large gamme d'intensités de couplage, qui peut être utilisé pour concevoir des filtres hautement sélectifs avec des bandes passantes modérées et larges. Filtres passe-bande Chebyshev généralisés à couplage croisé de troisième et quatrième ordre fonctionnant dans les bandes X sont conçues, simulé et optimisé pour valider la structure proposée. Les filtres de troisième et quatrième ordre sont centrés à 10,07 et 10,13 GHz avec une bande passante fractionnaire de 1 dB de 8,9 et 10,8%, respectivement. Les comparaisons entre les résultats simulés sont fournies, qui montrent qu'elles sont en bon accord.

III.4.2. Structure de couplage mixte projeté :

La structure proposée avec couplage électrique et magnétique mixte est illustrée à la Figure III.4 La structure est conçue sur Rogers RT Duroïde 5880 avec permittivité diélectrique $\epsilon_r = 2.2$, épaisseur du substrat $h = 0.787 \text{ mm}$ et tangente de perte $\tan \delta = 0.0009$ (à 10 GHz). Les vias métallisées ont un diamètre de $d = 0.6 \text{ mm}$ et un espacement centre à centre entre deux vias adjacentes $p = 1 \text{ mm}$.

La structure de couplage mixte est mise en œuvre par gravure trois lignes de fente sur le plan métallique supérieur et introduisant une fenêtre à iris entre deux cavités. L'accouplement électrique peut être contrôlé en ajustant les dimensions des lignes de fente, alors que le couplage magnétique

dépend de la largeur de la fenêtre d'iris. Par conséquent, le couplage électrique et magnétique coexistant entre les deux cavités crée le couplage mixte.

Un modèle de cavité à deux couplages montrée sur la figure III.4 a été simulé pour analyser la structure de couplage mixte. Les simulations ont été réalisées à l'aide du simulateur pleine onde Ansys HFSS. Les dimensions initiales de la cavité SIW basée sur le mode TE_{101} peuvent être déterminées en utilisant les relations [21].

$$f_0 = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{1}{a_{eff}^2} + \frac{1}{b_{eff}^2}} \quad (III.5)$$

Avec :

$$a_{eff} = a - \frac{d^2}{0.95p}, \quad b_{eff} = b - \frac{d^2}{0.95p} \quad (III.6)$$

Ici, on indique la longueur et la largeur du mode basé sur le TE_{101} . Cavité SIW, respectivement, et c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide. Les vecteurs de champ électrique simulés des deux premiers modes de la structure de couplage mixte proposée est illustrée dans les figures III.5 et III.6.

Les valeurs des paramètres de la simulation sont: $a = 14$ mm et $b = 14,5$ mm. Lorsque $l = 14$ mm, $w = 0,3$ mm, $s = 0,4$ mm, et $g = 5$ mm, le champ E du premier mode résonnant est 180° déphasage dans les deux résonateurs à cavité adjacente, tandis que le champ E du deuxième mode résonnant est en phase pour les deux cavités adjacentes résonateurs, comme indiqué dans la Figure III.5.

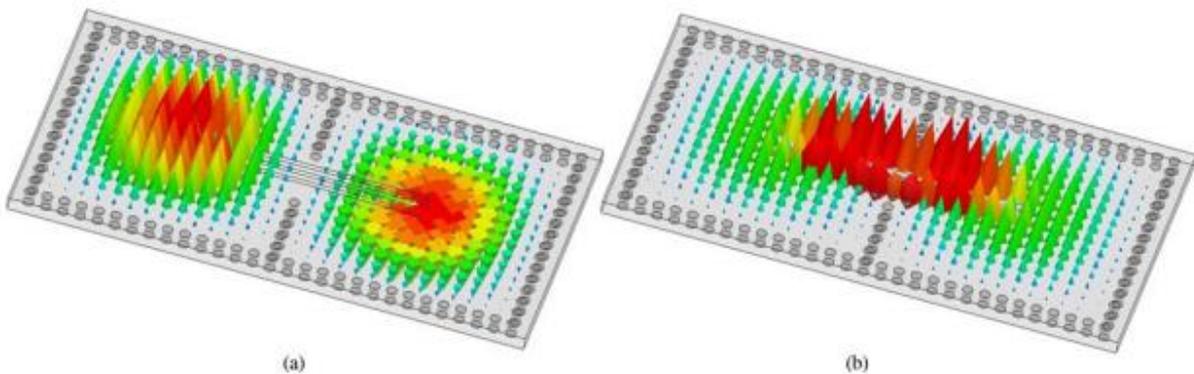


Figure III.5: Champ E de la structure de couplage mixte proposée avec couplage électrique dominant: (a) premier mode résonnant; (b) deuxième mode résonnant.

Cela indique que le couplage électrique est dominant entre les deux résonateurs. Lorsque $l = 14$ mm, $w = 0,2$ mm, $s = 0,3$ mm et $g = 7,5$ mm, le champ E du premier mode résonant est en phase pour les deux résonateurs à cavité adjacente, tandis que le champ E du deuxième mode résonant est de 180° déphasé dans les deux résonateurs à cavité adjacents, comme illustré à la Figure III.6. Cela indique que le couplage magnétique est dominant entre les deux résonateurs. Par conséquent, on peut conclure que la proposition de structure réalise un couplage mixte avec un couplage électrique ou magnétique dominant.

Le coefficient de couplage peut être extrait en utilisant la formule suivante : [22]

$$k = \frac{\omega_{\text{impair}}^2 - \omega_{\text{pair}}^2}{\omega_{\text{impair}}^2 + \omega_{\text{pair}}^2} \quad (\text{III. 7})$$

Où ω_{impair} et ω_{pair} sont le mode impair et le mode pair résonnant les fréquences, respectivement, et k est le coefficient de couplage entre les deux résonateurs. Le mode impair a une fréquence de résonance plus basse que le mode pair, comme indiqué dans la Figure III.5, ce qui indique que $k < 0$.

Le mode pair a une fréquence de résonance inférieure à celle du mode impair, comme indiqué dans la Figure III.6, ce qui indique que $k > 0$. Les conditions $k < 0$ et $k > 0$ signifient que le couplage électrique est dominant et le couplage magnétique est dominant, respectivement.

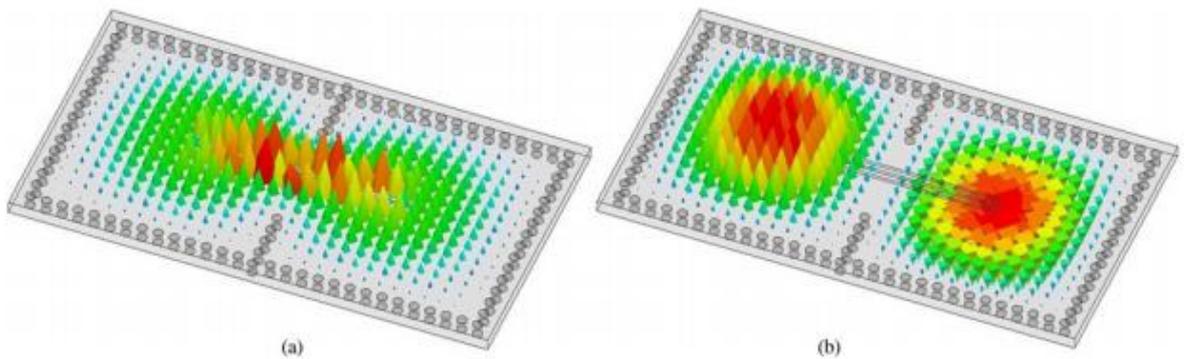


Figure III.6: Champ E de la structure de couplage mixte proposée avec couplage magnétique dominant: (a) premier mode de résonance; (b) deuxième mode résonnant.

Le coefficient de couplage de la structure de couplage proposée contre l , w , s et g sont présentés dans Figure III.7. La coexistence d'un couplage électrique et magnétique a été observée.

Le coefficient de couplage et la dominance du couplage (électrique ou magnétique) peuvent être contrôlé en ajustant les paramètres l , w , s et g . les valeurs initiales des paramètres de la simulation sont: $a = 14\text{mm}$ et $b = 14,5\text{ mm}$.

Lorsque les valeurs des paramètres sont: $w = 0,25\text{ mm}$, $s = 0,4\text{ mm}$, $g = 5\text{ mm}$ et l varie de 11 à 16 mm, on constate que le couplage électrique est dominant et le coefficient de couplage diminue avec l'augmentation de l , comme indiqué sur la figure III.7 (a).

Lorsque $l = 15\text{ mm}$, $s = 0,4\text{ mm}$ et $g = 6\text{ mm}$, il a été vu que le coefficient de couplage diminue jusqu'à ce qu'il change de magnétique à électrique puis augmente à nouveau au fur et à mesure de 0,1 à 0,5 mm, comme présenté dans la Figure III.7 (b).

Il a été observé que la dominance du couplage passe de magnétique à électrique quand $l = 15\text{ mm}$, $w = 0,2\text{ mm}$, $g = 6\text{ mm}$ et les variables varient de 0,1 à 0,6 mm, comme indiqué dans la Figure III.7 (c).

Lorsque les valeurs des paramètres sont: $l = 14\text{ mm}$, $w = 0,4\text{ mm}$, $s = 0,4\text{ mm}$ et g est augmenté de 4 à 12 mm, on constate que l'accouplement le coefficient diminue jusqu'à ce qu'il passe de électrique à magnétique puis augmente à nouveau au fur et à mesure des augmentations, comme le montre la Figure III.7(d).

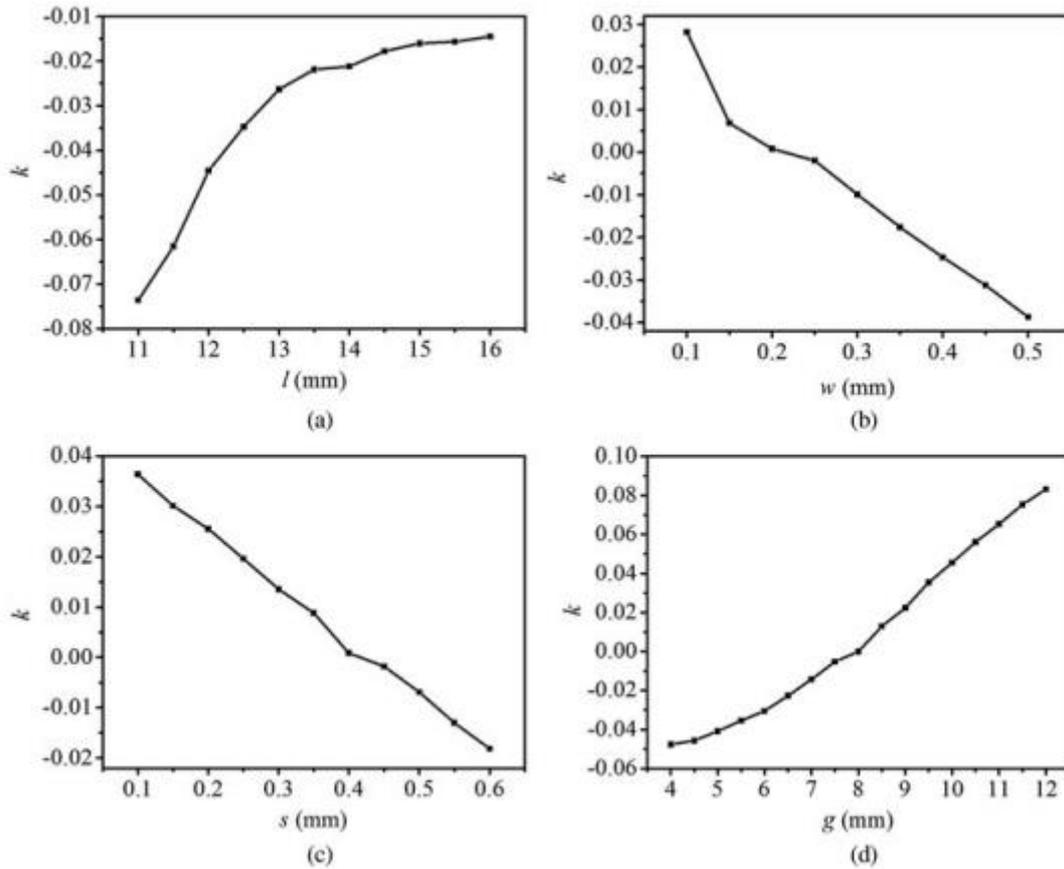


Figure III.7: Coefficient de couplage du mélange proposé structure de couplage contre: (a) l ; (b) w ; (c) s ; (d) g .

Il peut être vu que le couplage électrique et magnétique peut être contrôlé en ajustant les dimensions des lignes de fente et le largeur de la fenêtre d'iris. De plus, le couplage mixte proposé la structure présente une large gamme de résistance de couplage de $-0,075$ à $0,08$, qui peut être utilisé pour concevoir un filtre avec des performances de bande étroite, modérée et large.

III.4.3. Filtre de second ordre avec couplage mixte :

La configuration du filtre de second ordre à l'aide de la proposition la structure de couplage électrique et magnétique mixte est représentée dans la figure III.8.

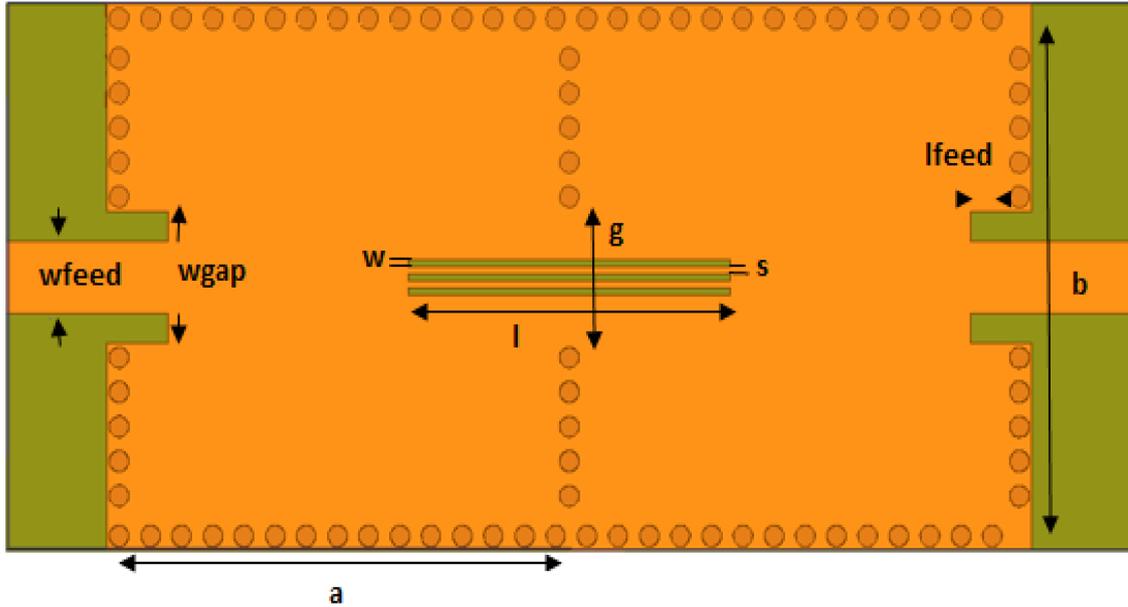


Figure III.8: Configuration du filtre du second ordre avec couplage mixte

Les valeurs initiales des paramètres de la simulation sont les suivants:

$a = 14 \text{ mm}$, $b = 14,5 \text{ mm}$, $w_{\text{feed}} = 2,43 \text{ mm}$, $w_{\text{gap}} = 5 \text{ mm}$ et $l_{\text{feed}} = 1 \text{ mm}$.

Nous avons amélioré la structure avec leurs dimensions optimisées sont déterminées dans le tableau III.1.

Paramètre	Symbole	Dimensions (mm)		
Ligne micro ruban	Largeur	W_{feed}	2.43	
	Les trois lignes en fentes	Longueur	l	9
		Largeur	w	0.3
SIW	Espacement	S	0.4	
	Largeur	b	14.5	
		w_{gap}	5.5	
	Longueur	a	14	
	diamètre des vias	d	0.6	
Espacement entre deux vias	p	1		

Tableau III.1: Dimension du filtre proposé

La figure III.9. Présente la distribution du champ électrique pour la fréquence 9.82 GHz.

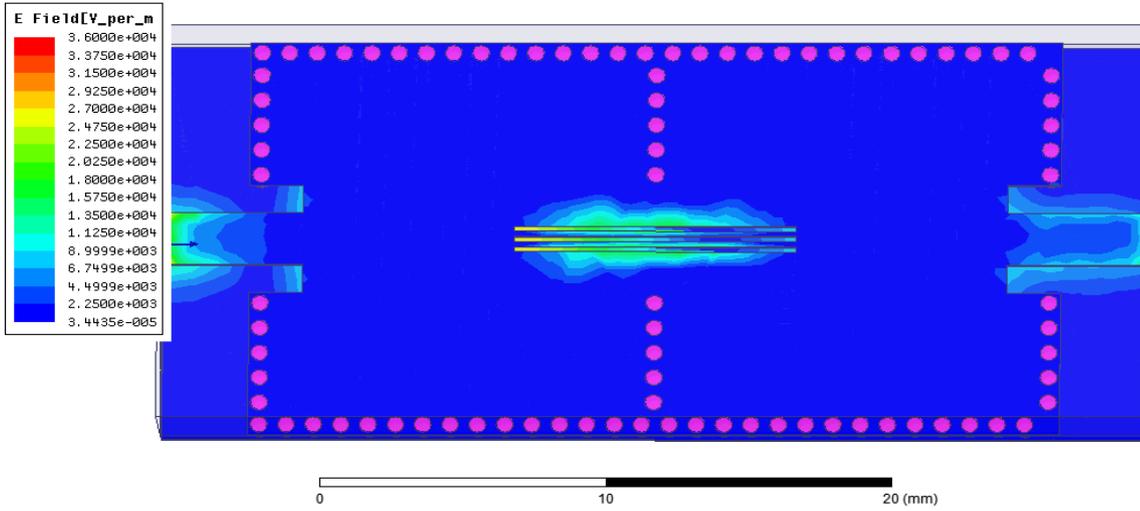


Figure III.9: Distribution du champ électrique dans le filtre du second ordre avec couplage mixte

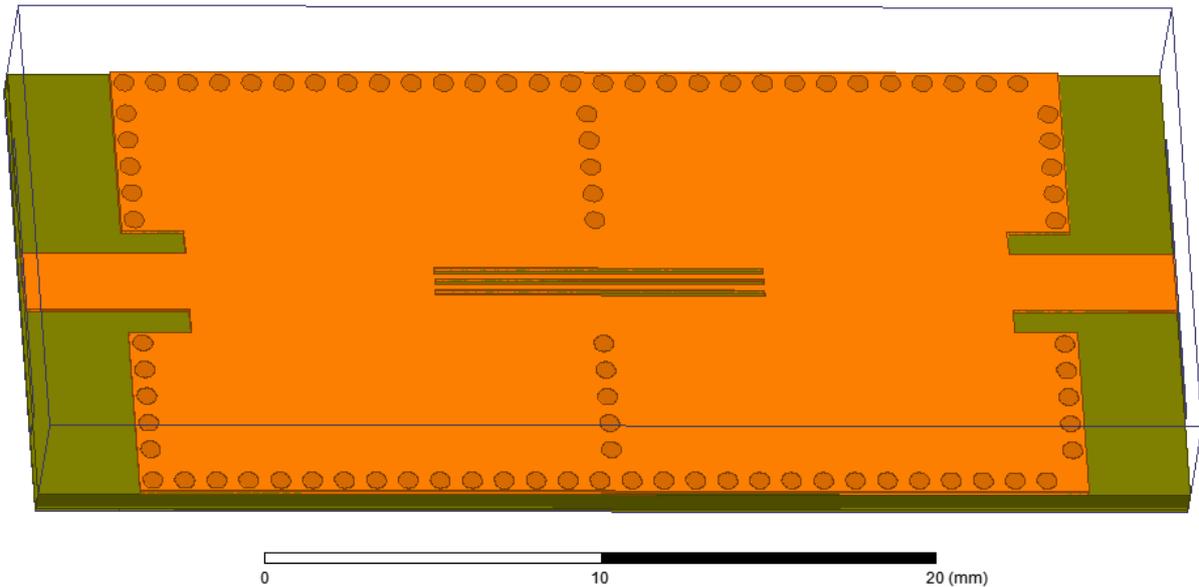


Figure III.10: Vue en 3D du filtre SIW du second ordre avec couplage mixte

La simulation des paramètres de la structure du filtre passe bande en technologie SIW à couplage mixte est donnée sur la figure ci-dessous.

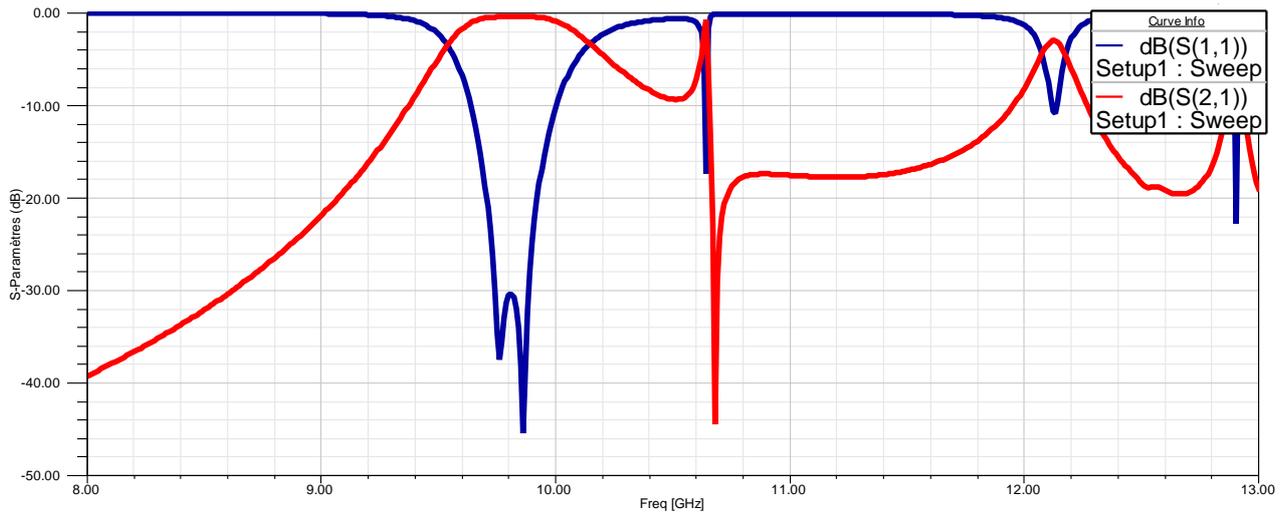


Figure III.11: réponse fréquentielle du filtre simulée sur HFSS.

Nous présentons sur la figure III.11, les résultats de simulation des coefficients de réflexion et de transmission obtenus avec le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator). La fréquence centrale de ce filtre est de l'ordre $f = 9.82$ GHz et la bande passante est environ 0.73 GHz. La réponse fréquentielle montre que $|S_{11}|$ est inférieur à -30 dB entre 9.45 GHz et 10.18 GHz.

Le filtre est excité avec les lignes micro-ruban 50Ω avec les fentes de couplage comme ses lignes d'alimentation d'entrée et de sortie. L'équivalent du circuit du filtre du second ordre avec couplage mixte est représenté en figure III.12, comme décrit dans [16].

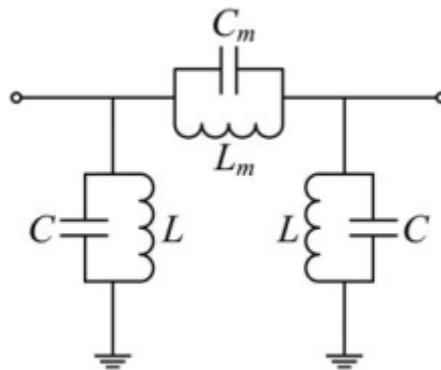


Figure III.12: Circuit équivalent du filtre du second ordre avec couplage mixte.

Chaque résonateur peut être caractérisé par une capacité parallèle C avec une inductance L. Sa fréquence de résonance est égale à $\omega_0 = (LC)^{-1/2}$. C_m et L_m représentent la capacité de couplage et l'inductance, et ils produisent respectivement un couplage électrique et magnétique. C_m peut être contrôlé par l'ajustement des dimensions des lignes de rainure et de L_m dépend de la largeur de la fenêtre d'iris, comme indiqué dans la dernière section.

Le coefficient de couplage mixte total peut également être obtenu par la relation [14] :

$$k = \frac{M_C - E_C}{1 - M_C E_C} \quad (III. 8)$$

$$M_C = \frac{L_m}{L} = \frac{1}{2} \left[\frac{\omega_{impair}^2 - \omega_0^2}{\omega_{impair}^2 - \omega_m^2} + \frac{\omega_{pair}^2 - \omega_0^2}{\omega_m^2 - \omega_{pair}^2} \right] \quad (III. 9)$$

$$E_C = \frac{C}{C_m} = \frac{\omega_m^2}{2\omega_0^2} \left[\frac{\omega_0^2 - \omega_{impair}^2}{\omega_m^2 - \omega_{impair}^2} + \frac{\omega_0^2 - \omega_{pair}^2}{\omega_{pair}^2 - \omega_m^2} \right] \quad (III. 10)$$

Où M_C est le coefficient de couplage magnétique et E_C est le coefficient de couplage électrique. À partir des relations (III.8), (III.9) et (III.10), on peut observer que le coefficient de couplage mixte total est déterminé par les deux M_C et E_C simultanément, et il peut être facilement changé en ajustant L_m et C_m .

Le filtre du second ordre avec mixte le couplage créera une TZ caractérisée par $\omega_m = (L_m C_m)^{-1/2}$, et il a une relation avec ω_0 comme suit [96, 98]:

$$\frac{\omega_0}{\omega_m} = \sqrt{\frac{M_C}{E_C}} \quad (III. 11)$$

D'après les relations (III.8) et (III.11), lorsque $M_C > E_C$ ($k > 0$), le couplage magnétique est dominant et le TZ sera localisé sous la bande passante, alors que le couplage électrique est dominant et le TZ sera situé au-dessus de la bande passante lorsque $M_C < E_C$ ($k < 0$).

Les paramètres S21 simulés du filtre du second ordre avec couplage électrique et magnétique mixte contre la variation des paramètres w et s sont présentés sur les figures III.13 et III.14.

On peut le voir qu'un TZ est créé en introduisant le couplage mixte entre deux cavités adjacentes. Le TZ est situé au-dessus de la bande passante lorsque $M_C < E_C$ et le TZ apparaît sous la bande passante lorsque $M_C > E_C$. On peut également observer que la TZ se déplace à droite avec la diminution de M_C / E_C , et se déplace vers la gauche lorsque M_C / E_C augmente. Dans tous les cas, il peut être vu que la bande passante du filtre augmente si $|M_C - E_C|$ augmente.

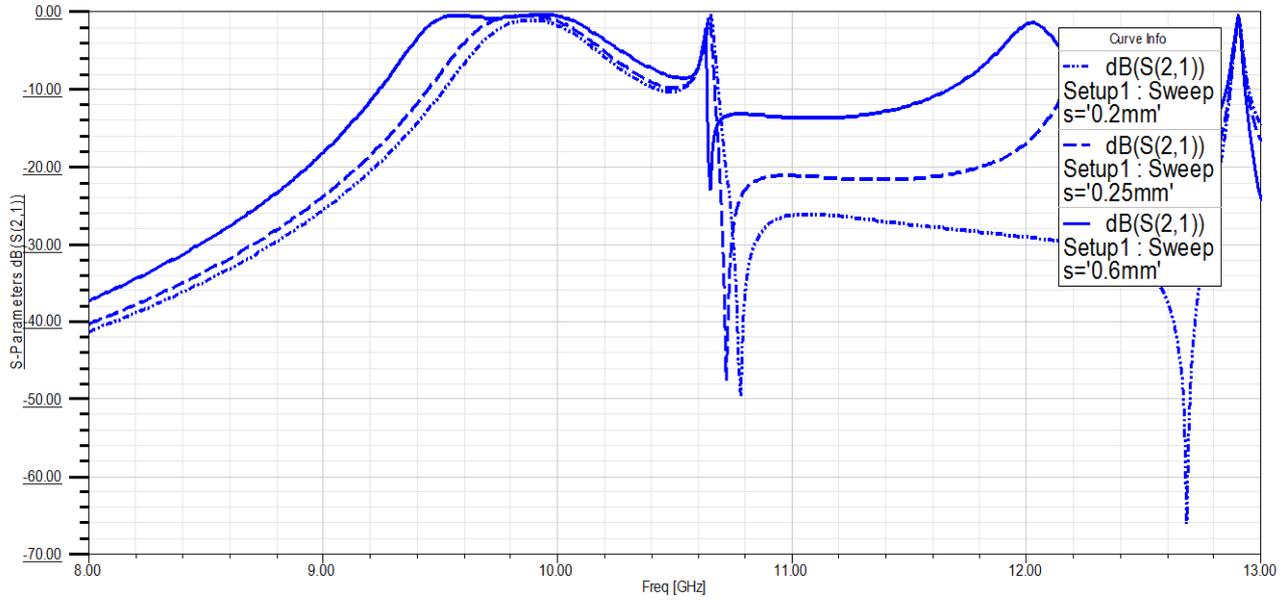


Figure III.13: paramètres S_{21} simulés du filtre du second ordre avec couplage électrique et magnétique mixte contre la variation du paramètre S

Il apparait sur la figure III.13 qu'après une optimisation avec logiciel HFSS, la réponse de notre filtre passe bande à couplage mixte est très proche des spécifications qu'on s'est fixé c'est-à-dire une bande passante proche 0.8 GHz, une fréquence centrale autour de 9.8 GHz. On remarque aussi que lorsqu'on augmente la largeur S il y a déplacement de la fréquence centrale vers la droite sur la courbe présentant les paramètres S (dB).

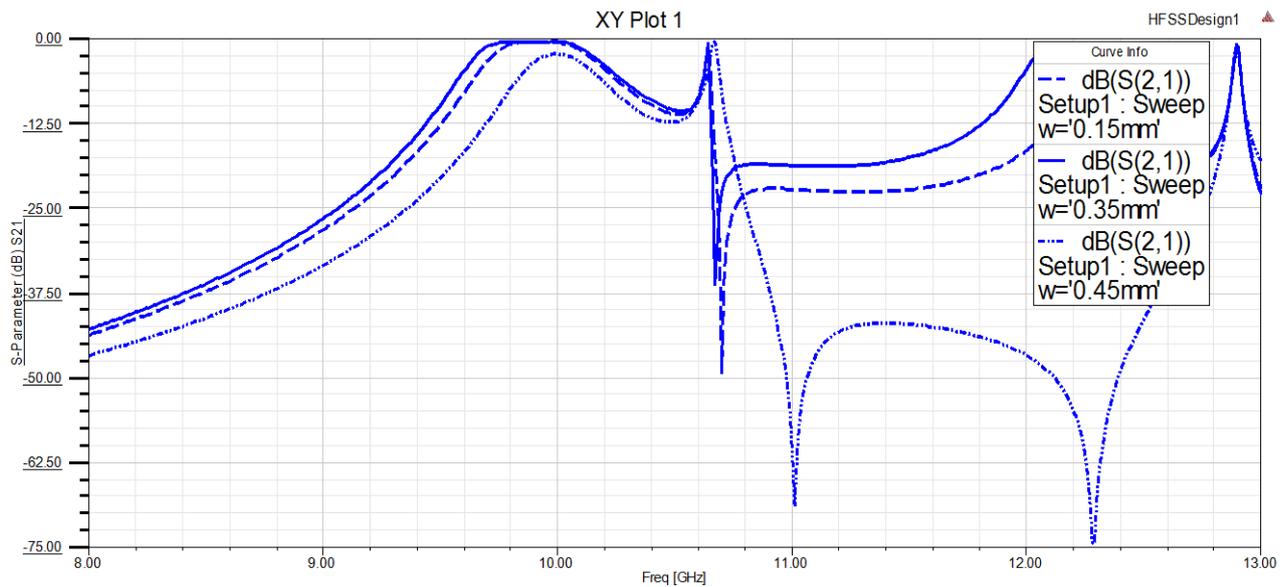


Figure III.14: paramètres S_{21} simulés du filtre du second ordre avec couplage électrique et magnétique mixte contre la variation du paramètre W .

Il apparaît sur la figure III.14 qu'après une optimisation avec logiciel HFSS, la réponse de notre filtre passe bande à couplage mixte est très proche des spécifications qu'on s'est fixé c'est-à-dire une bande passante proche 0.57 GHz, une fréquence centrale autour de 9.7 GHz. On remarque aussi que lorsqu'on augmente la largeur S il y a déplacement de la fréquence centrale vers la gauche sur la courbe présentant les paramètres S (dB).

En analysant les résultats présentés sur les figures III.13 et III.14, on peut conclure que l'emplacement de la TZ et la bande passante du filtre peut être contrôlé en choisissant les valeurs appropriées de S et W.

De plus, un résonateur à cavité SIW unique est excité avec le ligne micro-ruban 50Ω avec fente de couplage pour déterminer le facteur de qualité. Le facteur de qualité externe (Q_e) dépend principalement de la largeur (wgap) et la longueur (lfeed) de la fente d'accouplement, et peut être obtenu par la formule suivante [22]:

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta_{\omega_{\pm 90^\circ}}} \quad (III. 12)$$

Où ω_0 est la fréquence de résonance du résonateur de la cavité et $\omega_{\pm 90^\circ}$ est la bande passante de fréquence obtenue par le déphasage de $\pm 90^\circ$ par rapport à la phase absolue à ω_0 .

La figure III.15 montre le Q_e calculé par rapport aux dimensions physiques lfeed et wgap. Le Q_e est fonction de la variable lfeed et de trois courbes sont tracés pour différentes valeurs de wgap. Il a été observé que le Q_e diminue progressivement au fur et à mesure que l'alimentation augmente, tandis que le Q_e diminue lentement à mesure que wgap augmente.

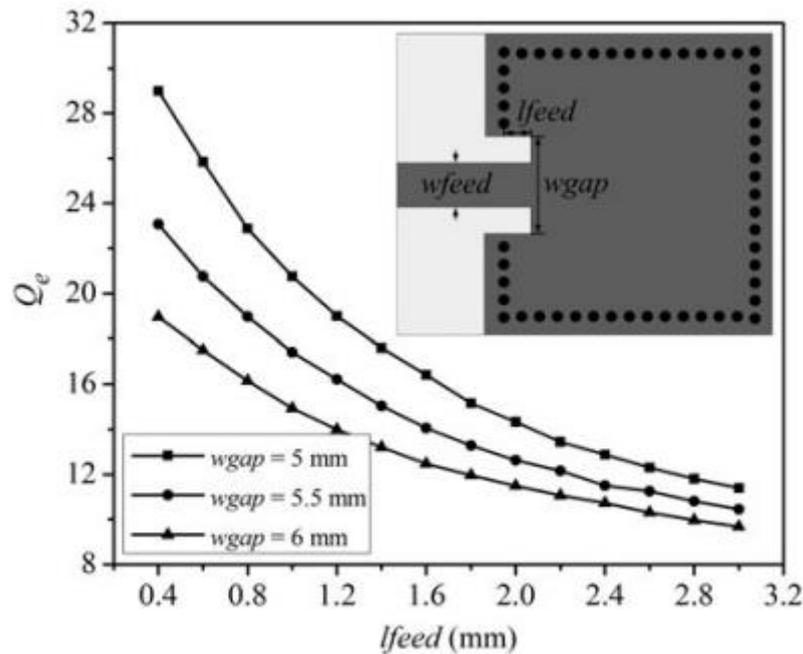


Figure III.15: Facteur de qualité externe calculé Q_e par rapport à l_{feed} et w_{gap} .

III.4.4. Filtrés couplés croisés avec couplage mixte :

Vérifier le couplage mixte électrique et magnétique proposé structure, deux filtres passe-bande Chebyshev généralisés avec accouplement mixte ont été conçus, simulés et optimisés à Bande X. Le premier filtre est un filtre couplé croisé de troisième ordre centré à 10,07 GHz avec une bande passante fractionnaire de 1 dB de 8,9% et deux TZ situés à 9,15 et 11,05 GHz. Un autre filtre est un filtre couplé croisé de quatrième ordre avec la fréquence centrale de 10,13 GHz, une bande passante fractionnaire de 1 dB de 10,8% et trois TZ situés à 9,35, 11,04 et 12,73 GHz.

III.4.4.1. Filtre couplé croisé du troisième ordre :

La configuration et la topologie de couplage du filtre passe-bande Chebyshev généralisé à couplage croisé de troisième ordre sont indiquées dans Figure III.16.

La structure de couplage mixte est conçue au niveau du chemin de couplage (entre les résonateurs 1 et 3), dans le quelle couplage est dominant.

Par conséquent, deux TZ sont créés ci-dessous et au-dessus de la bande passante. Selon la spécification du filtre, la matrice de couplage normalisée pour le Chebyshev généralisé. Le filtre couplé croisé du troisième ordre a été obtenu par optimisation [23] (donnée ci-dessous).

$$M = \begin{bmatrix} & S & 1 & 2 & 3 & L \\ S & 0 & 1.0838 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1.0838 & 0.1517 & 0.8755 & 0.6423 & 0 \\ 2 & 0 & 0.8755 & -0.6065 & 0.8755 & 0 \\ 3 & 0 & 0.6423 & 0.8755 & 0.1517 & 1.0838 \\ L & 0 & 0 & 0 & 1.0838 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.13)$$

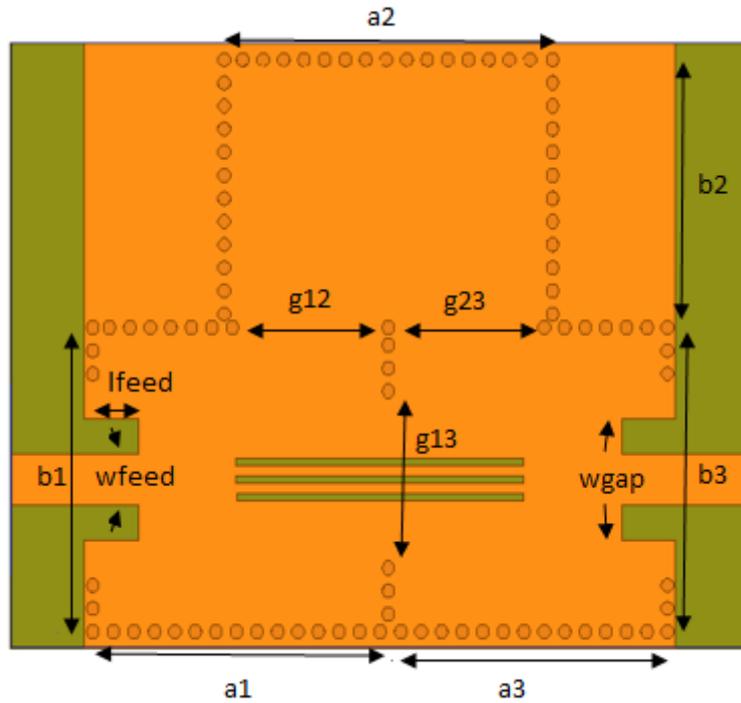


Figure III.16: Configuration d'un Filtre passe-bande à couplage croisé du troisième ordre.

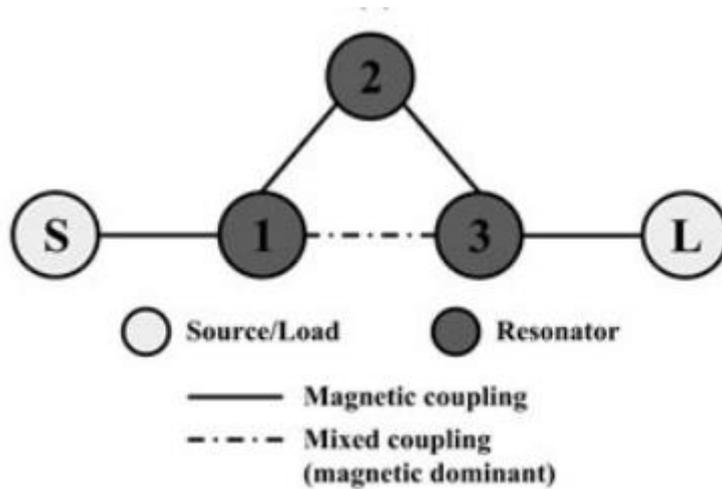


Figure III.17: Couplage d'un Filtre passe-bande à couplage croisé du troisième ordre.

Les paramètres de conception pour la synthèse dimensionnelle, sur la base de la fréquence centrale et de la largeur de bande absolue, peuvent être obtenus par la matrice de couplage normalisée. La matrice de couplage normalisée est dénormalisée à l'aide des relations suivantes [24]:

$$Q_e = \frac{1}{FBW \cdot M_{51}^2}, \quad K_{ij} = FBW \cdot M_{ij}, \quad FBW = \frac{BW}{f_0}, \quad (III.14)$$

Où FBW est la bande passante fractionnaire ou la bande passante relative, BW est la bande passante absolue et f_0 est la fréquence centrale du filtre.

Ainsi, les paramètres de conception obtenus pour le filtre avec la fréquence centrale de $f_0 = 10 \text{ GHz}$ et la largeur de bande absolue de $BW = 800 \text{ MHz}$ sont les suivants:

$$Q_e = 10.64, \quad k = \begin{bmatrix} & \mathbf{1} & \mathbf{2} & \mathbf{3} \\ \mathbf{1} & 0.0121 & 0.0700 & 0.0514 \\ \mathbf{2} & 0.0700 & -0.0485 & 0.0700 \\ \mathbf{3} & 0.0514 & 0.0700 & 0.0121 \end{bmatrix}. \quad (III.15)$$

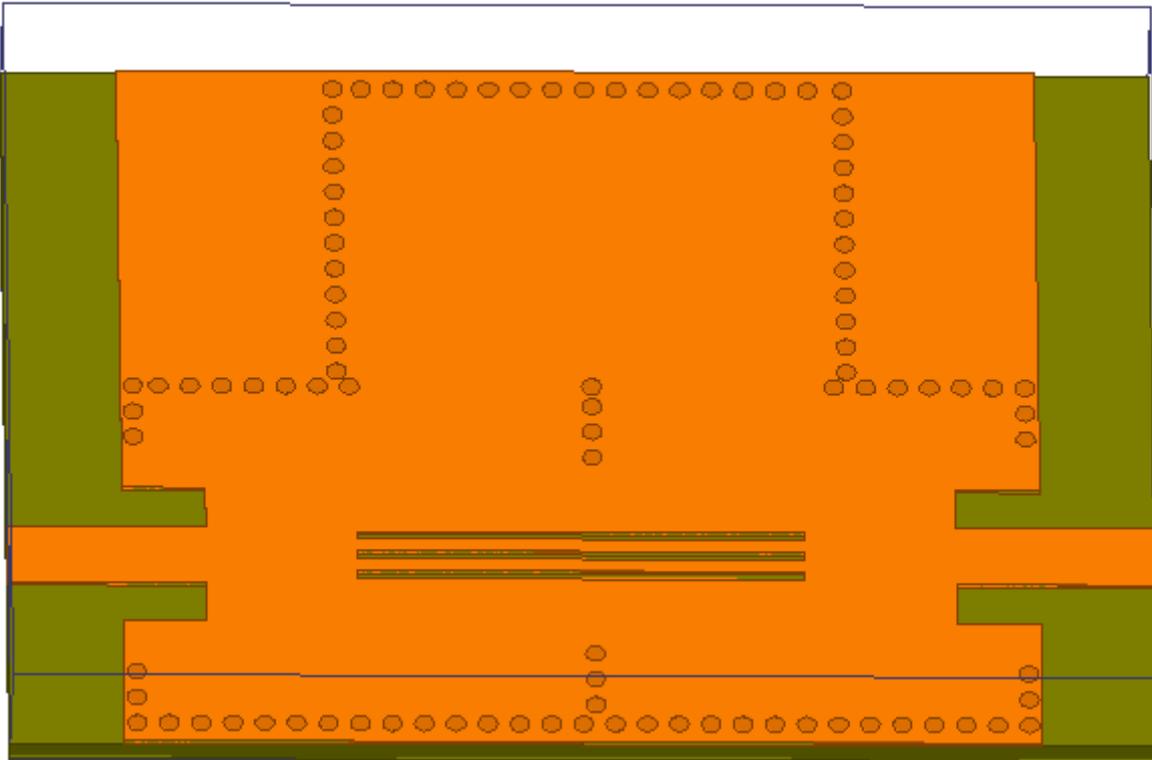


Figure III.18: Vue en 3D du filtre SIW du filtre couplé croisé du troisième ordre.

La figure III.19 présente la distribution du champ électrique pour la fréquence 10.10 GHz.

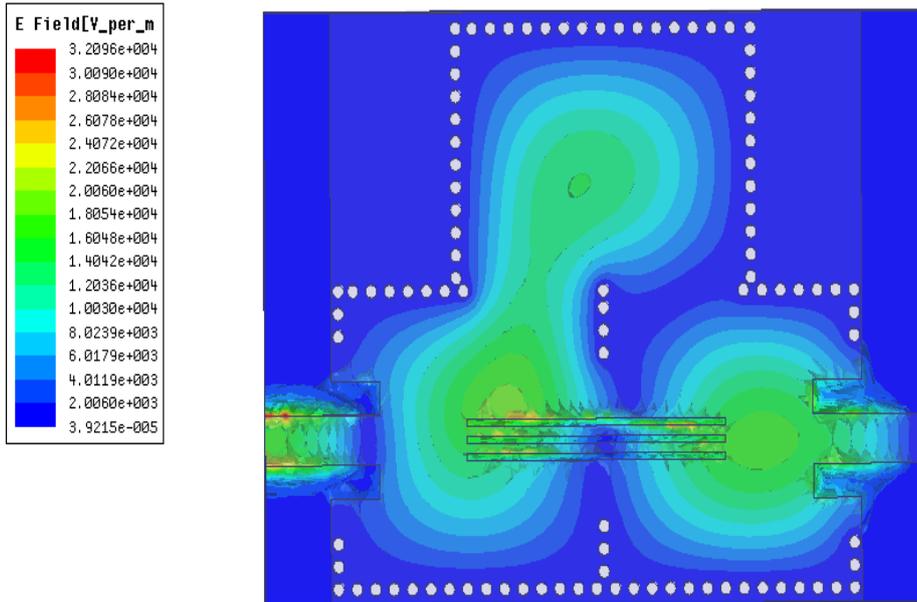


Figure III.19: Distribution du champ électrique dans le filtre du troisième ordre avec couplage mixte.

Nous avons amélioré la structure avec leurs dimensions optimisées sont déterminées dans le tableau

Paramètre	Symbole	Dimensions (mm)		
Ligne micro ruban Les trois lignes en fentes SIW	Largeur	Wfeed	2.43	
	Longueur	l	15	
		Largeur	w	0.3
		Espacement	S	0.46
	Largeur	b1=b3	13.15	
		wgap	5.5	
		b2	11.58	
	Longueur	a1=a3	14	
		a2	16	
		lfeed	2.23	
	diamètre des vias	d	0.6	
	Espacement entre deux vias	p	1	
	Espacement entre les résonateurs	$g_{12} = g_{23}$	7.6	
		g_{13}	7.64	

Tableau III.2: Dimension du filtre couplé croisé du troisième ordre.

La réponse synthétisée du filtre passe-bande à couplage croisé du troisième ordre correspondant à la matrice de couplage (III.13) est obtenue en utilisant la discussion présentée dans [17] et elle est représentée sur la figure III.20.

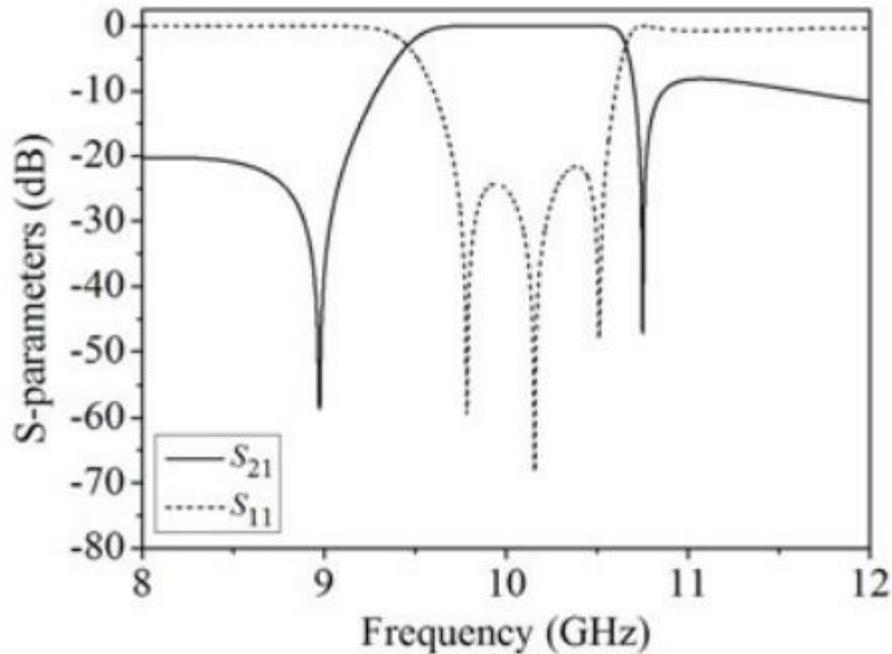


Figure III.20: Réponses synthétisées en fréquence du filtre passe-bande à couplage croisé du troisième ordre.

Les résultats simulés et optimisés du filtre sont comparés sur la figure III.21. Les réponses synthétisées et simulées montrent un accord acceptable à l'exception de quelques écarts de S_{21} au-dessus de la bande passante.

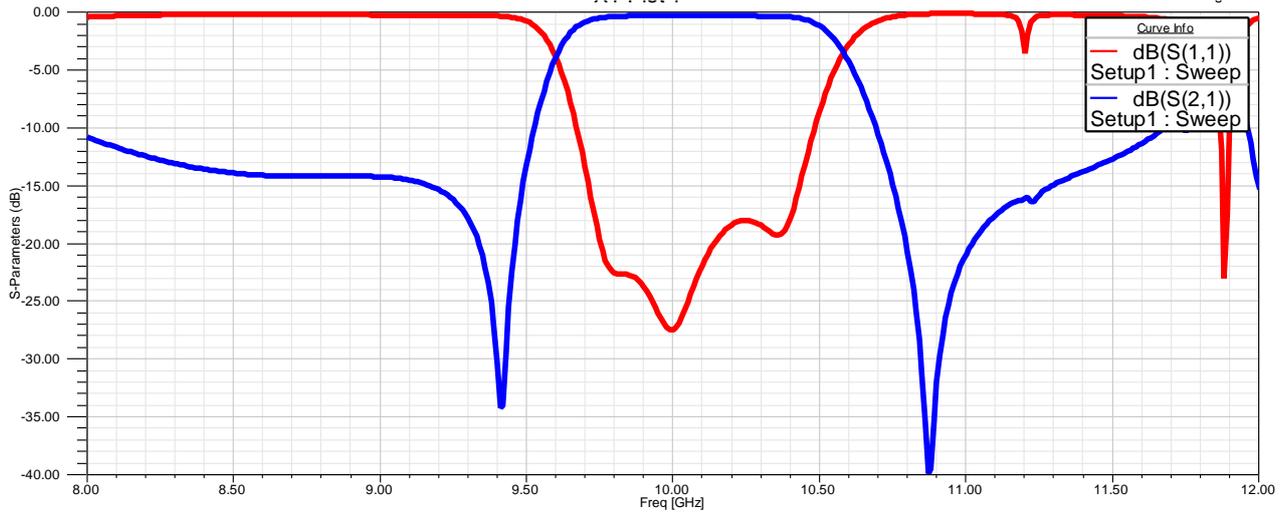


Figure III.21: Réponse en fréquence du filtre passe-bande à couplage croisé du troisième ordre simulé et mesuré sur HFSS.

Le simulateur HFSS a été utilisé pour simuler les caractéristiques du filtre. Les résultats optimisés montrent que le filtre est centré à 10,10 GHz avec un FBW de 1 dB de 8,9%. La perte d'insertion de bande simulée est inférieure à 1,6 dB et la perte de retour de bande passante optimisée est meilleure que 16 dB. De plus, deux TZ situés à 9,40 et 10,85 GHz sont observés, indiquant une performance de sélectivité en fréquence améliorée.

On constate qu'un bon accord est obtenu entre les résultats simulés et mesurés sauf un décalage de fréquence de 0,7% (70 MHz) causé par l'imprécision lors de la fabrication.

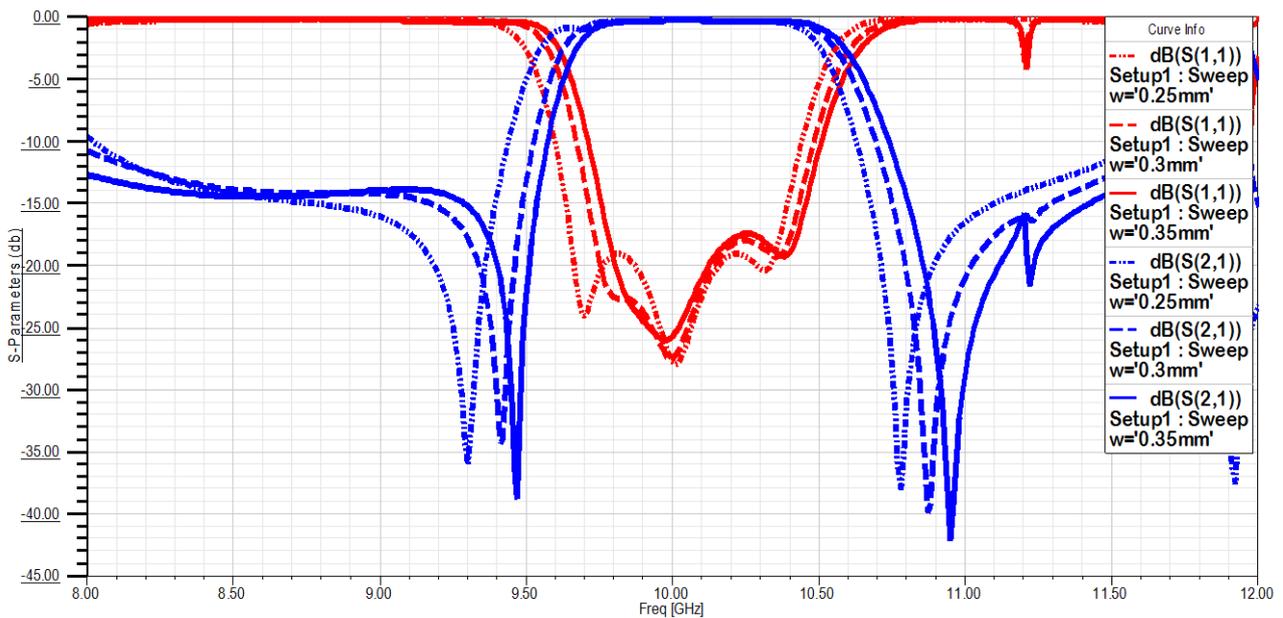


Figure III.22: Simulé S_{21} et s_{11} -paramètres du filtre du troisième ordre contre la variation du variable W

Il apparaît sur la figure III.22 qu'après une optimisation avec logiciel HFSS, la réponse de notre filtre passe bande à couplage mixte est très proche des spécifications qu'on s'est fixé c'est-à-dire une bande passante proche 0.95 GHz, une fréquence centrale autour de 10.60 GHz. On remarque aussi que lorsqu'on augmente la largeur de la ligne en fente W il y a déplacement de la fréquence centrale vers la droite sur la courbe présentant les paramètres S (dB). La réponse fréquentielle montre que $|S_{11}|$ est inférieur à -17 dB entre 9.65 GHz et 10.5 GHz.

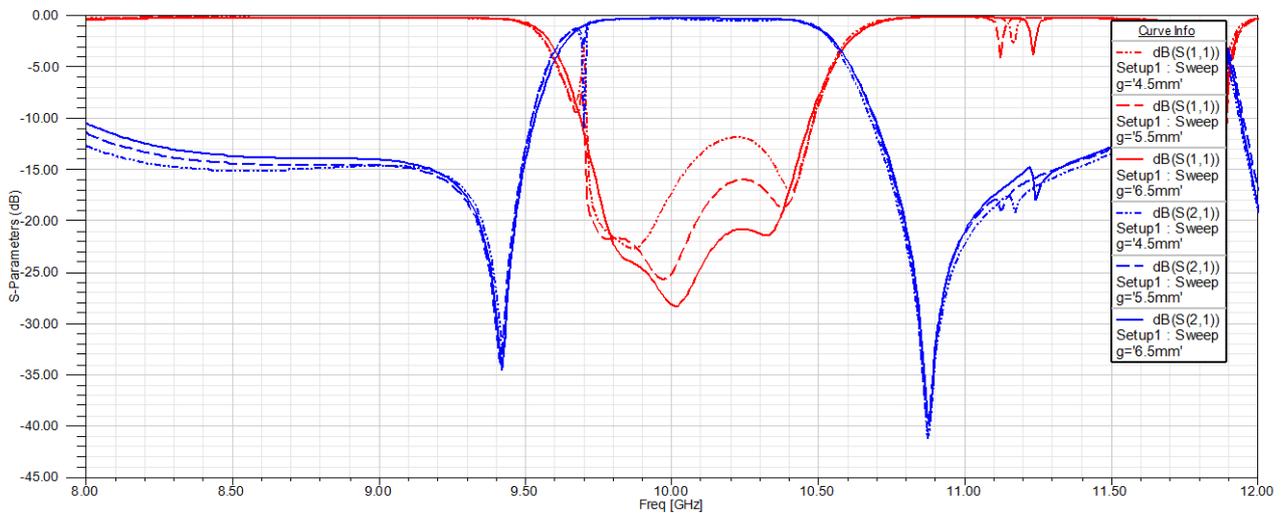


Figure III.23: Simulé S_{21} et s_{11} -paramètres du filtre du troisième ordre contre la variation du variable g

Nous montrant sur la figure III.23 qu'après une optimisation avec logiciel HFSS, la réponse de notre filtre passe bande à couplage mixte est très proche des spécifications qu'on s'est fixé c'est-à-dire une bande passante proche 0.95 GHz, une fréquence centrale autour de 10.60 GHz. On remarque aussi que lorsqu'on augmente l'espacement g entre les deux résonateurs il y a déplacement de la fréquence centrale vers la droite sur la courbe présentant les paramètres S (dB). La réponse fréquentielle montre que $|S_{11}|$ est inférieur à -17 dB entre 9.6 GHz et 10.55 GHz.

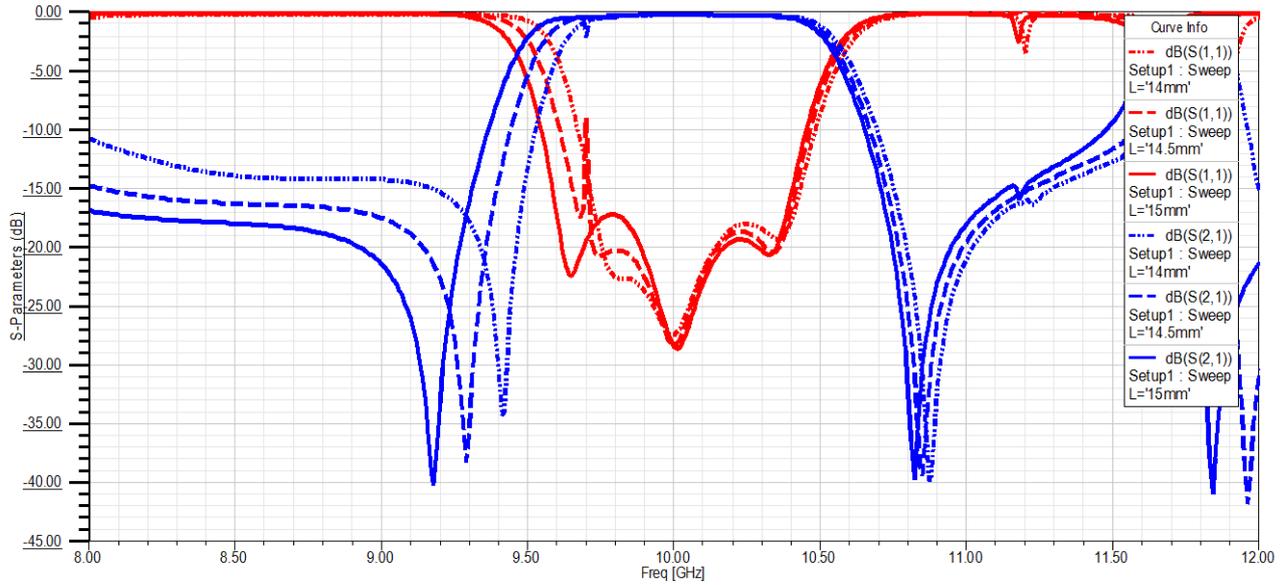


Figure III.24: Simulé S_{21} et s_{11} -paramètres du filtre du troisième ordre contre la variation du variable L .

la figure III.24 montre qu'après une optimisation avec logiciel HFSS, la réponse de notre filtre passe bande à couplage mixte est très proche des spécifications qu'on s'est fixé c'est-à-dire une bande passante proche 1.1 GHz, une fréquence centrale autour de 10.60 GHz. On remarque aussi que lorsqu'on augmente la largeur S il y a déplacement de la fréquence centrale vers la droite sur la courbe présentant les paramètres S (dB). La réponse fréquentielle montre que $|S_{11}|$ est inférieur à -18 dB entre 9.45 GHz et 10.55 GHz.

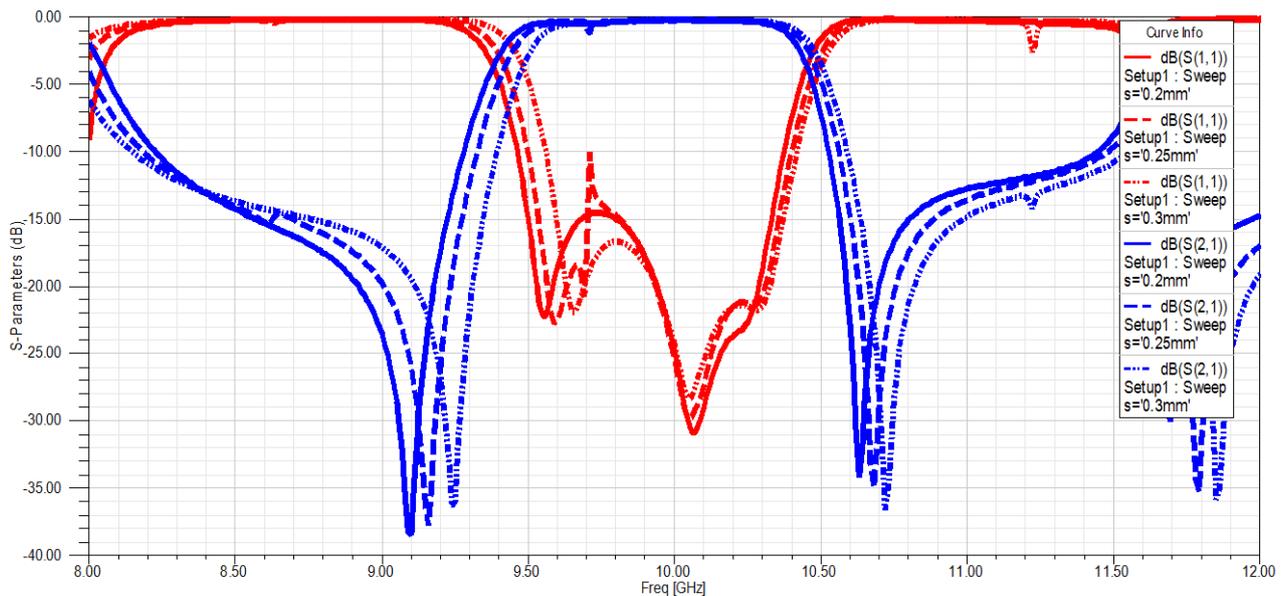


Figure III.25: Simulé S_{21} et s_{11} -paramètres du filtre du troisième ordre contre la variation du variable S .

Il apparait sur la figure III.25 qu'après une optimisation avec logiciel HFSS, la réponse de notre filtre passe bande à couplage mixte est très proche des spécifications qu'on s'est fixé c'est-à-dire une bande passante proche 1.06 GHz, une fréquence centrale autour de 9.95 GHz. On remarque aussi que lorsqu'on augmente la largeur de la ligne en fente W il y a déplacement de la fréquence centrale vers la droite sur la courbe présentant les paramètres S (dB). La réponse fréquentielle montre que |S11| est inférieur à -17 dB entre 9.39 GHz et 10.45 GHz.

III.4.4.2. Filtre couplé croisé de quatrième ordre :

La figure III.26 montre la configuration et dans la figure III.27 la topologie de couplage du filtre passe-bande Chebyshev généralisé à couplage croisé de quatrième ordre. La structure de couplage mixte est conçue au niveau du chemin de couplage croisé (entre les résonateurs 1 et 4), dans lequel le couplage électrique est dominant. Par conséquent, trois TZ sont produits; un sous la bande passante et deux au-dessus de la bande passante.

Selon la spécification du filtre, la matrice de couplage normalisée pour le filtre couplé croisé de quatrième ordre généralisé de Chebyshev est donné en (III.16), qui est obtenu par optimisation [23].

$$M = \begin{bmatrix} & S & 1 & 2 & 3 & 4 & L \\ S & 0 & 1.0192 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1.0192 & 0 & 0.8452 & 0 & -0.2534 & 0 \\ 2 & 0 & 0.8452 & 0 & 0.7986 & 0 & 0 \\ 3 & 0 & 0 & 0.7986 & 0 & 0.8452 & 0 \\ 4 & 0 & -0.2534 & 0 & 0.8452 & 0 & 1.0192 \\ L & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0192 & 0 \end{bmatrix} \tag{III.16}$$

Les paramètres de conception pour le filtre avec la fréquence centrale de $f_0 = 10$ GHz et la largeur de bande absolue de $= 1$ GHz ont été obtenus en utilisant les relations données dans (III.14) et sont les suivants:

$Q_e = 9.63$

$$k = \begin{bmatrix} & 1 & 2 & 3 & 4 \\ 1 & 0 & 0.0845 & 0 & -0.0253 \\ 2 & 0.0845 & 0 & 0.0799 & 0 \\ 3 & 0 & 0.0799 & 0 & 0.0845 \\ 4 & -0.0253 & 0 & 0.0845 & 0 \end{bmatrix} \tag{III.17}$$

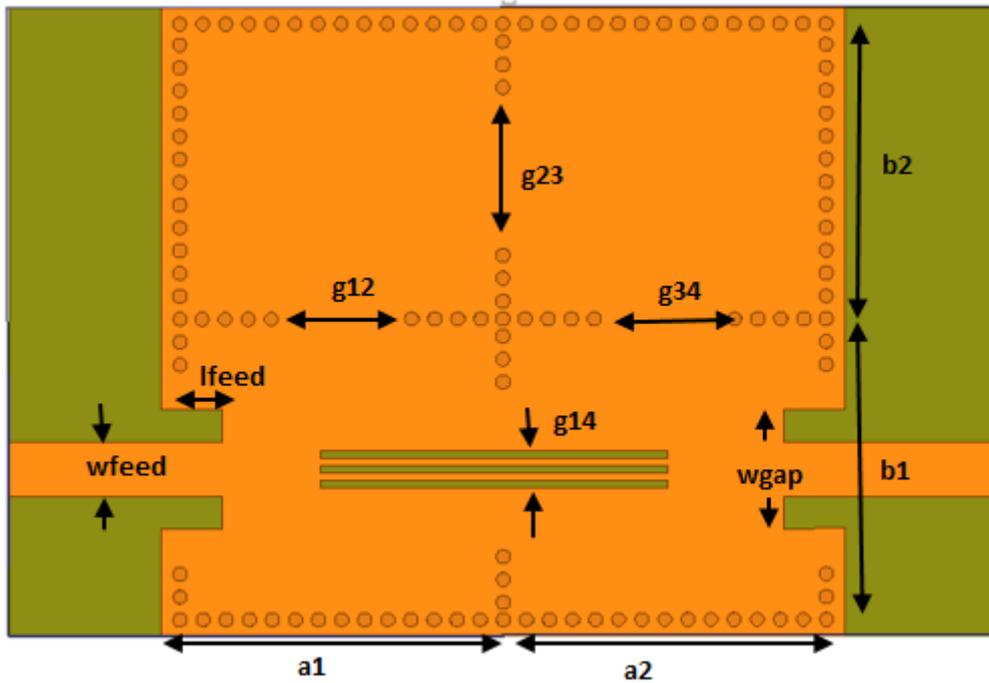


Figure III.26: Configuration d'un Filtre passe-bande à couplage croisé du quatrième ordre.

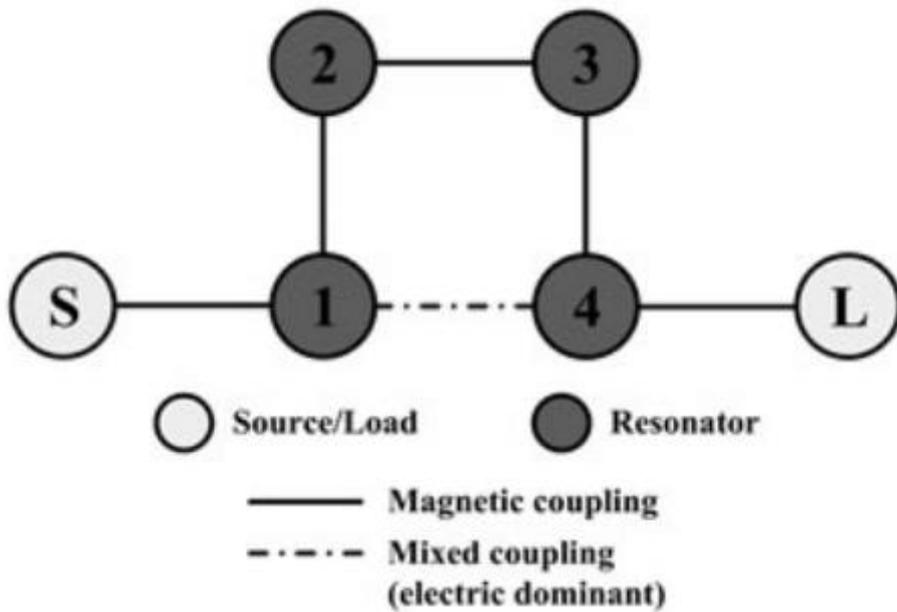


Figure III.27: Couplage d'un Filtre passe-bande à couplage croisé du quatrième ordre.

La figure III.28. Présente la distribution du champ électrique pour la fréquence 10.07 GHz.

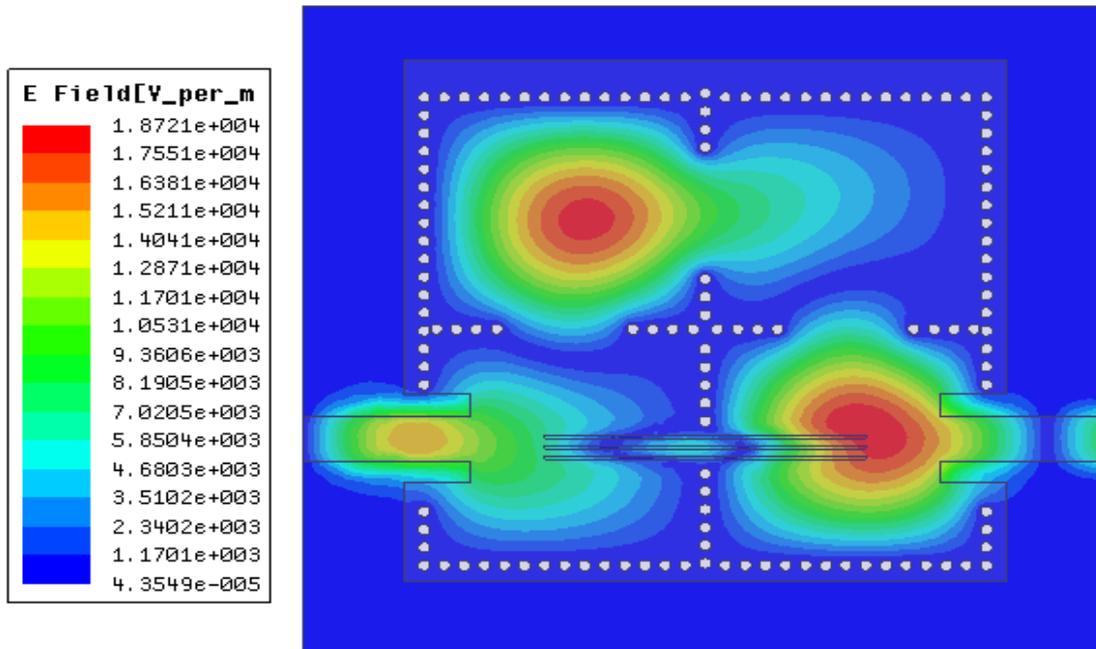


Figure III.28: Distribution du champ électrique dans le filtre du quatrième ordre avec couplage mixte.

Paramètre	Symbole	Dimensions (mm)	
Les trois lignes en fentes	Longueur	l	16
	Largeur	w	0.23
	Espacement	S	0.35
Ligne micro ruban SIW	Largeur	W_{feed}	2.43
	Largeur	$b1$	13.15
		w_{gap}	6
		$b2$	12.91
	Longueur	$a1$	14
		$a2$	14
		l_{feed}	2.03
	diamètre des vias	d	0.6
	Espacement entre deux vias	p	1
		$g_{12} = g_{34}$	6.78

	Espacement entre	g_{23}	7.34
	les résonateurs	g_{14}	2.92

Tableau III.3: Dimension du filtre couplé croisé du quatrième ordre.

La réponse synthétisée du filtre passe-bande à couplage croisé du quatrième ordre correspondant à la matrice de couplage (III.16) est représentée sur la figure III.30.

La comparaison entre les résultats simulés et mesurés du filtre est présentée sur la figure III.31. Un bon accord est observé entre les réponses synthétisées et simulées.

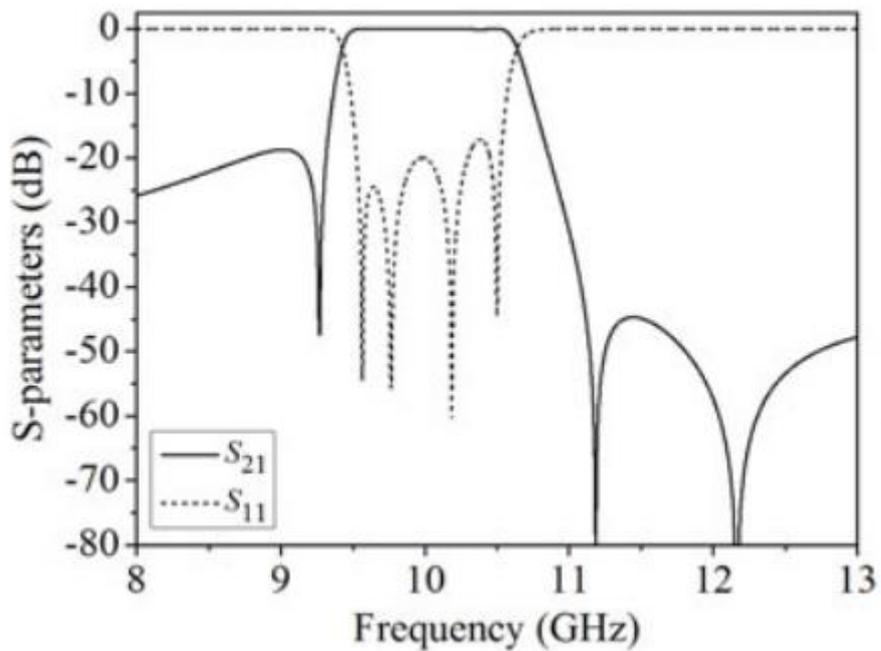


Figure III.28: Réponse synthétisée en fréquence du filtre passe-bande à couplage croisé du quatrième ordre

La structure de **figure III.26.** à été analysée avec HFSS. L'évolution des paramètres en fonction de la fréquence est donnée sur la **figure II.31 :**

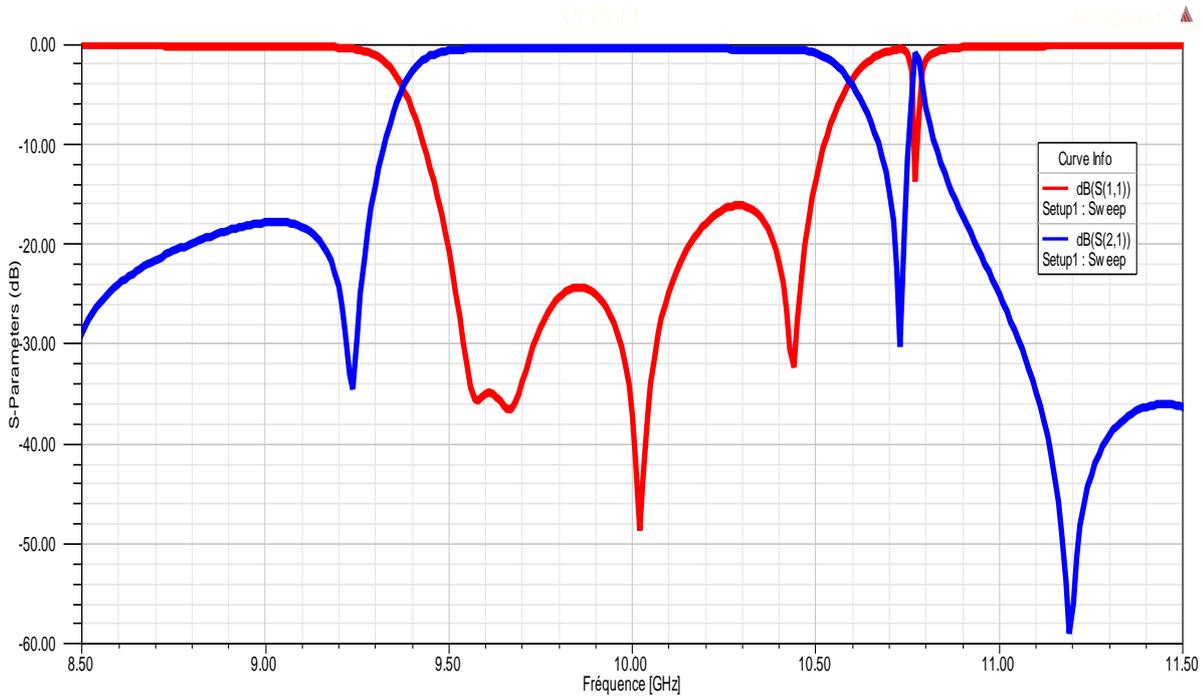


Figure III.29: Réponse en fréquence du filtre passe-bande à couplage croisé du quatrième ordre simulé et mesuré sur HFSS.

Les résultats simulés montrent que le filtre est centré à 10,07 GHz avec un FBW de 10 %. La perte d'insertion dans la bande passante est inférieure à 1,5 dB et la perte de retour simulée dans la bande passante est meilleure que 17 dB.

III.5. résonateur à anneau simple complémentaire :

Très récemment, des éléments de résonateurs à anneaux fendus complémentaires (CSSR) (voir Fig. III.30) ont été proposés pour la synthèse de permittivité négative et de méta-matériaux gauchers (LH) en configuration plane [25–26]. Comme expliqué dans [25], les CSRR sont les doubles équivalents des résonateurs à anneau fendu (SRR), également représentés sur la figure 1, qui ont été proposés par Pendry en 1999 [27].

Il a été démontré que les CSRR gravés dans le plan de masse ou dans la bande conductrice des supports de transmission planaires (microruban ou CPW) fournissent une permittivité effective négative à la structure, et la propagation du signal est exclue (comportement de bande d'arrêt) au voisinage de leur fréquence de résonance [25].

Les CSSR ont été appliqués à la conception de filtres passe-bande compacts avec des performances élevées et des caractéristiques contrôlables [28, 29].

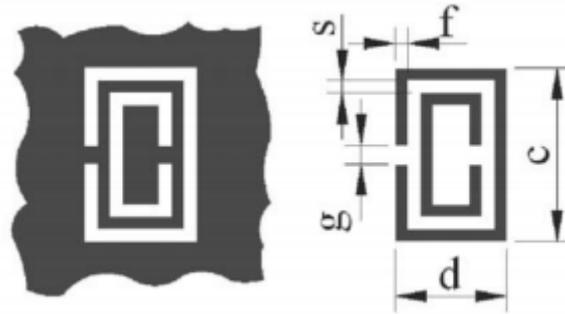


Figure III.30: Géométries des CSRR et des SRR, les zones grises représentent la métallisation.

III.5.1. Filtre passe bande utilisant un résonateur à anneau ouvert complémentaire chargé HMSIW :

Un nouveau type de BPF avec une structure de couplage croisé électrique entrée-sortie basée sur un HMSIW chargé CORR est proposé pour la première fois. Avec l'emploi de CORR, le filtre fonctionne à une bande passante inférieure à la fréquence de coupure du guide d'ondes. En outre, une taille compacte est réalisée en utilisant la structure HMSIW.

En outre, avec l'utilisation d'une unité de couplage croisé électrique, de multiples TZ supplémentaires situées de chaque côté de la bande passante sont introduites, ce qui améliore considérablement la sélectivité de la bande passante et le niveau de suppression de la bande d'arrêt.

Une nouvelle configuration de couplage croisé électrique source-charge est appliquée dans le filtre SIW pour introduire des pôles d'atténuation dans la bande d'arrêt pour une réjection hors bande élevée. En outre, CSRR et CORR ont les mêmes circuits équivalents et des comportements intrinsèques similaires que les résonateurs à anneau fendu et les résonateurs à anneau ouvert ont les mêmes modèles équivalents [30].

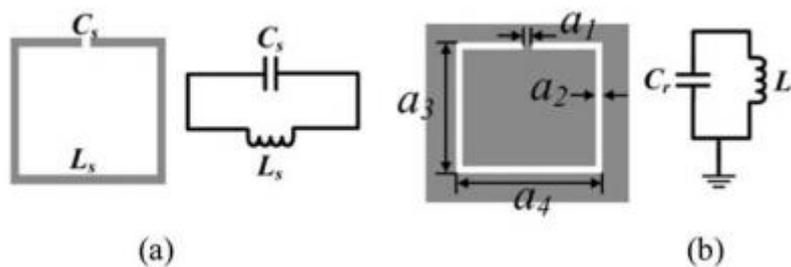


Figure III.31: Disposition et circuit équivalent du (a) résonateur en anneau ouvert et (b) du résonateur en anneau complémentaire (zone grise: cuivre; zone blanche: zone défectueuse)

III.5.1.1. Filtre à bande HMSIW à charge CORR :

Nous nous intéressons dans la suite de ce manuscrit à la conception d'un filtre passe bande qui comporte deux résonateurs complémentaires de type CORR en technologie HMSIW. La structure est conçue sur une couche de substrat Rogers 5880 avec une épaisseur de 0,254 mm. de permittivité $\epsilon_r = 2.2$ et tangente de pertes $\delta = 0.0019$.

La conception d'un filtre HMSIW chargé CORR bipolaire avec les spécifications requises, une méthodologie classique est utilisée pour déterminer la bande passante relative et la perte de retour, etc.

Les principaux paramètres de conception du filtre, y compris les coefficients de couplage entre les résonateurs et le facteur de qualité externe, sont d'abord réalisés sur la base de la synthèse de circuits.

Ensuite, la relation entre les paramètres et les structures physiques du filtre doit être obtenue afin de déterminer les paramètres géométriques appropriés pour le filtre [31].

Le coefficient de couplage, M_{12} , des deux CORE peut être obtenu à partir des fréquences de résonance de mode pair et impair basées sur :

$$M_{12} = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_1^2 + f_2^2} \quad (III.18)$$

Où f_1 et f_2 présentent respectivement les fréquences de résonance de mode pair et impair des résonateurs couplés. Le facteur de qualité externe peut être extrait en fonction de :

$$Q_e = \frac{2f_0}{\Delta f_{3dB}} \quad (III.19)$$

Où f_0 est la fréquence à laquelle S_{21} atteint le maximum; Δf_{3dB} désigne la bande passante de 3 dB de la bande passante.

En suivant les procédures ci-dessus, un filtre HMSIW chargé CORR bipolaire est conçu comme le montre la figure III.32. La bande passante est située à 5,8 GHz avec une bande passante fractionnaire de 3 dB de 8,5%. En utilisant la synthèse de circuit, une matrice de couplage est obtenue sous la forme $M_{12} = 0.0645$ et $Q_e = 23.2$.

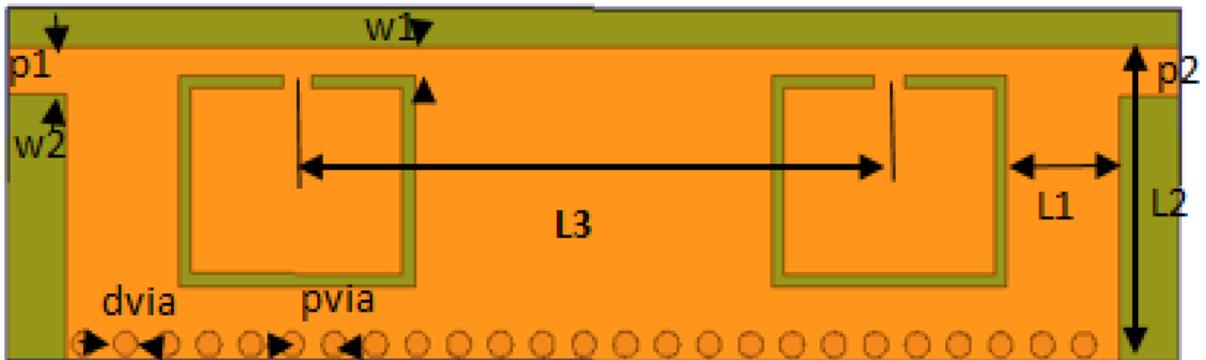


Figure III.32: Disposition du filtre passe-bande HMSIW chargé à deux pôles CORR proposé.

En utilisant HFSS, la distribution électrique vectorielle des fréquences de résonance de mode pair et impair sont affichées sur la figure (III.33).

La figure (III.33) représente la variation du mode pair et impair simulé fréquences de résonance par rapport à l'espacement couplé L_3 .

Les coefficients de couplage peuvent être calculés par Eq (III.18), ce qui indique qu'un L_3 plus grand pourrait conduire à un couplage plus faible et à une bande passante plus étroite.

Le facteur de qualité externe, Q_e est principalement déterminé par L_1 .

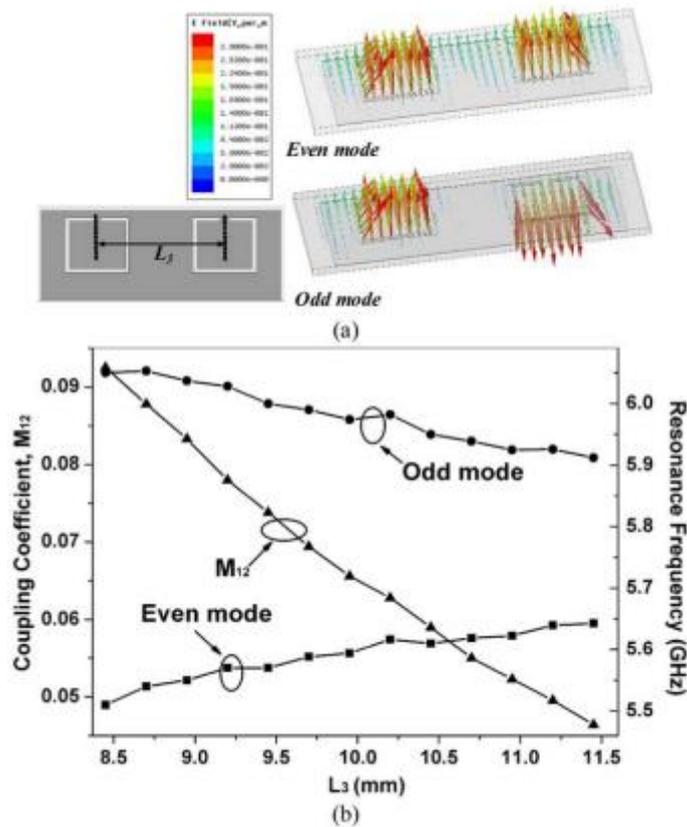


Figure III.33:(a) La distribution électrique vectorielle de la fréquence de résonance de mode pair et impair.(b)Variation des fréquences de résonance des deux modes et coefficient de couplage par rapport à l'espacement couplé, L_3 .

La figure III.34 représente la variation du Q_e calculé par rapport à L_1 en utilisant Eq. (III.19), ce qui indique qu'une L_1 plus grande pourrait conduire à un Q_e plus grand et à une bande passante plus étroite.

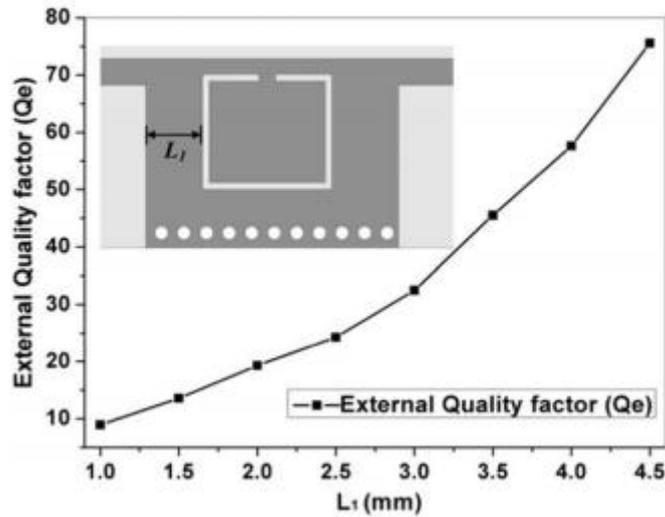


Figure III.34: Facteur de qualité externe du résonateur d'entrée / sortie par rapport à L₁

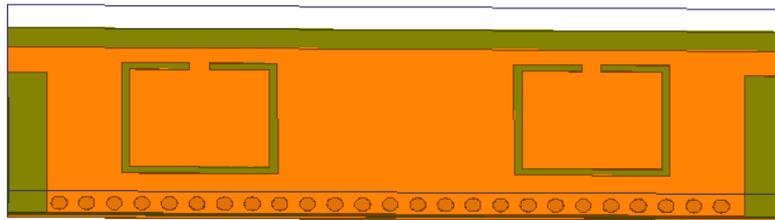


Figure III.35: Vue en 3D du filtre passe-bande HMSIW à complémentaire CORR.

Nous avons amélioré la structure avec leurs dimensions optimisées sont déterminées dans le tableau III.4

Paramètre	Symbole	Dimensions (mm)	
Ligne micro ruban complémentaire CORR	Largeur	W2	0.76
	Largeur	a3	3.36
	Longueur	a4	3.95
	épaisseur	a2	0.2
	Espacement	a1	0.5
		L1	1.90
L3		9.95	
HMSIW	W1	0.45	
	Largeur	L2	5.03
	Pas des vias	P_{via}	0.70
	diamètre des vias	D_{via}	0.40

Tableau III.4: Dimension du filtre HMSIW à charge CORRS

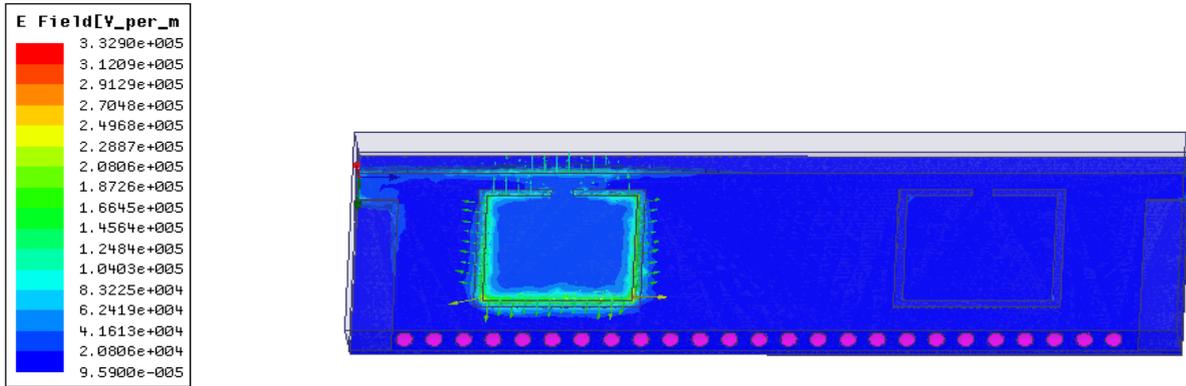


Figure III.36: Distribution du champ électrique dans le filtre HMSIW à charge CORR.

En utilisant HFSS, les réponses de transmission simulées électromagnétiques à onde pleine du filtre bipolaire sont réalisées. Comme le montre la figure III.37, la fréquence centrale simulée est de 5,8 GHz, avec une largeur de bande fractionnaire de 3 dB de 8,5%. Les pertes d'insertion dans la bande passante sont de 0,9 dB, les pertes de retour sont supérieures à 22 dB. Un TZ est généré à 10,2 GHz. La bande d'arrêt supérieure avec un niveau de suppression de 25 dB est étendue à 19 GHz, soit environ 3,3 fois la fréquence centrale.

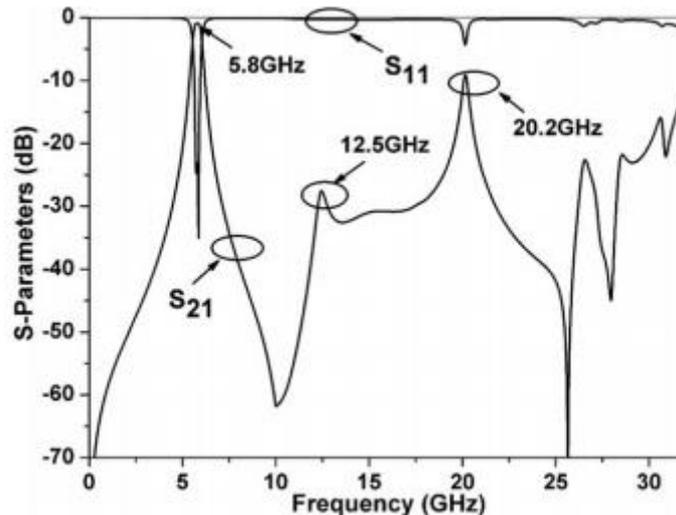


Figure III.37: Réponses de transmission simulées du CORR bipolaire

De plus, la deuxième harmonique et la quatrième harmonique pour la fréquence de fonctionnement sont générées situées respectivement à environ 12,5 GHz et 20,2 GHz, ce qui détériore largement les performances de la bande d'arrêt.

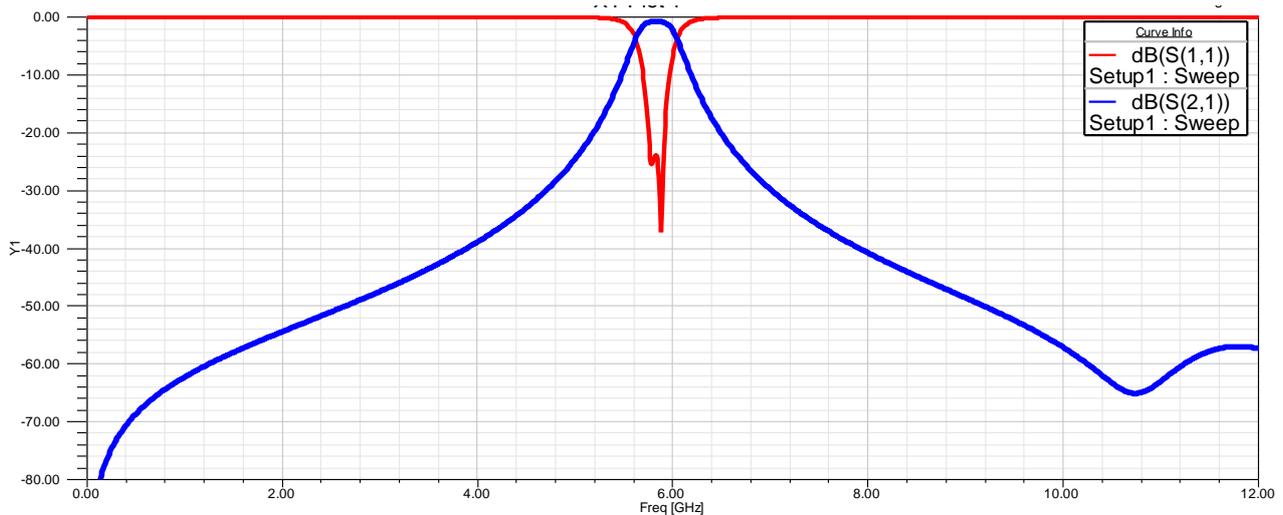


Figure III.38:réponse fréquentielle du filtre du CORR bipolaire simulée sur HFSS.

Nous présentons sur la figure III.38, les résultats de simulation des coefficients de réflexion et de transmission obtenus avec le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator). La fréquence centrale de ce filtre est de l'ordre $f = 5.95$ GHz et la bande passante est environ 0.2 GHz. La réponse fréquentielle montre que $|S_{11}|$ est inférieur à -24 dB entre 5.80 GHz et 6 GHz.

III.6. Conclusion :

Enfin pour conclure, nous avons mis en avant différentes topologies des filtres passe bande en technologie Guides Intégrés aux Substrats 'GIS'. Dans ce chapitre on aborde l'analyse, et la conception des filtres en SIW avec plusieurs formes de cavités résonnantes et pour des différentes applications de télécommunications. Nous avons présenté tout d'abord, une structure de couplage électrique et magnétique mixte à guide d'ondes intégré au substrat (SIW) implémentée sur un substrat monocouche pour créer des zéros de transmission finis (TZ), qui peuvent être utilisés pour concevoir des filtres micro-ondes avec une sélectivité en fréquence plus élevée. Le couplage mixte est réalisé par trois lignes de fente sur le plan métallique supérieur combinées avec une fenêtre d'iris entre deux cavités SIW adjacentes. Ensuite Un nouveau filtre passe-bande (BPF) avec plusieurs zéros de transmission (TZ) et une large bande d'arrêt est proposé. Le filtre est réalisé en utilisant des résonateurs à anneau ouvert complémentaires (CORR) chargés d'un guide d'ondes intégré à substrat semi-mode (HMSIW).

Bibliographie

- [1] P. Gaëtan, R. Nathalie, P. Olivier, B. Henri, 'design of waveguide bandpass filter in the x -frequency band'.
- [2] W. Hong, B. Liu, Y. Q. Wang, Q. H. Lai, H. J. Tang, X. X. Yin, Y. D. Dong, Y. Zhang and K. Wu (Invited Talk), "Half Mode Substrate Integrated Waveguide: A New Guided Wave Structure for Microwave and Millimetre Wave Application," Joint 31st Int. Conf. On Infrared and Millimetre Waves and 14th Int. Conf. on Terahertz Electronics, Shanghai, Sept. 18-22, 2006.
- [3] W. Hong, B. Liu, Y. Q. Wang, Q. H. Lai, H. J. Tang, X. X. Yin, Y. D. Dong, Y. Zhang and K. Wu "Half Mode Substrate Integrated Waveguide: A New Guided Wave Structure for Microwave and Millimetre Wave Application," Joint 31st Int. Conf. on Infrared and Millimetre Waves and 14th Int. Conf. on Terahertz Electronics, Shanghai, Sept. 18-22, 2006.
- [4] B. Liu, W. Hong, Y. Zhang, J. X. Chen and K. Wu, "Half-mode substrate integrated waveguide (HMSIW) double-slot coupler," *Electron. Lett.*, vol. 43, pp. 113-114, Jan. 2007.
- [5] B. Liu, W. Hong, Y. Q. Wang et al. "Half Mode substrate integrated waveguide (HMSIW) 3 dB coupler", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, pp:22-24, 2007
- [6] L. Qinghua, C. Fumeaux, W. Hong and R. Vahldieck, "Characterization of the Propagation Properties of the Half-Mode Substrate Integrated Waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 57, no. 8, pp. 1996-2004, Aug. 2009.
- [7] G. H. Zhai, W. Hong, K. Wu, J. X. Chen, P. Chen, J. Wei and H. J. Tang, "Folded Half Mode Substrate Integrated Waveguide 3 dB Coupler," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 8, pp. 512-514, Aug. 2008.
- [8] Qinghua Lai, Christophe Fumeaux, Wei Hong, Rüdiger Vahldieck, "Characterization of the Propagation Properties of the Half-Mode Substrate Integrated Waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, vol. 57, No. 8, August 2009.
- [9] B. Liu, W. Hong, Y. Q. Wang, Q. H. Lai and K. Wu, "Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) 3dB coupler," *IEEE Microwave. Wireless Comp. Lett.*, vol. 17, No. 1, pp. 22-24, Jan. 2007.
- [10] G. Zhai, W. Hong, J. Chen, P. Chen and H. Tang, "Half mode substrate integrated waveguide 3dB coupler," *IEEE Microwave. Wireless Comp. Lett.*, vol. 18, N°. 12, pp. 829-831, Aug. 2008.
- [11]. Deslandes D and Wu K (2003) Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 51, 593–596.
- [12]. Chen X-P, Hong W, Cui T, Hao Z-C and Wu K (2005) Substrate integrated waveguide elliptic filter with transmission line inserted inverter. *Electronics Letters* 41, 851–852
- [13]. Tomassoni C, Silvestri L, Bozzi M and Perregrini L (2016) Substrate-integrated waveguide filters based on mushroom-shaped resonators. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies* 8, 741–749.
- [14]. Chu Q-X and Wang H (2008) A compact open-loop filter with mixed electric and magnetic coupling. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 56, 431–439.
- [15]. Li X, You CJ, Yu H and He Z (2017) Substrate integrated folded waveguide controllable mixed electric and magnetic coupling structure and its application to millimetre-wave pseudo-elliptic filters. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering* 27, 1–10.
- [16]. Gong K, Hong W, Zhang Y, Chen P and You CJ (2012) Substrate integrated waveguide quasi-elliptic filters with controllable electric and magnetic mixed coupling. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 60, 3071–3078.

- [17]. Shen W, Wu L-S, Sun X-W, Yin W-Y and Mao J-F(2009) Novel substrate integrated waveguide filters with mixed cross coupling (MCC). *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 19, 701–703.
- [18]. Chu P, Hong W, Dai L, Tang H, Chen J, Hao Z-C, Zhu X and Wu K(2014) A planar bandpass filter implemented with a hybrid structure of substrate integrated waveguide and coplanar waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 62, 266–274.
- [19]. Xu ZQ, Wang P, Liao JX and Shi Y(2013) Substrate integrated waveguide filter with mixed coupled modified trisections. *Electronics Letters* 49, 448–450.
- [20]. Wong S-W, Chen R-S, Lin J-Y, Zhu L and Chu Q-X(2016) Substrate integrated waveguide quasi-elliptic filter using slot-coupled and microstrip-line cross-coupled structures. *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology* 6, 1881–1888.
- [21]. Cassivi Y, Perregrini L, Arcioni P, Bressan M, Wu K and Conciauro G (2002) Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 12, 333–335.
- [22]. Hong J-S and Lancaster MJ(2001) *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: John Wiley & Sons, 235–271.
- [23]. Amari S(2000) Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 48, 1559–1564.
- [24]. Chen X-P and Wu K(2008) Substrate integrated waveguide cross-coupled filter with negative coupling structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 56, 142–149.
- [25]. Falcone, F., T. Lopetegi, J. D. Baena, R. Marques, F. Martín, and M. Sorolla, “Effective negative-stop-band microstrip lines based on complementary split ring resonators,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 14, No. 6, 280–282, Jun. 2004.
- [26]. Xu, W., L. W. Li, H. Y. Yao, T. S. Yeo, and Q. Wu, “Left-handed material effect on waves modes and resonant frequencies: filled waveguide structures and substrate-loaded patch antennas,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 19, No. 15, 2033–2047, 2005.
- [27]. Pendry, J. B., A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 47, No. 11, Nov. 1999.
- [28]. Bonache, J., I. Gil, J. García-García, and F. Martín, “Novel microstrip bandpass filters based on complementary split-ring resonators,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 54, No. 1, 265–271, Jan. 2006.
- [29]. Bonache, J., F. Martín, I. Gil, J. García-García, R. Marques, and M. Sorolla, “Microstrip bandpass filters with wide bandwidth and compact dimensions,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, Vol. 46, No. 4, 343–346, Aug. 2005.
- [30]. J. Krupka, et al. Measurements of permittivity, dielectric loss tangent, and resistivity of float-zone silicon at microwave frequencies, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 54 (2006), 3995–4001.
- [31]. J. Costantine, et al. Reconfigurable antennas: Design and applications, *Proc IEEE* 103 (2015), 424–437.

Conclusion Générale

Conclusion générale :

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

Ainsi, plusieurs difficultés doivent être solutionnées notamment:

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

Les travaux réalisés au cours de cette thèse ont porté sur l'application des structures volumiques en technologies guides d'ondes et SIW à la réalisation de dispositifs de filtrages.

L'objectif de ce travail consistait à concevoir des filtres et des diviseurs de puissance présentant de bonnes performances : faible pertes d'insertion, faible encombrement, bas coût et facilité d'intégration.

Dans un premier temps, nous avons présentés l'état de l'art de la technologie SIW en démontrant les étapes à suivre pour la conception d'un guide d'ondes en technologie SIW, adapté à 50Ω à ses deux extrémités.

Dans un second temps, nous avons présenté l'analyse, et la conception des filtres à iris inductif en technologie SIW dans la bande [8 -12] GHz à couplage mixte et avec trois lignes en fente. Nous avons exploité aussi des topologies particulières de technologie QMSIW sans et avec perturbation de la ligne de fente en forme de C. Enfin, on a étudié une procédure de conception pour le filtre passe – bande en technologie HMSIW on utilisant un résonateur à anneau ouvert complémentaire chargé d'un CORR.