

N° d'ordre :

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de L'enseignement Supérieur et de La Recherche Scientifique

المركز الجامعي بلحاج بوشعيب عين تموشنت

Centre Universitaire Belhadj Bouchaib-Ain Témouchent



Institut : Technologie
Département : Génie Electrique
Laboratoire : Structures Intelligentes



THESE

Présentée pour l'obtention du **diplôme de DOCTORAT LMD**

Domaine : Science et Technologie

Filière : Télécommunication

Spécialité : système des Télécommunications

Par : NOURA Ahmed

Intitulé

Contribution à la Conception et à la Réalisation des Configurations Compactes des Filtres SIW DGS pour les Applications de Télécommunications Spatiales

Soutenue publiquement, le / /, devant le jury composé de :

Nom & Prénom(s)	Grade	Qualité	Etablissement de rattachement
Mr. BENCHERIF Kaddour	MCA	Président	CUBBATAïn Témouchent
Mr. BENAÏSSA Mohamed	Pr	Rapporteur	U. Abou Bekr Belkaid-Tlemcen
Mr. ABRIMehadjji	Pr	Co- Rapporteur	U.Abou Bekr Belkaid-Tlemcen
Mr.BELADGHEM Mohamed	Pr	Examineur	U.Tahri Mohammed - Béchar
Mr. CHAKER Hichem	MCA	Examineur	U. Djillali Liabes -Sidi Bel Abbès
Mme. SLIMANE ZOHRA	MCA	Examinatrice	CUBBATAïn Témouchent

Année Universitaire : 2019/2020

Je dédie ce modeste travail à :

Mon très cher père, et ma très chère mère, à leur grand sacrifice et leur dévouement pour mon bonheur.

Ma très chère grand-mère Allah yerhmha

Ma femme et mon fils

Mon frère Abdenour

Ma sœur Cheimaa

A toute ma famille, ma grande famille et mes amis.

Remerciements

Je remercie ALLAH le Tout-Puissant de m'avoir donné le courage, la volonté et la Patience de mener à terme cette présente thèse.

Cette thèse a été effectuée au laboratoire de structure intelligentes "SSL" sous la direction de Monsieur BENAÏSSA Mohamed, Professeur à l'université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen. Je veux lui exprimer ma profonde reconnaissance d'avoir accepté d'orienter ces travaux de recherches durant les années de réalisation de cette thèse. Je le remercie pour son soutien et son aide aussi bien sur le plan professionnel que sur le plan humain. Ses conseils et remarques constructifs ont été très bénéfiques pour mon travail. Son soutien permanent ainsi que sa disponibilité pour l'achèvement de cette thèse m'ont été très favorables.

Au même titre je remercie Monsieur ABRI Mehadji, Professeur à l'université de Tlemcen d'avoir accepté d'être co-directeur de cette thèse, merci pour les conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'il m'a apportées durant mon projet de recherche et la réalisation de ce travail.

Je leur exprime particulièrement toutes mes reconnaissances pour m'avoir fait bénéficier de leurs compétences scientifiques, leurs qualités humaines et leur constante disponibilité.

Je tiens également à remercier Junwu TAO, professeur à l'institut national polytechnique de Toulouse et monsieur Tan-hoa Vuang pour les grands efforts qu'ils ont manifestés pour concrétiser mes simulation par des réalisations pratiques.

Je remercie Monsieur BENCHERIF Kaddour, Maître de conférences à centre universitaire Aïn Témouchent de bien vouloir chapeauter le jury de cette thèse. C'est avec un immense plaisir qu'il sera parmi le jury de ma thèse.

Je tiens également à remercier Monsieur BELDGHAM Mohamed, professeur à l'université de Béchar d'avoir accepté d'assurer la tâche d'examineur et d'avoir consacré une partie de son temps à l'examen et d'enrichir notre modeste travail.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur CHAKER Hichem, Maître de conférences classe A à l'université de SBA. Je suis très honoré de le mentionner parmi les membres du jury qui vont évaluer de cette thèse.

Je tiens exprimer ma profonde reconnaissance à Mme SLIMANE ZOHRA, Maître de conférences classe A au Centre universitaire d'Aïn Témouchent d'avoir accepté de participer à ce jury de soutenance de ma thèse et d'assurer la tâche d'examinatrice et d'avoir consacré une partie de son temps précieux à l'examen de ce travail.

Enfin, j'adresse mes remerciements les plus sincères à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce travail.

Table des matières	I
Table des figures	v
Liste des tableaux	ix
Liste des acronymes	x
Liste des symboles	xi
Introduction générale	1

CHAPITRE I :

La technologie guide d'onde intégrée au substrat

Introduction.....	4
I.1 La technologie des guides d'ondes	4
I.1.1 La technologie volumique.....	4
I.1.1.1 Guide d'ondes rectangulaire.....	4
I.1.1.1.a équations de propagation.....	5
I.1.1.1.b Propagation des modes TE	7
I.1.1.1.c Propagation des modes TM.....	7
I.1.1.1.d les modes de propagation et fréquence de coupure.....	8
I.1.1.1.e Lignes de champs.....	8
I.1.1.2 Guide d'onde circulaire	9
I.1.2 Technologies planaires	9
I.1.2.1 La technologie coplanaire.....	10
I.1.2.2 La technologie tri-plaque.....	10
I.1.2.3 La technologie micro-ruban	11
I.1.2.4 Les autres technologies planaires	12
I.1.2.5 La technologie multicouche	12
I.1.2.6 La technologie LTCC	12
I.1.2.7 La technologie membrane.....	12
I.1.2.8 La technologie HTS.....	13
I.2 La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat	13
I.2.1 Introduction.....	13
I.2.2 Définition des guides d'ondes intégrés au substrat	14
I.2.3 Les avantages de la technologie SIW	14
I.2.4 Les règles de conception	14
I.2.5 Transition des lignes micro-rubans aux guides SIW.....	17
I.2.6 Impédance caractéristique.....	18
I.3 Implémentation de la technologie SIW.....	20

I.3.1 Circuits passifs en SIW	20
I.3.2 Circuits actifs en SIW.....	20
I.4 Conclusion.....	21

CHAPITRE II :

Théorie et conception des filtres avec la technologie SIW-DGS

Introduction	23
II.1 Généralité sur les filtres.....	23
II.1.1 Définition du filtre.....	23
II.1.2 Rôle des filtres	24
II.1.3 Classification des filtres.....	24
II.1.4 Gabarits des filtres.....	25
II.1.5 Matrice [S] du quadripôle	26
II.1.6 Notion Fonction de transfert	28
II.2 Différentes fonction d'approximation.....	29
II.2.1 Approximation de Butterworth.....	30
II.2.2 L'approximation de Tchebychev	30
II.2.3 L'approximation elliptique	31
II.3 Généralités sur les filtres passe bande.....	32
II.3.1 Expressions utilisées dans les filtres	33
II.4 Filtrage par filtre DGS.....	36
II.4.1 Structures de sol défectueuses (DGS).....	36
II.4.2 DGS en tant que structures périodiques	36
II.4.3 Différentes formes de DGS	37
II.4.4 Les caractéristiques des éléments du DGS.....	37
II.4.5 Circuit équivalent de DGS.....	38
II.5 Différents types des filtres micro-ondes.....	39
II.5.1 Topologies de filtres passe bande	39
II.5.1.1 Filtres à bande moyenne et large	39
II.5.1.2 Topologie des filtres à stubs	39
II.5.2 La technologie du guide d'ondes.....	40
II.5.2.1 Filtres à cavité.....	40
II.5.2.2 Filtres en guides d'ondes	41
II.5.2.3 Filtres à résonateur diélectrique	42
II.5.2.4 Substrate Integrated Waveguide (SIW).....	43
II.6 Conclusion.....	43

CHAPITRE III :

Les guides d'ondes intégrés au substrat demi-mode

Introduction.....	45
III.1 Les techniques de miniaturisation des guides SIW.....	45
III.1.1 La technique FSIW (Folteed substrat Integreted waveguide).....	45
III.1.2 La technique RSIW (ridje substrat integrated waveguide).....	48
III.1.3 La technique HMSIW (Half mode substart integrated waveguide)	48
III.2 Etude du filtre passe bande	50
III.2.1 Introduction	50
III.2.2 Filtre passe bande en intégrant HMSIW et filtre passe-bas.....	50
III.2.3 Filtres micro-ondes en HMSIW	51
III.2.4 Théorie des champs dans un guide HMSIW	52
III.3 Comparaison de lignes de transmission SIW miniaturisées.....	54
III.4 Autres techniques de miniaturisation SIW.....	55
III.4.1 Guide d'ondes chargé de dalle de méta matériaux.....	55
III.4.2 Guide d'ondes à ondes de Surface lente.....	56
III.5 Conclusion.....	57

CHAPITRE IV :

Résultats des simulations et expérimentaux

Introduction	59
IV.1 conception du Guide d'onde SIW en bande C.....	59
IV.2 partie de conception et simulation.....	60
IV.2.1 Conception du filtre passe-bande avec cellules DGS	60
IV.2. 1.2 Cellule SIW-DGS.....	62
IV.2.2 Conception du filtre SIW passe-bande dans la bande C.....	64
IV.2.3 Présentation du filtre p asse bande SIW avec cellule H-DGS.....	67
IV 2.3.1 Conception et analyse de la cellule H DGS.....	67
IV.3 Partie expérimental et mesure.....	71
IV.3.1 Filtre passe-bande SIW avec cellule DGS.....	71
IV.3.2. Conception du filtre passe-bande HMSIW avec des cellules DGS.....	72
IV.3.2.1 Filtre passe-bande HMSIW avec cellule DGS.....	73
IV.3.3 Conception du filtre passe-bande HMSIW	75
IV.3.3.1 Résultats expérimentaux du filtre passe bande HMSIW.....	78
IV.3.4 Conception du filtre HMSIW avec H-DGS.....	79
IV.3.4.1 Résultats expérimentaux et discussion.....	81

V.4 Conclusion.....	83
Conclusion générale.....	84
Bibliographie.....	85

Table des figures

Figure I.1. Guide d'onde rectangulaire.....	5
Figure I.2. Lignes de champ du mode TM ₁₀ dans un guide rectangulaire.....	8
Figure I.3. Lignes de champ du mode TE ₁₁ dans un guide rectangulaire.....	9
Figure I.4. Guide d'onde circulaire.....	9
Figure I.5. vue tridimensionnelle d'une ligne coplanaire.....	10
Figure I.6. vue tridimensionnelle d'une ligne Tri-plaques.....	11
Figure I.7. Configuration des champs électrique et magnétique pour une ligne Tri-plaques.....	11
Figure I.8. vue tridimensionnelle d'une ligne micro-ruban.....	11
Figure I.9. configuration des champs électrique (E) et magnétique (H) pour une ligne micro-ruban.....	12
Figure I.10. structure de guide d'onde intégré au substrat.....	15
Figure I.11. Guide d'onde rectangulaire remplis par un substrat avec configurations SIW.....	16
Figure I.12. La distribution de champ du guide d'onde et SIW à 5,5 GHz. (a) guide d'onde rectangulaire, (b) guide d'onde intégré au Substrat sans transitions.....	17
Figure I.13. transition d'un SIW vers une ligne micro ruban.....	17
Figure I.14. lignes de champs dans un guide d'onde rectangulaire et dans une ligne micro ruban.....	18
Figure I.15. paramètre géométrique de la transition.....	18
Figures I.16. Exemples des circuits passifs SIW, a)Filtre passe-bande SIW, (b) Coupleur SIW, (c) Guide rectangulaire SIW, (d) Duplexeur SIW	20
Figures I.17. Exemples des circuits actifs SIW, a) oscillateur SIW, b) amplificateur SIW.....	21
Figure II.1. Gabarit des filtres idéaux : passe-bas (a), passe-haut (b), passe bande (c) et coupe bande(d).....	25
Figure II.2. Exemple de cahier des charges d'un filtre passe bas.....	25
Figure II.3. Exemple de cahier des charges d'un filtre passe bande.....	26
Figure II.4. Représentation du filtre par un quadripôle.....	26
Figure II.5. Graphe de fluence d'un quadripôle.....	26

Figure II.6. Réseau linéaire sans perte à double terminaison.....	28
Figure II.7. Prototype passe-bas des trois types de filtres.....	29
Figure II.8. Réponse d'un filtre de Butterworth pour différents ordres.....	30
Figure II.9. Réponse d'un filtre de Tchebycheff pour différents ordres.....	31
Figure II.10. La réponse typique du filtre avec approximation elliptique est présentée à la figure.....	32
Figure II.11. Gabarit d'un filtre passe-bande.....	33
Figure II.12. La bande passante a -3 dB	35
Figure II.13. Différentes type DGS.....	37
Figure II.14. circuit équivalent.....	38
Figure II.15. Schéma d'un filtre de stubs a) Filtre de stubs court-circuités b) Filtre de stubs ouverts.....	40
Figure II.16. Filtre de cavité.....	41
Figure II.17. Filtre à guide d'ondes.....	42
Figure II.18. Filtre à résonateurs diélectriques.....	42
Figure II.19. Filtre SIW	43
Figure III.1. Configuration d'un guide SIW.....	45
Figure III.2. Coupes transversales du guide d'onde intégré au substrat plié.....	46
Figure III.3. Section transversale de FSIW et de FHMSIW montrant le mode dominant fondamentale TE ₁₀	47
Figure III. 4. Structure 3D et dimensions du guide TFSIW.....	47
Figure III. 5. Disposition physique et coupe transversale de RSIW.....	48
Figure III.6. Propagation du champ électrique dans un guide d'onde (a) SIW (b) HMSIW.....	49
Figure III.7. Evolution de HMSIW à partir de SIW.....	49
Figure III. 8. Premiers champs de mode électrique du SIW et du HMSIW (a) mode SIW TE ₁₀ , (b) mode HMSIW TE ₁₀	49
Figure III.9 Schémas du processus de formation du filtre passe-bande.....	50
Figure III.10 Configuration et dimensions du HMSIW.....	51
Figure III.11 (a),(b) Quelques exemples des composants microondes réalisés en technologie HMSIW.....	52
Figure IV.I Structure du guide SIW.....	59
Figure IV.2 simulation du SIW en bande C.....	60
Figure IV.3. Les paramètres géométriques du filtre passe-bande.....	60
Figure IV. 4. Résultats simulés du filtre passe-bande avec les cellules DGS.....	61

Figure IV.5. (a) Vue de dessus de la cellule SIW-DGS proposée, (b) Circuit équivalent.....	62
Figure IV.6. Résultats simulés de cellules SIW-DGS proposées avec différentes valeurs de $L1$	62
Figure IV.7. Résultats simulés de cellules SIW-DGS proposées avec différentes valeurs de V	63
Figure IV. 8. Résultats simulés de cellules SIW-DGS proposées avec différentes valeurs de g	63
Figure IV. 9. Les paramètres géométriques du filtre passe-bande.....	64
Figure IV.10. résultats de simulation du Filtre passe-bande avec cellule DGS fournis par le simulateur CST Microwave Studio.....	66
Figure IV.11. Distribution du champ électrique du filtre passe-bande proposé. (a) Couche supérieure. (b) couche inférieure.....	66
Figure IV.12. Vue tridimensionnelle du filtre passe-bande de cellules H-DGS.....	67
Figure IV.13. (a)Cellule DGS fractale en forme de H proposée (vue de dessous), (b) Circuit équivalent.....	68
Figure IV.14. Fréquences de coupure et de résonance du H-DGS: a) Effet de la variation de $D2$. B) Effet de la variation de $D1$	69
Figure IV. 15. Les paramètres géométriques du filtre passe-bande. (a) Vue de dessus. (b) vue de dessous.....	69
Figure IV. 16. Résultats simulés des coefficients de réflexion et de transmission du filtre passe-bande avec cellule H DGS.....	70
Figure IV. 17. Vue tridimensionnelle de la distribution du champ E pour le filtre passe-bande avec H DGS.....	71
Figure IV.18. La photo du filtre fabriqué (Les mesures sont effectuées dans le laboratoire Laplace).....	71
Figure IV.19. Les résultats mesurés du filtre passe-bande en bande C.....	72
Figure IV. 20. Les paramètres géométriques du filtre passe-bande HMSIW avec cellules DGS.....	72
Figure IV. 21. La photographie du filtre HMSIW-DGS fabriqué (les mesures sont effectuées dans le laboratoire Laplace).....	73
Figure IV. 22. Résultats de mesure du filtre passe-bande HMSIW en bande C.....	74
Figure IV.23. Les paramètres géométriques du filtre HMSIW. Vue de dessus (a), Vue arrière (b).....	75

Figure IV.24. Le filtre passe-bande HMSIW avec les résultats de la simulation de forme d'haltère DGS est donné par le simulateur CST Micro-wave Studio.....	77
Figure IV.25. Distribution du champ électrique du filtre HMSIW proposé passe-bande en bande C (a) couche supérieure, (b) couche inférieure.....	77
Figure IV.26. la photo du filtre fabriqué (Les mesures sont effectuées dans le laboratoire Laplace, Toulouse, France).....	78
Figure IV.27. Les paramètres géométriques du filtre HMSIW. Vue de dessus (a), Vue arrière (b)	78
Figure IV.28. Géométrie du filtre HMSIW / passe-bande. (a) vue de face) vue arrière.....	80
Figure IV.29. Vue 3D de la distribution du champ E pour HMSIW / filtre passe-bande avec H DGS.....	81
Figure IV.30. Photographie du filtre fabriqué proposé Vue de dessus: (a) et vue de de dessous, (b).....	81
Figure IV.31. Comparaison entre les résultats mesurés et les résultats de simulation pour le filtre proposé de 2 à 12 GHz.....	82

Liste des tableaux

Tableau II.1. Répartition et utilisations des bandes de fréquences en télécommunication spatiale.....	23
Tableau II.2 : circuits équivalent des filtres	24
Tableau III.1. Les dimensions latérales et taux de compression de chaque SIW miniaturisé	54
Tableau IV.1 Dimensions du guide SIW	59
Tableau IV.2 Dimensions du filtre passe bande avec DGS	61
Tableau IV.3 Dimensions du filtre passe bande avec DGS (dumbbell).....	65
Tableau IV.4 Dimensions du filtre passe bande avec DGS (2H).....	70
Tableau IV.5 Dimensions du filtre passe bande HMSIW avec DGS	73
Tableau IV.6 la comparaison entre notre réalisation et les filtres utilisant la même technologie.....	74
Tableau IV.7 Dimensions du filtre passe bande HMSIW avec DGS (2 dumbbell).....	76
Tableau IV.8 Les performances du filtre HMSIW.....	79
Tableau IV.9 Dimensions du filtre passe bande HMSIW avec DGS (2 H).....	80
Tableau IV.10 La comparaison entre notre réalisation et les autres filtres.....	83

Liste des acronymes

SIW	Substrate Integrated Waveguide
TE	Transverse Electrique
TM	Transverse Magnétique
RWG	Rectangular Waveguide
HMSIW	Half Mode Substrate Integrated Waveguide.
DGS	Defected ground structure
FBW	Fractional bandwidth
FSIW	Folded Substrate Integrated Waveguide
PCB	Printed Circuits Board
RHMSIW	Ridge Half-Mode Substrate Integrated Waveguide
CST	Computer Simulation Technology
GHZ	Giga Hertz
3D	trois dimensions
EBG	Electromagnetic Band Gap
PBG	Photonic Band Gap
SRR	Split Ring Resonator
EBG	Electromagnetic Band Gap
FSS	Frequency Selective Surface

Liste des symboles

ϵ	Permittivité relative.
μ	Perméabilité magnétique
ω	La pulsation de l'onde.
K	constante de propagation.
c	La vitesse de la lumière.
E	champ électrique.
H	champ magnétique.
f_c	La fréquence de coupure.
λ	La longueur d'onde.
λ_g	La longueur d'onde du guide.
λ_c	La longueur d'onde correspond à la fréquence de coupure.
L	Inductance
C	Capacité
Db	Décibel

Introduction générale :

La réduction des coûts de fabrication et l'amélioration des propriétés électriques sont des paramètres fondamentaux qui préoccupent les chercheurs depuis de nombreuses années. Plusieurs travaux de recherches ont été menés afin de concevoir des composants et des circuits micro-ondes ayant des hautes performances à la base de la technologie guide d'onde intégré au substrat (SIW : Substrate Integrated Waveguide) tels que : les guides [1-2], les coupleurs [3-4], les atténuateurs [5], les filtres [6-7], les duplexeurs de voies La technologie SIW est une technologie mature qui offre de nombreux avantages et elle est l'un des candidats potentiels permettant de fabriquer des composants à faibles coûts, de petites tailles présentant de faibles pertes et facilement intégrables. Parmi ces derniers, on trouve les filtres ayant une importance grandissante dans les systèmes de transmission, spécialement pour le cas des télécommunications spatiales.

Récemment, la technologie SIW et la technique DGS (Defected Ground Structure) ont été mixées fournissant ainsi des solutions prometteuses pour la réalisation de nombreux dispositifs micro-ondes. En fait, la configuration DGS est créée par une gravure dans un arrangement périodique ou non périodique ou sur les lignes micro rubans, les lignes coplanaires permettant une perturbation du courant au niveau du plan de masse.

Effectivement, l'objectif de cette thèse est de proposer des structures de filtres non conventionnels originaux réalisés sur la base de cavités SIW qui pourraient être utilisées pour les applications spatiales en plus hautes fréquences.

Ce mémoire de thèse est constitué de quatre chapitres, organisé comme suit :

Le premier chapitre introduit rapidement la technologie des lignes de transmission. Nous commençons au premier lieu par l'étude de la technologie volumique. Notons que la technologie des guides d'ondes rectangulaires et les guides d'ondes cylindriques sont les principaux dispositifs des lignes de transmission de signal micro-onde, dus aux bonnes performances de transmission sur les hautes fréquences. Cependant, la difficulté de fabrication de la technologie volumique nous impose d'étudier la technologie planaire puisqu'elle, nous offre la possibilité de guidage d'un signal micro-onde dans un circuit planaire, sachant que les pertes engendrées par ce type de lignes les rendent limitées.

. Dans la troisième partie, nous présentons la technologie SIW. Nous commençons par la définition et les avantages de cette technologie, puis par les règles de conception des guides SIW. On termine le chapitre par la transition des lignes micro rubans aux SIW.

Le deuxième chapitre est dédié à une présentation générale des dispositifs de filtrage utilisé dans la bande C. Une étude sur les différents types de filtres et leurs caractéristiques, plus particulièrement, les filtres passe-bande et leurs fonctions d'approximation : Butterworth et de Tchebychev y sont détaillés. Dans la dernière partie du chapitre nous présentons le filtrage par élément DGS et leur caractéristique.

Dans le troisième chapitre nous présentons les différentes techniques de miniaturisation excitantes dans la littérature ainsi que la méthode de miniaturisation utilisant les guides SIW. Notons que la technique demi modes SIW est la technique la plus utilisée actuellement dans la littérature pour la construction des différents composants à base de la technologie SIW.

Le quatrième chapitre est réservé à la présentation des différents résultats de simulations et de réalisations des filtres passe-bande en technologie SIW et HMSIW, combinée avec un DGS pour les applications en bande C.

La conclusion générale fait un bilan des résultats obtenus et donne les perspectives de recherche ouvertes du travail effectué dans cette thèse.

CHAPITRE I

La technologie guide d'ondes intégré au substrat

Introduction

Au cours de ces dernières années, le développement du domaine des télécommunications a suscité la réalisation des équipements de plus en plus compacts et performants, fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées. La mise en œuvre pratique de ces dispositifs est très onéreuse, vu que le poids et le volume sont des paramètres cruciaux. Les guides d'ondes sont des diapositives qui ont le plus bénéficié de ce développement [8].

Dans la première partie de ce premier chapitre, nous introduisons quelques notions sur la technologie volumique.

Dans la deuxième partie, nous présentons la technologie planaire (coplanaire, tri plaque, micro-ruban) et les autres technologies planaires.

Dans la troisième partie, nous présentons la technologie SIW. Nous commençons par la définition et les avantages de la technologie de guide SIW puis par les règles de conception de guide SIW et enfin on termine par la transition des lignes micro rubans aux SIW.

I.1 La technologie des guides d'ondes

Un guide d'ondes est une ligne de transmission employée pour guider l'énergie électromagnétique d'un point (générateur) à un autre (charge) utilisée dans les installations de communication par micro-ondes, de radiodiffusion et de radar. Un guide d'ondes est constitué d'un tube ou d'un tuyau métallique rectangulaire ou cylindrique... En mode TE, les lignes de flux électriques sont perpendiculaires à l'axe du guide d'ondes. Nous pouvons distinguer deux grandes familles de technologie de fabrication des guides d'ondes : la technologie volumique et la technologie planaire.

I.1.1 La technologie volumique

La technologie volumique est l'une des plus anciennes de l'histoire d'hyperfréquence. Elle se base sur l'utilisation de guides d'ondes pour sa réalisation. On peut distinguer deux types des guides d'ondes en technologie volumique : les guides d'ondes rectangulaires et les guides d'ondes circulaires.

I.1.1.1 Guide d'ondes rectangulaire

Les guides d'ondes rectangulaires sont l'un des premiers types de lignes de transmission. Un guide d'onde rectangulaire prend en charge les modes TM et TE, mais pas les modes TEM. La forme d'un guide d'onde rectangulaire est la suivante :

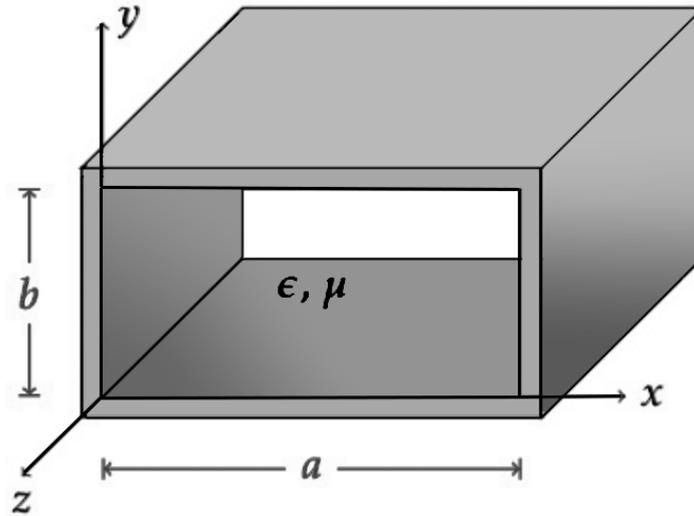


Figure I.1. : Guide d'onde rectangulaire [1]

I.1.1.1.a Equations de propagation

Les expressions du champ électromagnétique sont données à partir des équations de Maxwell qui s'écrivent sous la forme suivante [9] :

$$\overrightarrow{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \quad (I.1)$$

$$\overrightarrow{rot}\vec{B} = \mu_0\vec{J} + \epsilon_r\epsilon_0\mu_0\frac{\partial\vec{E}}{\partial t} \quad (I.2)$$

$$div\vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (I.3)$$

$$div\vec{H} = 0 \quad (I.4)$$

ϵ : permittivité diélectrique du matériau.

μ : Perméabilité magnétique du matériau.

ρ : densité volumique de charge électrique.

J : est la densité de courant.

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

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

Les équations des champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} sont données par:

$$\nabla^2\vec{E} + \omega^2\epsilon\mu\vec{E} = 0 \quad (I.5)$$

$$\nabla^2\vec{H} + \omega^2\epsilon\mu\vec{H} = 0 \quad (I.6)$$

La pulsation de l'onde est :

$$\omega = 2\pi f \quad (I.7)$$

Les solutions des équations de propagation de champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} (I.5) et (I.6) suivant l'axe Oz dans les coordonnées cartésiennes sont données sous les formes suivantes:

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y)e^{j\omega t - \gamma z} \quad (I.8)$$

$$\vec{H}(x, y, z, t) = \vec{H}(x, y)e^{j\omega t - \gamma z} \quad (I.9)$$

$$\gamma = \alpha + jB_g \quad (I.10)$$

Où:

γ : Coefficient de propagation

α : Coefficient d'atténuation

B_g : Constante de propagation.

k est la constante de propagation dans le milieu diélectrique dans lequel se propage l'onde à la vitesse v . Elle est donnée par :

$$k^2 = \omega^2 \epsilon \mu \quad (I.11)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r \epsilon_0 \mu_0}} \quad (I.12)$$

c : La vitesse de la lumière dans l'air donné par:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \cong 3.10^8 \text{ m/s} \quad (I.13)$$

Les équations (1.8) et (1.9) injectées respectivement dans (1.5) et (1.6) donnent:

$$\nabla_t^2 \vec{E} + (k^2 + \gamma^2) \vec{E} = 0 \quad (I.14)$$

$$\nabla_t^2 \vec{H} + (k^2 + \gamma^2) \vec{H} = 0 \quad (I.15)$$

Sachant que

∇_t^2 traduit le Laplacien transverse donné par: $\nabla_t^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$

et

$$k_c^2 = k^2 + \gamma^2 \quad (I.16)$$

Si les expressions de \vec{E} et \vec{H} sont remplacées dans les équations de Maxwell, après certaines transformations, on peut déterminer les composantes transversales à partir des composantes longitudinales E_z et H_z .

I.1.1.1.b Propagation des modes TE

Dans le mode de propagation TE on a : $E_z(x, y) = 0$ et $H_z \neq 0$

$H_z(x, y)$ doit satisfaire $\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + k_c^2 H_z = 0$ avec $\frac{\partial H_z}{\partial n} = 0$

La solution H_z s'écrit sous la forme:

$$H_z(x, y) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-\alpha z} e^{-i(\omega t - \beta z)} \quad (\text{I.17})$$

$$H_z(x, y) = H_z^* \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.18})$$

$$k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{I.19})$$

La configuration du champ électromagnétique est définie par deux entiers positifs m et n .

Les expressions TE_{mn} du champ électromagnétique de ce mode sont les suivantes:

$$E_x(x, y) = H_0^* \frac{i\omega\varepsilon n\pi}{k_c^2 b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.20})$$

$$E_y(x, y) = -H_0^* \frac{i\omega\varepsilon m\pi}{k_c^2 a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.21})$$

$$E_z(x, y) = 0 \quad (\text{I.22})$$

$$H_y(x, y) = -H_0^* \frac{\gamma m\pi}{k_c^2 a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.23})$$

$$H_x(x, y) = H_0^* \frac{\gamma n\pi}{k_c^2 b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.24})$$

$$H_y(x, y) = H_0^* \frac{\gamma n\pi}{k_c^2 b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.25})$$

$$H_z(x, y) = H_z^* \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.26})$$

I.1.1.1.c Propagation des modes TM

Le mode TM est caractérisé par $H_z = 0$ et $E_z \neq 0$. Seulement le champ magnétique est orthogonal à l'axe de propagation

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

Les expressions des différents composants des champs électromagnétiques sont les suivantes :

$$E_z(x, y) = E_0^* \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.27})$$

$$E_x(x, y) = -E_0^* \frac{\gamma m\pi}{k_c^2 a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.28})$$

$$E_y(x, y) = -E_0^* \frac{\gamma}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.29})$$

$$H_x(x, y) = E_0^* \frac{i\omega\varepsilon}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.30})$$

$$H_y(x, y) = -E_0^* \frac{i\omega\varepsilon}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.31})$$

I.1.1.1.d Les modes de propagation et fréquence de coupure

En général, il existe trois types de mode de propagation : TE_{mn} (Transverse électrique), où m et n sont des entiers positifs ou nuls, sachant que le cas où $m = 0$ est exclu. TM_{mn} (Transverse magnétique), où m et n sont des entiers positifs ou nuls. Chaque mode est caractérisé par une fréquence de coupure spécifique. La fréquence de coupure f_c dépend de la géométrie du guide et des propriétés physiques du milieu entre les conducteurs.

Le mode transverse électromagnétique TEM ne peut pas exister dans un guide fermé en raison de ses parois qui forment une équipotential dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation.

$$f_c = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{I.32})$$

a, b : Dimensions du guide.

m, n : Les numéros de mode

On tire la pulsation de coupure du mode TE_{mn}

$$w_c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{I.33})$$

I.1.1.1.e Lignes de champs

Les figures I.2 et I.3 représentent respectivement les lignes de champs du mode TE_{10} et TM_{11} d'un guide d'ondes rectangulaires

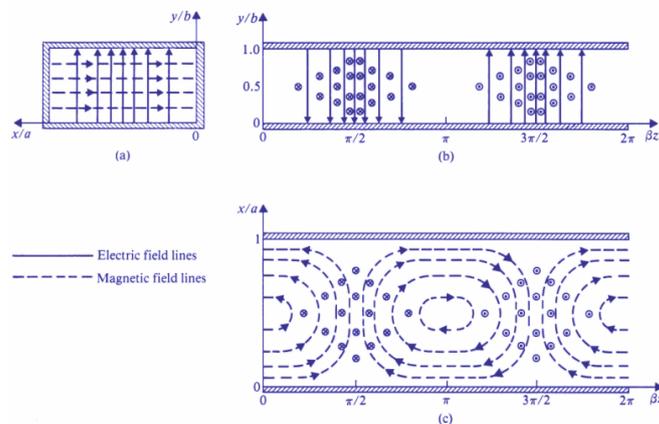


Figure I.2 : Lignes de champ du mode TE_{10} dans un guide rectangulaire [10]

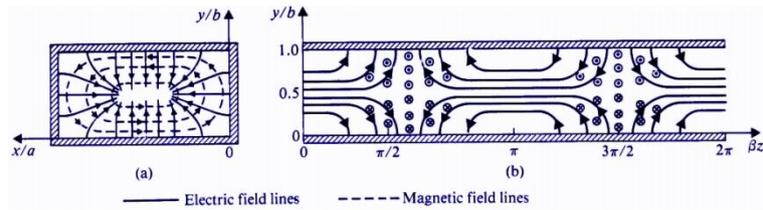


Figure I.3 : Lignes de champ du mode TM_{11} dans un guide rectangulaire [10]

I.1.1.2 Guide d'onde circulaire

La figure I.4 représente un guide d'ondes circulaire. Les modes se propageant à travers ce type de guide peuvent être le mode TE ou le mode TM . Le mode de fonctionnement est le même du guide rectangulaire.

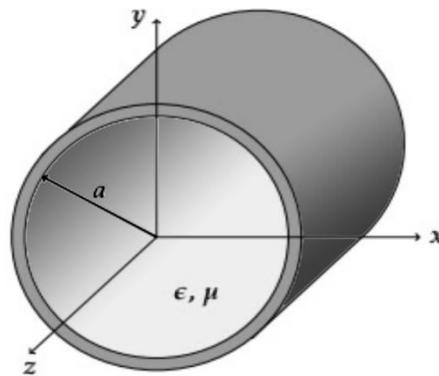


Figure I.4 : Guide d'onde circulaire [1]

I.1.2 Technologies planaires

Les structures planaires de propagation d'ondes électromagnétiques sont actuellement pratiquement indispensables dans la conception des dispositifs électroniques micro-ondes. Ainsi, plusieurs types de structures ont été envisagés par les chercheurs et la technologie planaire reste la plus utile puisqu'elle permet une meilleure intégration des composants et donc une diminution de l'encombrement des dispositifs. Dans cette partie, une étude des différentes technologies utilisées dans le domaine du filtrage planaire est menée.

Les technologies planaires reposent essentiellement sur un substrat diélectrique et une ou deux couches métalliques qui se déposent sur le dessus, le dessous ou les deux. Le choix du substrat diélectrique est basé sur ses caractéristiques électriques, mécaniques et thermiques. Les couches métalliques sont composées de métaux à haute conductivité tels que l'argent, l'or ou le cuivre. Des techniques telles que la sérigraphie et l'électrolyse sont utilisées pour réaliser le processus de dépôt de métal. Enfin, la structure est mise en œuvre au moyen

de méthodes de gravure telles que la lithographie, le traitement par soustraction et additive et le perçage de vias à l'aide de forets mécaniques ou au laser, en fonction du matériau du substrat.

I.1.2.1 La technologie coplanaire

La structure de la ligne coplanaire est un type de guide d'onde utilisée pour les circuits intégrés.

La ligne d'onde coplanaire représentée sur la figure (I.5), a une ligne de bande centrale séparée de deux plans de masse par deux intervalles. Cette technologie présente plus de flexibilité dans la conception en ajustant les espaces à la largeur de la ligne de signal. De plus, tous les conducteurs sont situés sur la même couche et les connexions à la terre par des trous traversant sont éliminées. Cependant, cette structure souffre également de pertes diélectriques et reste difficile et coûteuse à réaliser le principal inconvénient de cette technologie est la difficulté à garder un mode *TEM* sur l'ensemble du circuit. En effet, la présence de deux plans de masse et d'un conducteur pour cette technologie fait apparaître deux modes de propagation possibles, un mode quasi-*TEM* recherché [11]

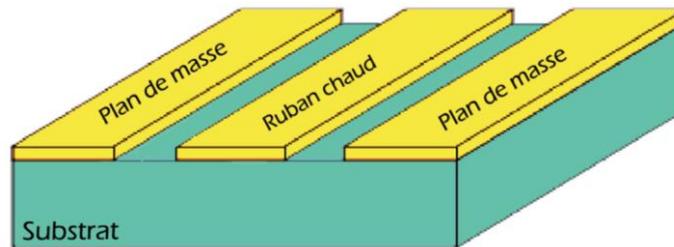


Figure I.5 : Vue tridimensionnelle d'une ligne coplanaire [8]

I.1.2.2 La technologie tri-plaque

La ligne tri-plaque consiste à utiliser un ruban métallique noyé dans un substrat dont les deux faces ont été métallisées (Figure I.6). Cette technologie tri-plaque peut être symétrique (la ligne de transmission est située à égale distance des deux plan de masse) ou asymétrique (le ruban est plus proche d'un des plans de masse que de l'autre). Cette technologie permet de réaliser des circuits compacts en raison de la permittivité élevée sur l'ensemble de la structure. Comme dans le cas de la technologie coplanaire, il y a trois conducteurs donc deux modes différents peuvent exister, or un seul est exploitable, c'est pourquoi il est nécessaire de relier les deux plans de masse par des trous métallisés afin d'empêcher le mode parasite de s'installer [12].

Les inconvénients majeurs de tri-plaque sont les dispersions technologiques et d'avoir des coûts de réalisation élevés par rapport aux autres technologies planaires à cause de la difficulté de réalisation des composants ajoutés

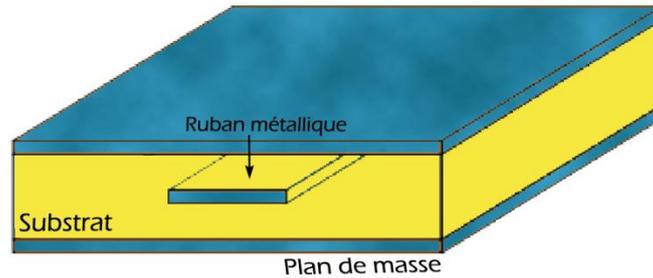


Figure I.6 : Vue tridimensionnelle d'une ligne Tri-plaques [8]

La figure I.7 : illustre les lignes de champs électriques et magnétiques d'une ligne tri-plaques.

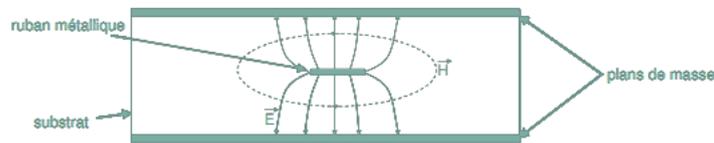


Figure I.7 : Configuration de champs électrique et magnétique pour une ligne Tri-plaques [10].

I.1.2.3 La technologie micro-ruban

Les lignes micro-ruban illustrés à la Figure. I.8, sont des circuits imprimés présentant un design compact qui peut être directement adapté à la technologie des transistors conventionnels. Cette technologie est constituée d'un ruban métallique situé sur une face du substrat, le plan de masse étant déposé sur l'autre face du substrat. Le mode propagé est un mode quasi-*TEM* dont la distribution des lignes de champs est présentée sur la figure I.9. Cette technologie est très utilisée pour la conception des circuits imprimés à haute fréquence car elle permet une grande souplesse topologique le principal problème des lignes de transmission conventionnelles est qu'elles subissent des pertes importantes dans la plage des ondes millimétriques [11].

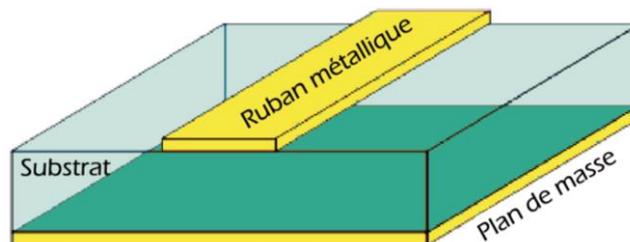


Figure I.8 : Vue tridimensionnelle d'une ligne micro-ruban [8]

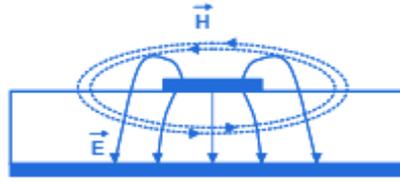


Figure .I.9 : Configuration des champs électrique et magnétique pour une ligne micro-ruban [10]

I.1.2.4 Les autres technologies planaires

D'autres technologies planaires existent et permettent d'améliorer certains facteurs. Nous pouvons citer par exemple, la technologie multicouche, la technologie membrane...

I.1.2.5 La technologie multicouche

La technologie multicouche vise à augmenter la flexibilité de conception de la technologie micro-ruban ; c'est-à-dire élargir la plage d'impédances caractéristiques réalisables (5 à 125 Ω) en comparaison avec la plage d'impédances caractéristiques accessibles en technologie micro-ruban classique (20 à 100 Ω).

I.1.2.6 La technologie LTCC

La technologie LTCC est mise au point en 1990 pour répondre aux exigences de compacité, de coût et de complexité des applications MMIC et à ondes millimétriques. Il consiste à empiler plusieurs couches de substrat, chacune d'entre elles ayant subi plusieurs processus plans. Les bandes de substrat sont percées, sérigraphées et coupées séparément. Ensuite, elles sont empilées, laminées et Co-chauffées à des températures proches de 900 ° C, pour obtenir finalement une structure homogène et compacte. Le processus est caractérisé par le fait que le produit final fonctionne comme s'il n'y avait qu'une seule couche de substrat, sans dégrader les propriétés électriques entre les couches. L'utilisation d'encres conductrices de haute qualité est rendue possible par les températures relativement basses présentes pendant le processus de cuisson. De plus, des métaux comme l'argent, l'or ou le cuivre pourraient être utilisés sans compromettre leurs propriétés électriques.

I.1.2.7 La technologie membrane

Dans cette technologie, un ruban métallique est déposé sur une fine couche diélectrique de faible permittivité. Cette couche diélectrique, dont l'épaisseur est de quelques micromètres, est suspendue dans l'air au-dessus d'un plan de masse. La faible épaisseur et la faible permittivité de la couche diélectrique rendent l'effet de celle-ci négligeable

I.1.2.8 La technologie HTS

La découverte de la haute température par un prix Nobel supraconducteurs (HTS) en 1986 a déclenché une crise mondiale recherche et développement au cours des 15 dernières années. Bien que les supraconducteurs métalliques conventionnels à basse température sont connus depuis longtemps, le coût extrêmement élevé de la réfrigération a limité leur utilisation dans de nombreuses applications. Les nouveaux HTS permettent l'utilisation de systèmes de refroidissement, qui sont beaucoup plus petit et moins coûteux que ceux requis pour les supraconducteurs métalliques

Dans les applications hyperfréquences, la technologie HTS offre de nombreux avantages. Percées dans les performances des composants et des sous-systèmes. Léger, petit volume et hautes performances, qui sont propriétés de la technologie supraconductrice, sont également les principaux moteurs de la conception et de la construction de micro-ondes systèmes.

I.2 La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat

I.2.1 Introduction

Récemment, le secteur des télécommunications a connu des développements majeurs en matière de miniaturisation et d'intégration, avec la réalisation d'équipements haute performance, à faible coût, de taille compacte et de réduction de masse [13]. La réalisation de ces équipements haute fréquence, tels que: filtres, coupleurs, guides, antennes et oscillateurs, à hautes performances demande beaucoup en volume et en poids.

Pendant longtemps, le guide d'ondes rectangulaire a été considéré comme une ligne de transmission efficace et a été extrêmement utilisé dans le système à ondes millimétriques et à micro-ondes depuis plusieurs années. Cependant, en raison de sa structure volumineuse, il était difficile d'être fabriqué à faible coût et de s'intégrer à des structures planaires, mais les chercheurs ont surmonté ce problème avec les progrès du guide d'ondes intégré au substrat (SIW), une nouvelle technologie de guides d'ondes. En attendant, SIW représente une technologie mature offrant de nombreux avantages et constituant l'un des candidats potentiels pour la fabrication de composants à faible coût, de petite taille, à faible perte et faciles à intégrer [14-15].

Les technologies SIW sont largement utilisées pour la conception de divers composants destinés aux systèmes à micro-ondes, tels que: antenne cornet SIW à large bande semi-ouverte [16], antenne à ondes de fuite [17-18], antenne antipodale [19], antenne WIFI [20], filtre passe-bande utilisant des structures périodiques réactives longitudinales [21].

En 1997, une première application de la technologie SIW apparait pour les antennes Millimétriques [22], suivie par d'autres études connexes [23], puis l'utilisation des composants SIW en LTCC [24]. 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 [22]. L'excitation par ligne micro-ruban comme transition vers une topologie SIW a fait l'objet d'un travail publié en 2001 [24], cette excitation est devenue, la référence des excitations de circuits SIW.

I.2.2 Définition des guides d'ondes intégrés au substrat

Les guides d'ondes intégrés au substrat (GIS ou SIW en anglais) sont des guides d'ondes rectangulaires formés de deux plans conducteurs solides, séparés par un substrat diélectrique, avec des parois latérales de conducteur émuloées par des rangées de vias métallisés traversant. En variante, les parois latérales du SIW peuvent être formées en pulvérisant du cuivre sur des creux coupés au laser dans le substrat [25]. La paroi latérale de via est une structure périodique à 1 dimension (1-D) qui peut être décomposée en une connexion en série de cellules unitaires pour faciliter l'analyse. La structure SIW est conçue en choisissant des vias espacés de manière appropriée, de même diamètre, afin de supporter suffisamment la propagation d'ondes guidée avec un minimum de pertes de rayonnement. L'espacement entre les vias contrôle la quantité de fuite de champ hors du guide d'ondes. Si les vias sont trop éloignés les uns des autres, la propriété d'isolation du SIW sera compromise. Ce potentiel de fuite fixe la limite quant aux modes de propagation possibles dans ce guide d'ondes périodique [26].

I.2.3 Les avantages de la technologie SIW

Les guides d'ondes intégrées au substrat montres des avantages tels que [27] :

- Faible couts de réalisation
- Faibles pertes
- Un facteur de qualité élevé
- Taille réduite
- Facilité d'intégration avec d'autres systèmes

I.2.4 Les règles de conception

Pour concevoir une bonne structure SIW il faut suivre quelques étapes de conception. La réalisation d'un guide SIW tel qu'illustré sur la figure I.10 est basée sur un substrat diélectrique, qui contient des vias métalliques soudés aux deux couches conductrices

supérieure et inférieure afin de confiner le champ électrique dans le guide d'ondes. Les grandeurs d et s représentent respectivement le diamètre des vias métalliques et la distance entre les vias

La première étape de construction d'une structure SIW est l'emplacement des vias métallique comme indiqué dans [28]. Pour ne pas avoir de chevauchement entre les vias métalliques la distance s doit être supérieure au diamètre du vias d et puisque les vias métalliques jouent le rôle d'un mur métalliques, les vias doivent donc être le plus rapprochés possibles. Cependant, le circuit devient alors très fragile aux bris mécaniques lorsque ces vias sont trop près les uns des autres, si, à l'inverse, ils sont trop espacés, les pertes par radiation peuvent rapidement devenir trop élevées. Le diamètre d a aussi un impact sur les pertes et doit être optimisé par s . Il est montré dans [29] que le rapport s/d a une relation directe sur les pertes et il faut l'utiliser comme un paramètre de conception d'un guide SIW. D'après Deslandes [30], si $s = 2 \times d$, on peut dire que les pertes par radiation sont alors négligeables par rapport aux autres pertes [31] :

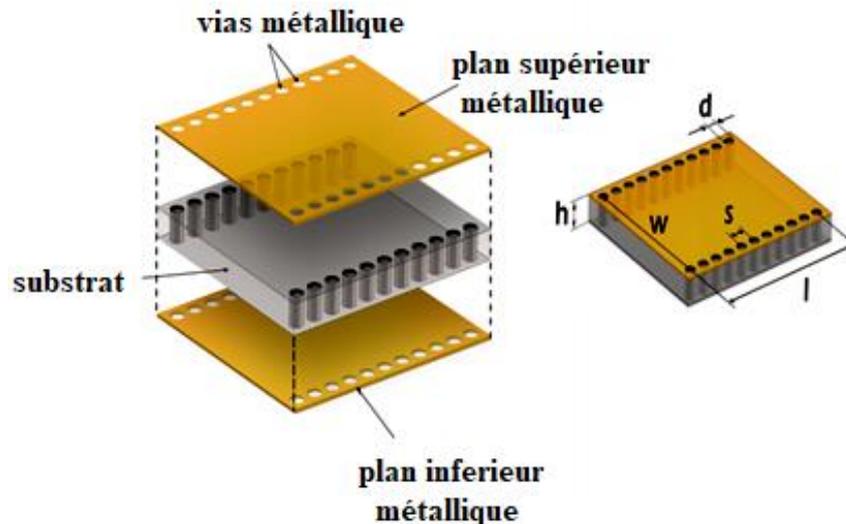


Figure I.10 : Structure de guide d'onde intégré au substrat

$$S \leq 2d \quad (\text{I.34})$$

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (\text{I.35})$$

Où: λ_g est la longueur d'onde guidée donnée par [32]:

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

Un autre paramètre important est la distance entre les deux rangées de via, ce qui définit la largeur du guide SIW. Cette distance est représentée par le paramètre a_s dans la figure I.11.

Ce paramètre est déterminé à partir des équations de conception d'un guide d'onde rectangulaire.

Où la fréquence de coupure d'un guide d'onde rectangulaire du mode fondamental est la même que celle d'un guide d'onde intégrée au substrat, elle est donnée par:

$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{I.36})$$

Où:

c : La vitesse de la lumière.

m, n : Le nombre de mode.

a, b : Les dimensions du guide d'ondes.

Pour Un guide d'onde intégrée au substrat est considéré comme un guide d'ondes conventionnel rempli par un diélectrique RWG [33] la dimension a_d du guide d'ondes est calculé par l'équation (I.38) et avec la même fréquence de coupure du mode fondamental TE₁₀ :

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (\text{I.37})$$

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.38})$$

D'après [11], la largeur du guide d'onde SIW est donnée par :

$$a_s = a_d + \frac{d^2}{0.95s} \quad (\text{I.39})$$

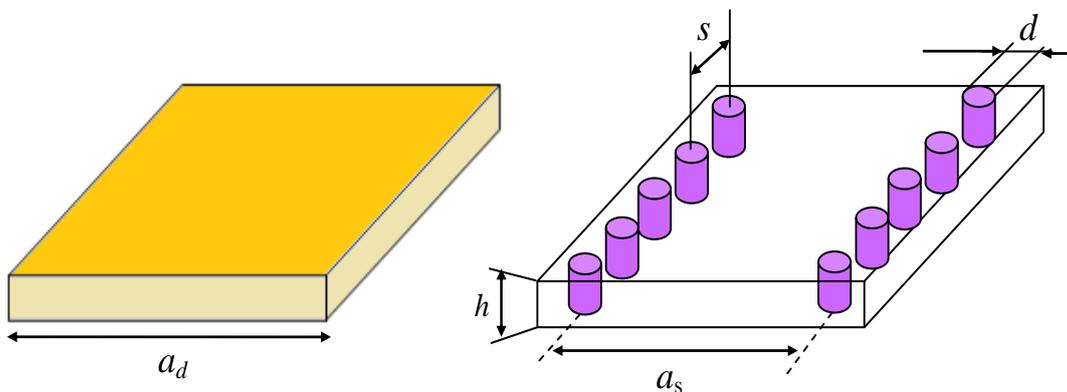


Figure. I.11 : Guide d'onde rectangulaire remplis par un substrat avec configurations SIW

La figure I.12 montre les distributions de champ de vision transversale du guide d'onde diélectrique et SIW à 5.5 GHz

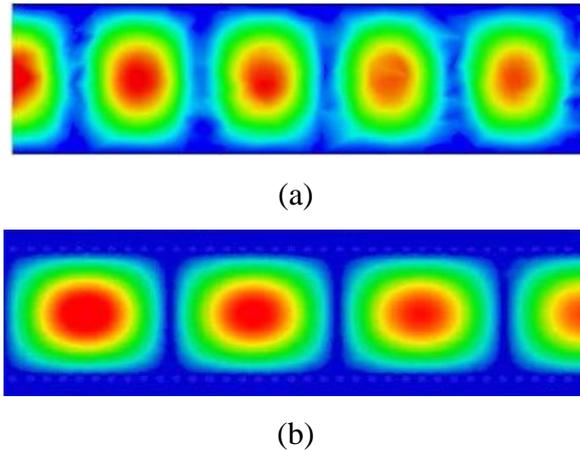


Figure. I.12 : La distribution de champ du guide d'onde à 5,5 GHz. (a) guide d'onde rectangulaire, (b) SIW sans transitions.

I.2.5 Transition des lignes micro-rubans aux guides d'ondes intégrés au substrat

Depuis que les composants SIW et les circuits planaires ont pu être intégrés sur le même substrat, différentes transitions efficaces ont été proposées pour adapter des guides d'ondes avec les circuits planaires [34]. Nous citons en particulier la transition micro-ruban conique (taper) coplanaire au guide d'onde [35], facilement réalisable.

La ligne micro-ruban est une des lignes de transmission les plus utilisées dans la conception de systèmes micro-ondes. Une transition du SIW vers une ligne micro-ruban a été proposée par Deslandes dans [36]. La topologie de la structure est donnée à la figure I.13

La transition peut être décomposée en deux parties : la ligne micro ruban et le guide d'onde rectangulaire.

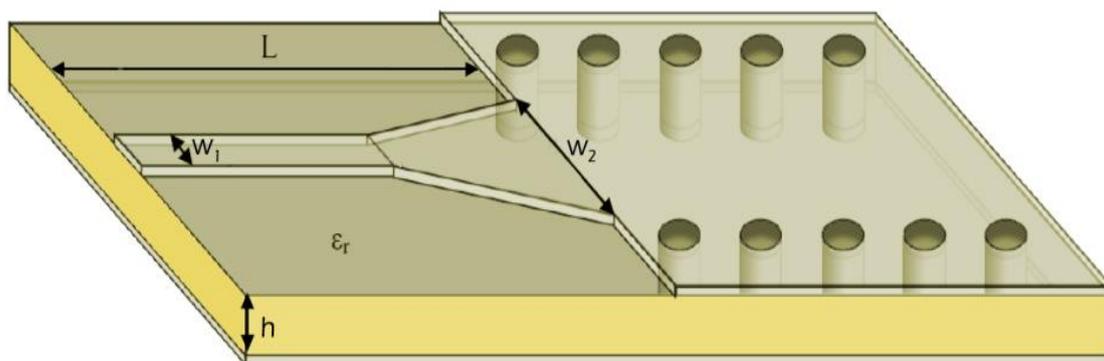
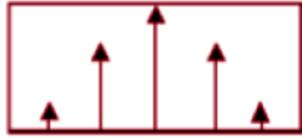
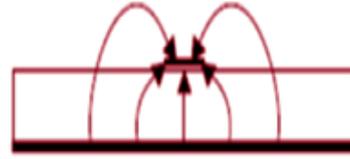


Figure. I.13 : Transition d'un SIW vers une ligne micro ruban

La figure I.14 représente les lignes de champs dans un guide d'onde rectangulaire et une ligne micro-ruban.



(a) Guide d'onde rectangulaire



(b) ligne micro-ruban

Figure. I.14 : lignes de champs (a) guide d'onde rectangulaire (b) une ligne micro ruban [8]

I.2.6 Impédance caractéristique

Comme le montre la figure I.15, cette transition nécessite le calcul des trois paramètres suivants :

- 1- la largeur initiale de la ligne micro-ruban W_1 ,
- 2- la largeur finale de la ligne micro-ruban W_2
- 3- la longueur L_2 du taper.

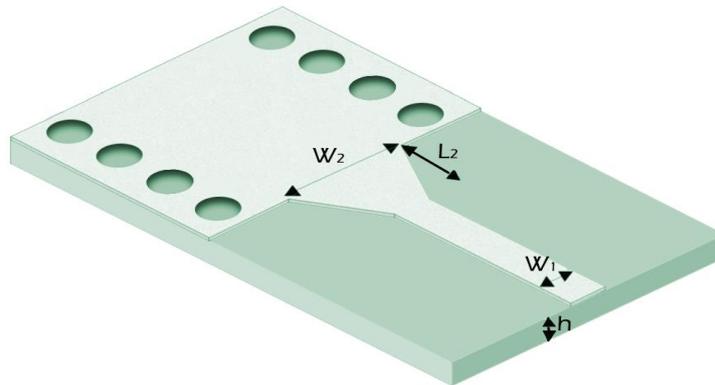


Figure. I.15 : paramètre géométrique de la transition

W_1 est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω . D'après [37], on calcule le rapport W_1/h par l'équation suivante

$$\frac{w_1}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{A-2}} \text{ pour } \frac{w_1}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] \text{ pour } \frac{w_1}{h} > 2 \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad \text{Et} \quad B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.41})$$

Avec

Z_0 : Impédance caractéristique de la ligne micro ruban.

h : Epaisseur du substrat.

ϵ_r : Permittivité relative du substrat.

Après le calcul de rapport W_1/h on peut déduire la valeur de W_1 puisque on a la valeur de h .

D'après [37], on calcule la valeur de W_2 en égalant les deux équations (I.42) et (I.43)

$$\frac{1}{w_e} = \left\{ \frac{\frac{60}{\eta h} \ln\left(8\frac{h}{w_2} + 0.25\frac{w_2}{h}\right)}{120\pi} \right\} \eta h \left[\frac{W_2}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W_2}{h} + 1.444\right) \right] \quad (\text{I.42})$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{4.38}{a_e} e^{-0.627 \frac{\frac{\varepsilon_r}{\frac{\varepsilon_{r+1}}{2} + \frac{\varepsilon_{r-1}}{2}} \frac{1}{\sqrt{1+12\frac{h}{w_1}}}}}{\sqrt{1+12\frac{h}{w_1}}} \quad (\text{I.43})$$

Avec

w_e : La largeur d'un guide d'onde qui modélise la ligne micro-ruban

a_e : La largeur d'un guide d'onde rectangulaire qui fournit la même fréquence de coupure

η : L'impédance d'onde

Pour déterminer la longueur L_2 on calcule la largeur médiane entre la ligne micro ruban et la fin de la transition d'après [38,39] :

$$W_{milieu} = \frac{W_1 + W_2}{2} \quad (\text{I.44})$$

Ensuite, on calcule la longueur d'onde pour cette largeur et on fixe la longueur à un quart de la longueur d'onde. Donc il faut trouver la constant diélectrique effectif correspond à cette largeur de la ligne micro-ruban par l'équation (I.45):

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_{r+1}}{2} + \frac{\varepsilon_{r-1}}{2} \frac{1}{\sqrt{1+12\frac{h}{w_{milieu}}}} \quad (\text{I.45})$$

La longueur d'onde de coupure est donnée par l'équation suivante :

$$\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_e}} \quad (\text{I.46})$$

Après le calcul de la longueur L_2 , nous devons adapter notre structure pour que la ligne d'alimentation soit adaptée au guide d'ondes SIW afin d'obtenir une meilleure transmission. Pour cela, il est nécessaire de calculer l'impédance du guide SIW qui est donnée par l'équation suivante [40] :

$$Z_{pi} = Z_{TE} \frac{\pi^2 h}{8a_s} \quad (\text{I.47})$$

λ_g est la longueur d'onde guidée. Elle est donnée par la formule suivante :

$$\lambda_g = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \varepsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (\text{I.48})$$

Où, Z_{TE} représente l'impédance de l'onde. Pour le mode TE_{10} , cela donne :

$$Z_{TE} = j \frac{\omega}{\gamma} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \times \frac{\lambda g}{\lambda} \quad (\text{I.49})$$

I.3 Implémentation de la technologie SIW

Les SICs (Substrate Integrated Circuits) peuvent être construits en utilisant les structures synthétisées intégrées avec les autres circuits planaires comme la ligne micro-ruban ou autres sur le même substrat diélectrique. Plusieurs SICs passifs et actifs sont mentionné dans cette section.

I.3.1 Circuits passifs en 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 [41] par comparaison avec les fonctions de guide d'ondes classiques. Quelques exemples de composants passifs sont reportés sur les figures I.16, comme le filtre passe-bande [42], la cavité rectangulaire [43], le coupleur [44], [45], et le duplexeur SIW [46]

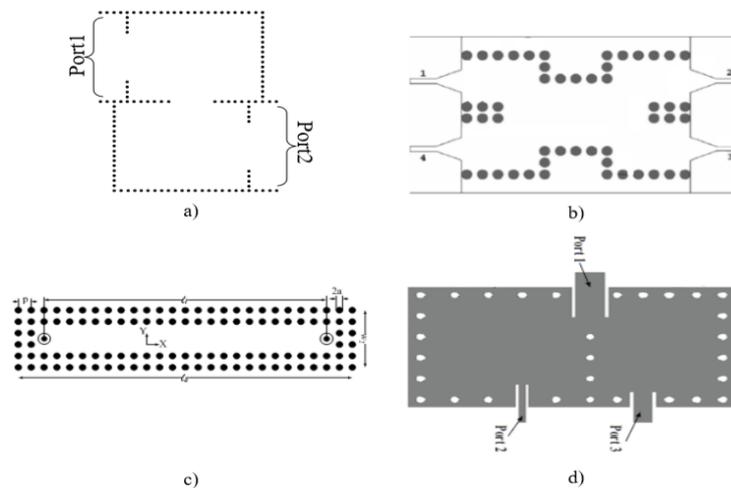


Figure I.16 : Exemples des circuits passifs SIW, a) Filtre passe-bande SIW [42], b) Coupleur SIW [44]- [45], c) Guide rectangulaire SIW [43], d) Duplexeur SIW [46].

I.3.2 Circuits actifs en 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-Substrat) sont ouvertes. Essentiellement, la conception et l'optimisation des circuits actifs consistent à intégrer des dispositifs actifs dans

des circuits SIW passifs et les relier en utilisant les avantages de la technologie tels que, par exemple, les faibles pertes, l'isolation élevée et une taille compacte pour obtenir de bonnes performances à faible coût. Généralement l'une des faces conductrices du SIW est utilisée pour reporter la fonction active, la connexion étant assurée par des lignes micro-ruban. Les développements récents d'oscillateurs en 2012 [47], de mélangeurs [48] et d'amplificateurs [49] sont notables. Quelques exemples sont reportés sur la Figure I.17.

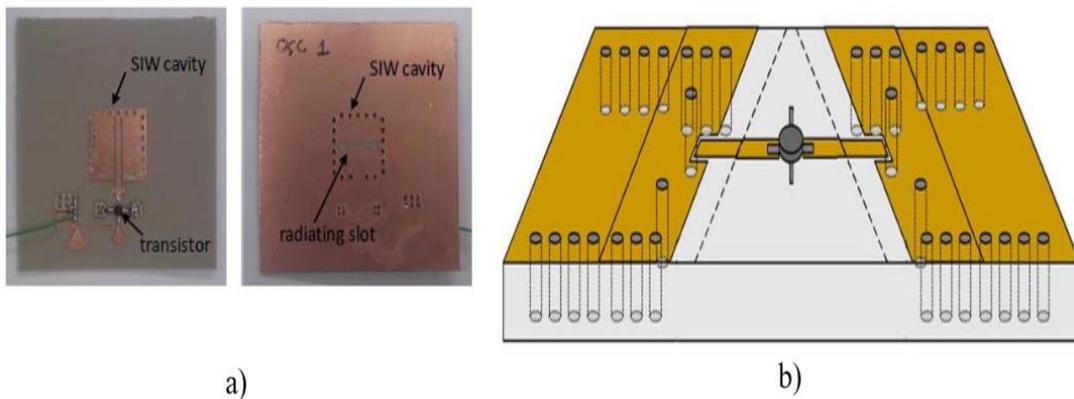


Figure I.17 : Exemples des circuits actifs SIW, a) oscillateur SIW [50], b) amplificateur SIW [49].

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté quelques notions sur les guides d'ondes. En premier lieu nous avons étudié les deux familles de technologies volumiques et planaires et par la suite nous avons présenté les paramètres et la conception d'une nouvelle technologie nommée SIW. Cette technologie est très prometteuse grâce à son faible coût de réalisation et la facilité d'intégration avec d'autres circuits intégrés.

CHAPITRE II

Théorie et conception des filtres avec la technologie SIW-DGS

Introduction

Les filtres sont des composants clés des systèmes de communication modernes, Ils permettent à de nombreuses applications (télécommunications, instrumentation, vidéo, radars, ...) de se partager et d'utiliser au mieux la ressource limitée qu'est le spectre, en permettant notamment de limiter les interférences des systèmes les uns par rapport aux autres.

Les filtres peuvent être classés en cinq types : passe-bas, passe haut, passe bande, coupe bande et multi-bandes. La conception d'un filtre est une ingénierie complexe qui nécessite une méthodologie bien développée. La conception des filtre sa besoin d'une nouvelle procédure et structure permettant d'obtenir des bons résultats de simulation. La technique DGS est l'une des solutions clés pour obtenir de meilleures performances.

Comme tout dispositif de télécommunication des le domaine micro-ondes les caractéristiques des filtres varient selon le domaine fréquentiel de fonctionnement. La dénomination usuelle des bandes micro-ondes est donnée dans le tableau II.1

Bande	Fréquences	Applications
L	1 à 2 GHz	Communication mobile
S	2 à 4 GHz	
C	4 à 8 GHz	Service fixe
X	8 à 12.5 GHz	Application militaires
Ku	12.5 à 18 GHz	Service fixe
K	18 à 26 GHz	
Ka	26 à 40 GHz	

Tableau II.1 : Répartition et utilisations des bandes de fréquences en télécommunication spatiale.

II.1 Généralité sur les filtres

II.1.1 Définition du filtre

Le filtre est un réseau à deux ports utilisé pour contrôler la réponse en fréquence à un moment donné dans un système à micro-ondes. Il fournit une transmission à des fréquences situées dans la bande passante du filtre et une atténuation dans le reste de la bande, la bande d'arrêt. Les réponses en fréquence typiques comprennent les caractéristiques passe-bas, passe-haut, passe-bande et de rejet de bande. Le filtre parfait aurait une atténuation infinie dans la

bande passante et une perte d'insertion nulle avec une réponse en phase linéaire (pour éviter toute distorsion du signal) dans la bande passante [51].

II.1.2 Rôle des filtres

Le filtrage est une forme de traitement de signal, obtenu en envoyant le signal à travers un ensemble de circuit électronique, qui modifie son spectre de fréquence et/ou sa phase et donc sa forme temporelle.

Il peut s'agir soit :

- d'éliminer ou d'affaiblir des fréquences parasites indésirables
- d'isoler dans un signal complexe, la ou les bandes de fréquences utiles.

II.1.3 Classification des filtres

a- Filtre passe bas : il permet la transmission des signaux avec une atténuation faible ou nulle à des fréquences inférieures à une fréquence critique prédéterminée, appelée fréquence de coupure, et rejette les signaux à des fréquences supérieures à la fréquence de coupure.

b- Filtre passe haut : il permet la transmission des signaux peu ou pas atténués à des fréquences supérieures à la fréquence de coupure et rejette les signaux à fréquences inférieures à la fréquence de coupure.

c- Filtre passe bande : il autorise la transmission de signaux avec des fréquences appartenant à une bande limitée par une fréquence de coupure inférieure et supérieure et rejette les signaux hors de cette bande.

d- Filtre coupe bande : il rejette les signaux dans une bande de fréquences limitée par une fréquence de coupure inférieure et supérieure et permet la transmission à des fréquences situées en dehors de cette bande.

Le tableau suivant montre les circuits équivalents des filtres (passe bas, passe haut, passe bande, coupe bande)

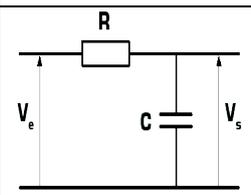
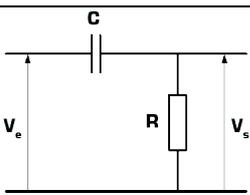
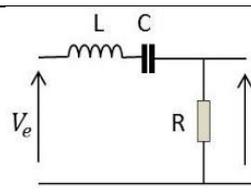
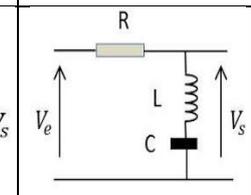
Type de Filtre	Filtre passe bas	Filtre passe haut	Filtre passe bande	Filtre coupe bande
Circuit équivalent				

Tableau II.2 : circuits équivalent des filtres.

II.1.4 Gabarits des Filtres

Un filtre idéal présente :

- un affaiblissement nul dans la bande de fréquence que l'on désire conserver (Bande passante)
- un affaiblissement infini dans la bande que l'on désire éliminer (Bande atténuée)

Il est impossible pratiquement de réaliser de tels filtres. Aussi se contente-t-on d'approcher cette réponse idéale en :

- conservant l'atténuation inférieure à A_{max} dans la bande passante,
- conservant l'atténuation supérieure à A_{min} dans la bande atténuée.

Cela conduit ainsi à définir un gabarit définissant des zones interdites et des zones dans lesquelles devront impérativement se situer les graphes représentant l'atténuation du filtre en fréquence.

Suivant le type de réponse que l'on désire obtenir, on est amené à définir quatre familles de filtres (figure II.1).

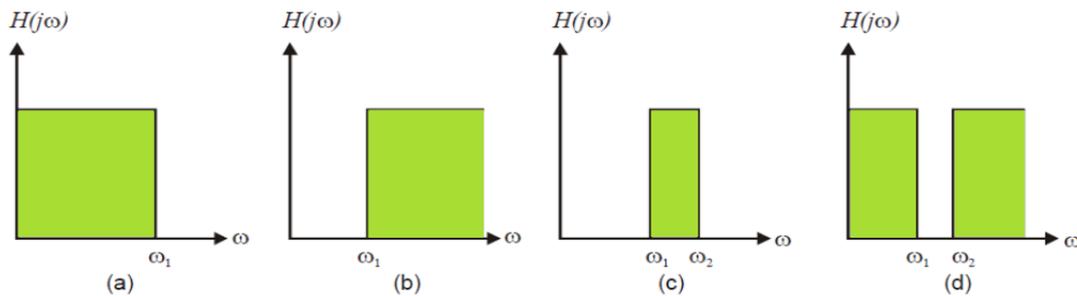


Figure II.1 : Gabarit des filtres idéaux : (a) passe-bas, (b) passe-haut, (c) passe bande et (d) coupe bande [12].

Ainsi, à chaque application de filtrage, un cahier de charge est associé comportant les spécifications définies par un gabarit. Les figures II.2 et II.3 illustrent l'exemple de ce gabarit pour le cas de filtre passe bas et le filtre passe bande respectivement.

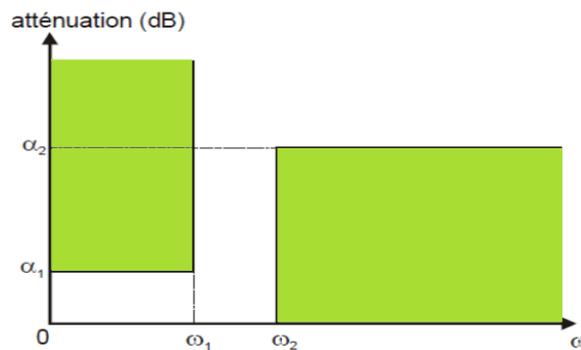


Figure II.2 : Exemple de cahier des charges d'un filtre passe bas [52].

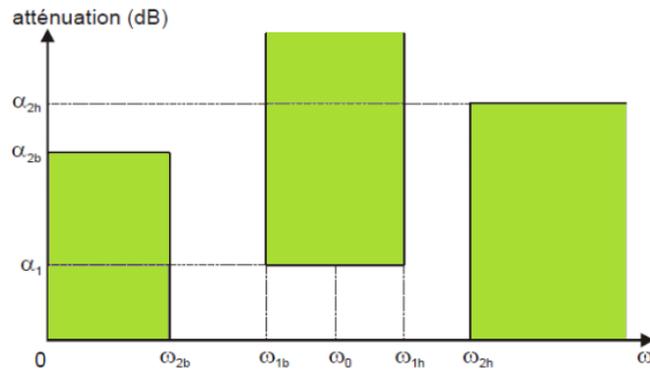


Figure II.3 : Exemple de cahier des charges d'un filtre passe bande [52].

II.1.5 Matrice [S] du quadripôle

Un filtre peut être représenté par un quadripôle passif (pas de source auxiliaire de puissance électrique) décrit sur la figure II.4.

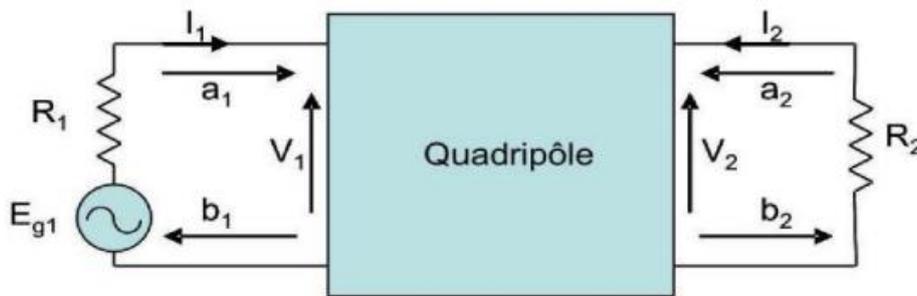


Figure II.4 : Représentation du filtre par un quadripôle [52].

V_1, V_2 : Tensions d'entrée et sortie du quadripôle

I_1, I_2 : Courant d'entrée et sortie du quadripôle

Dans le domaine des hyperfréquences, un quadripôle est généralement défini par ses paramètres S_{ij} (ScatteringParamètres : paramètres de répartition) qui permettent de définir complètement les caractéristiques d'un multi-pôle linéaire ne comportant pas de sources d'énergie internes et en particulier d'un quadripôle linéaire passif tel qu'un filtre passif. Le graphe de fluence des paramètres S_{ij} est présenté à la figure II.5. [52].

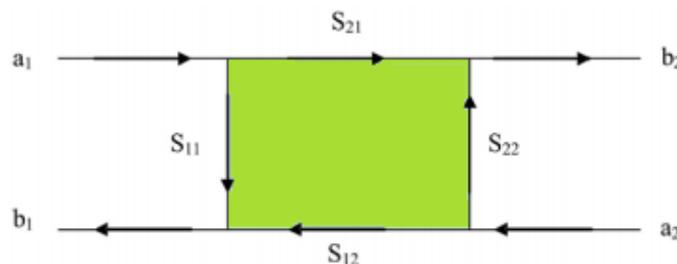


Figure II.5 : Graphe de fluence d'un quadripôle.

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

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

- Le coefficient S_{12} représente le coefficient de transmission à l'entrée lorsque la sortie est adaptée.
- Le coefficient S_{21} représente le coefficient de transmission à la sortie lorsque la l'entrée est adaptée.
- Le coefficient S_{11} représente le coefficient de réflexion en entrée lorsque la sortie est adaptée.
- Le coefficient S_{22} représente le coefficient de réflexion à la sortie lorsque l'entrée est adaptée

Un quadripôle est dit linéaire lorsqu'il est constitué uniquement de dipôles et éléments linéaires. On peut ainsi définir différents paramètres comme suit [52,53, 54]

La puissance disponible du générateur P_A :

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

La puissance réfléchiée en entrée P_1 :

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

La puissance délivrée à la charge P_2 :

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

Les pertes d'insertions sont définies par

$$\frac{P_A}{P_2} = \frac{1}{|H(j\omega)|^2} = \frac{1}{|S_{21}(j\omega)|^2} \quad (\text{II.5})$$

Les pertes par réflexion sont définies par

$$\frac{P_A}{P_1} = \frac{1}{4 \frac{|V_1|^2 R_1}{|E_{g1}|^2 R_2}} = \frac{1}{|T(j\omega)|^2} = \frac{1}{|S_{11}(j\omega)|^2} \quad (\text{II.6})$$

$H(j\omega)$ et $T(j\omega)$ sont respectivement la fonction de transfert et la fonction de réflexion du quadripôle. Lorsque le quadripôle est purement réactif [54]

$$|H(j\omega)|^2 + |T(j\omega)|^2 = |S_{21}(j\omega)|^2 + |S_{11}(j\omega)|^2 = 1 \quad (\text{II.7})$$

II.1.6 Notion Fonction de transfert

La conception d'un filtre commence généralement par la détermination de la fonction de transfert qui satisfait une spécification de filtre donnée. Comme les processus physiques dans les circuits électriques peuvent être représentés comme des intégrales et des dérivées de courants et de tensions, il est commode d'utiliser des variables complexes pour l'analyse des circuits à excitations harmoniques dans le domaine fréquentiel et la fonction de transfert peut être spécifiée mathématiquement sous la forme d'un rapport de deux polynômes de fréquence complexe. L'expression analytique de la fonction de transfert constitue une interface entre la spécification initiale et un prototype de filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est normalisée à l'unité. Dans cette section, nous décrivons brièvement les types de polynômes couramment utilisés pour l'approximation des réponses en fréquence du filtre [55].

La figure II.6 illustre un réseau de transmission sans perte à double terminaison pouvant représenter un filtre passe-bande sans perte. Supposons que P_1 est la puissance d'entrée à transmettre par le circuit, tandis que P_2 est la puissance de sortie disponible à la charge.

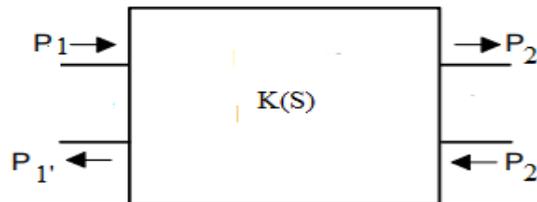


Figure II.6 : Réseau linéaire sans perte à double terminaison.

Puisque dans les circuits passifs, P_2 ne peut pas dépasser P_1 , il convient de noter que:

$$\frac{P_1}{P_2} = 1 + |K(s)|_{s=j\omega}^2 \quad (\text{II.8})$$

Où $K(s)$ est une fonction rationnelle dans s avec des coefficients réels. D'autre part, le rapport de puissance inversé de l'équation II.8 est une valeur au carré du coefficient de transmission, connu dans la théorie de la ligne de transmission sous le paramètre de diffusion $S_{21}(s)$:

$$|S_{21}(s)|_{s=j\omega}^2 = \frac{1}{1 + |k(s)|_{s=j\omega}^2} \quad (\text{II.9})$$

La puissance réfléchie est caractérisée par le coefficient de réflexion, ou paramètre de diffusion $S_{11}(s)$, qui est lié (pour les réseaux sans pertes) à $S_{21}(s)$ via:

$$|S_{11}(s)|^2 + |S_{21}(s)|^2 = 1 \quad (\text{II.10})$$

On peut montrer que, pour les réseaux linéaires invariants dans le temps, on peut représenter $S_{11}(s)$ sous forme de rapport

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{E(s)} \quad (\text{II.11})$$

Ainsi, en prenant en compte de l'équation II.10, il est correct que :

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon * E(s)} \quad (\text{II.12})$$

$$P(s).P(-s) = E(s).E(-s) - \varepsilon^2.F(s).F(-s) \quad (\text{II.13})$$

Les polynômes $E(s)$, $F(s)$ et $P(s)$ sont appelés polynômes caractéristiques. La détermination de leurs coefficients à partir de la spécification donnée pose le problème de l'approximation. La fonction $K(s)$ est connue sous le nom de fonction caractéristique, qui peut être dérivée des polynômes caractéristiques à l'aide de l'expression suivante :

$$K(s) = \varepsilon \frac{F(s)}{P(s)} \quad (\text{II.14})$$

A l'équation II.14, la constante d'ondulation ε est utilisée afin de normaliser l'amplitude maximale du filtre en bande passante. Dans la procédure de synthèse, les deux polynômes sont normalisés de manière à ce que leurs coefficients les plus élevés soient égaux à l'unité et que le facteur constant résultant soit absorbé dans la constante d'ondulation.

II.2 Différentes fonction d'approximation

En général, plusieurs fonctions caractéristiques sont disponibles pour l'approximation. Cependant, plusieurs fonctions classiques sont traditionnellement notées. Ce sont Butterworth, Tchebychev et Tchebychev inverse, Causer ou elliptique et leurs modifications. La figure II.7 illustre le prototype passe-bas de trois types de filtres. Les propriétés et les caractéristiques de ces fonctions caractéristiques sont décrites dans les sections suivantes.

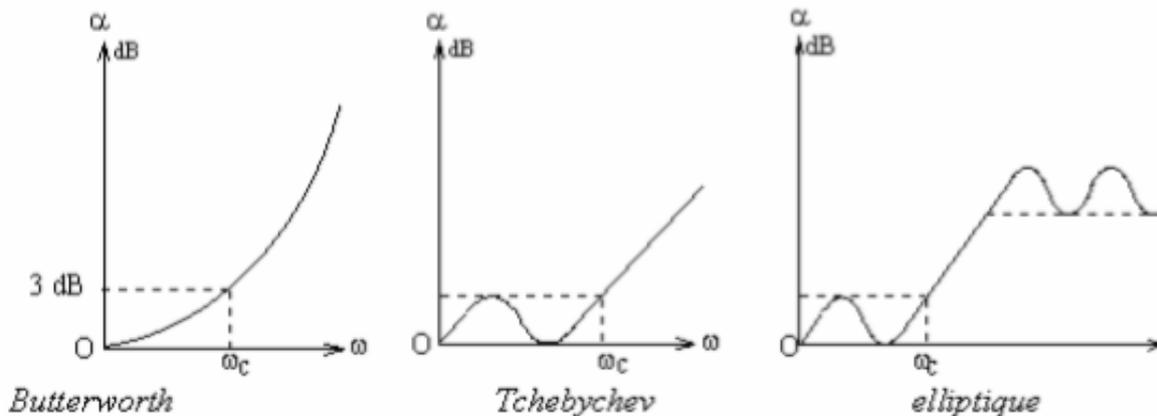


Figure II.7 : Prototype passe-bas des trois types de filtres [55].

II.2.1 Approximation de Butterworth

L'approximation de Butterworth fournit l'approximation la plus simple d'un filtre prototype idéal [6]. L'approximation de Butterworth est définie par:

$$k(\omega) = \omega^n \quad (\text{II.15})$$

Où n est l'ordre du filtre prototype, qui correspond au nombre d'éléments réactifs nécessaires dans le filtre prototype passe-bas. Les paramètres S_{ij} du prototype de filtre peuvent être exprimés comme suit :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\omega^{2n}} \quad (\text{II.16})$$

$$|S_{11}(j\omega)|^2 = \frac{\omega^{2n}}{1+\omega^{2n}} \quad (\text{II.17})$$

Par conséquent, la perte d'insertion est donnée par

$$L_A(\omega) = 10 \log_{10}[1 + \omega^{2n}] \quad (\text{II.18})$$

La figure II.8 illustre la réponse d'un filtre de Butterworth pour différents ordres

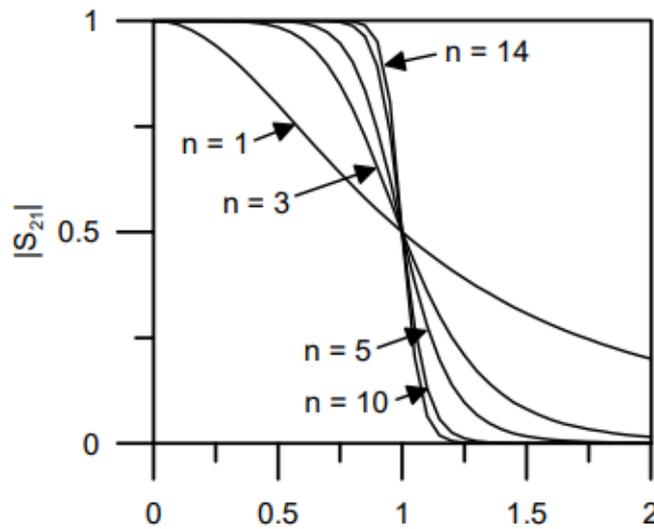


Figure II.8 : Réponse d'un filtre de Butterworth pour différents ordres [55].

II.2.2 L'approximation de Tchebychev

L'approximation de Tchebychev fournit une pente plus nette pour l'ordre de filtre inférieur n , en comparaison de l'approximation la plus plate, mais introduit des ondulations égales dans la bande passante [56, 57]. La fonction caractéristique de Tchebychev est définie comme suit :

$$K(\omega) = \varepsilon T_n(\omega) \quad (\text{II.19})$$

Les expressions pour les paramètres S_{ij} du prototype de filtre sont données par :

$$|S_{21}(\omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 T_n^2(\omega)} \quad (\text{II.20})$$

$$|S_{11}(\omega)|^2 = \frac{T_n^2(\omega)}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)} \quad (\text{II.21})$$

La perte d'insertion peut donc être exprimée comme suit

$$L_A(\omega) = 10 \log_{10}[1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)] \quad (\text{II.22})$$

La figure II.9 illustre la réponse d'un filtre de Tchebycheff.

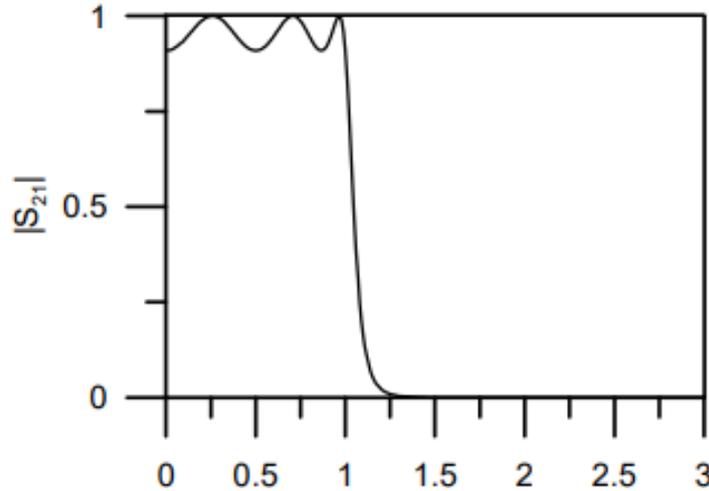


Figure II.9 Réponse d'un filtre de Tchebycheff [55].

II.2.3 L'approximation elliptique

Une approximation elliptique fournit une solution avec une ondulation égale de la perte d'insertion dans la bande passante et la bande stoppée. En raison de cette propriété, la pente d'atténuation est la plus forte possible. La fonction caractéristique utilisée pour ce type d'approximation dépend de la fonction elliptique jacobéennes $sn(x)$ et de l'intégrale elliptique complète du premier type K . La fonction caractéristique peut être exprimée comme suit:

$$K(S) = \varepsilon \cdot s \prod_{v=1}^{(n-1)/2} \frac{(s^2 + a_{2v}^2)}{(s^2 a_{2v}^2 + 1)}, \text{ Pour } n \text{ impair} \quad (\text{II.23})$$

$$K(S) = \varepsilon \prod_{v=1}^{n/2} \frac{(s^2 + a_{2v-1}^2)}{(s^2 a_{2v-1}^2 + 1)}, \text{ Pour } n \text{ pair} \quad (\text{II.24})$$

Où :

$$a_v = \sqrt{\sin \theta} \cdot sn[vK(\sin \theta)]/n \quad v = 1, 2, \dots, n.$$

Ici $\sin \theta = \omega_p / \omega_s$; ω_p et ω_s sont les fréquences de coupure qui déterminent les intervalles ondulés dans la bande passante et la bande d'arrêt, respectivement Pour un prototype spécifique avec m zéros de transmission $\omega_{z1}, \dots, \omega_{zm}$ et k pôles $\omega_{p1}, \dots, \omega_{pk}$, la fonction de transfert peut être exprimée sous la forme suivante :

$$|S_{21}(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \frac{(\omega^2 - \omega_{p1}^2) \dots (\omega^2 - \omega_{pk}^2)}{(\omega^2 - \omega_{z1}^2) \dots (\omega^2 - \omega_{zm}^2)}} \quad (\text{II.25})$$

L'atténuation est donc donnée par:

$$L_A(\omega) = 10 \log_{10} \left[1 + \frac{(\omega^2 - \omega_{p1}^2) \dots (\omega^2 - \omega_{pk}^2)}{(\omega^2 - \omega_{z1}^2) \dots (\omega^2 - \omega_{zm}^2)} \right] \quad (\text{II.26})$$

La figure II.10 illustre la réponse typique d'un filtre avec approximation elliptique.

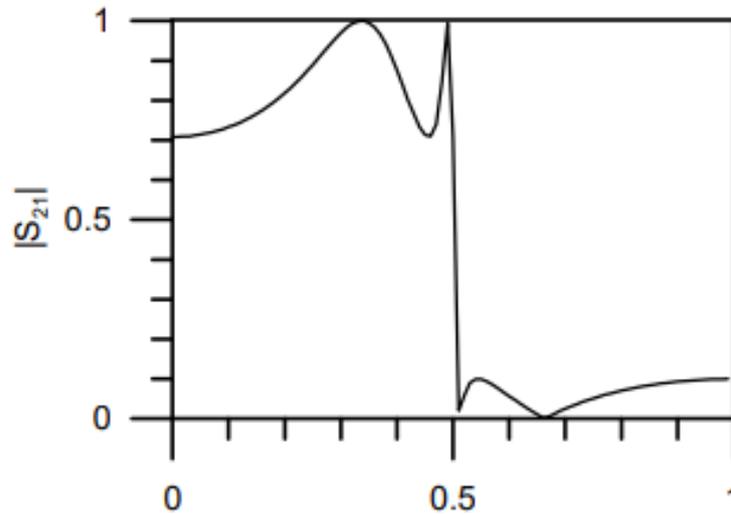


Figure II.10 : Réponse d'un filtre elliptique [55].

II.3 Généralités sur les filtres passe bande

Un filtre passe-bande se distingue car sa réponse présente une gamme de fréquences d'émission définies comme passe-bande, centrées à une fréquence f_0 , et deux bandes atténuées situées de chaque côté de la bande passante. Les caractéristiques électriques qui déterminent son fonctionnement sont la fréquence centrale, la largeur de bande, le niveau de rejet des bandes atténuées, les pertes d'insertion et la planéité. Ces spécifications sont données dans un gabarit électrique, dont le but est de définir les caractéristiques de réponse que le filtre doit accomplir. De plus, les paramètres qui permettent de mesurer la performance électrique d'un filtre passe-bande sont le niveau des pertes d'insertion et de retour dans la bande passante, le niveau d'atténuation de la bande rejetée et la planéité. La figure II.11 illustre la réponse en fréquence d'un filtre passe-bande, son gabarit électrique et ses caractéristiques électriques.

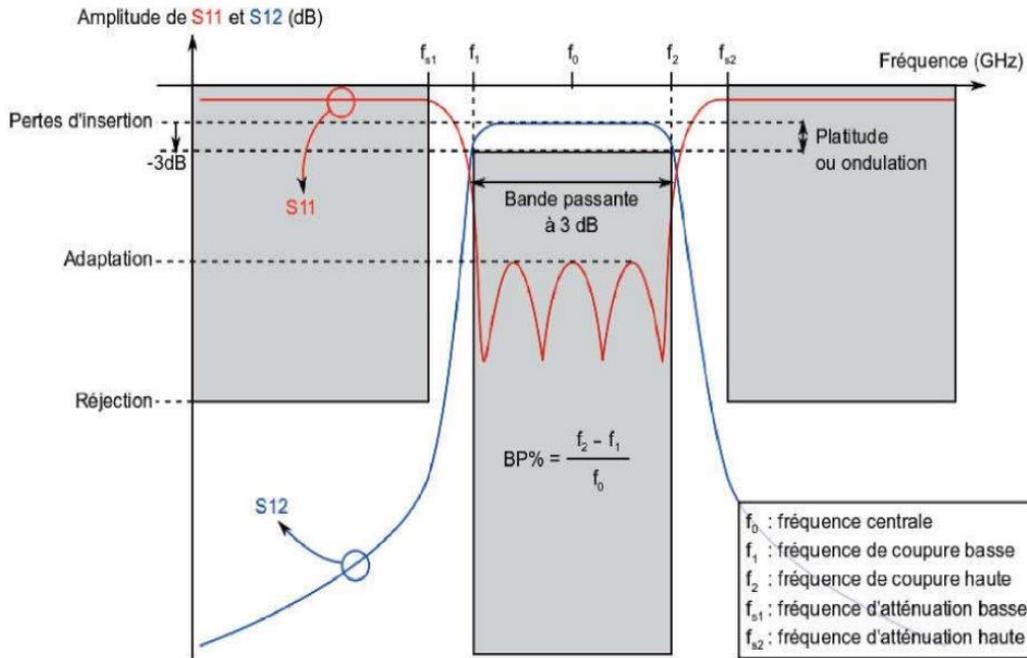


Figure II.11 Gabarit d'un filtre passe-bande [12]

II.3.1 Expressions utilisées dans les filtres

a- Perte d'insertion

La perte d'insertion est définie comme le niveau d'atténuation du paramètre S_{12} mesuré à la fréquence centrale f_0 , c'est-à-dire sur la réponse électrique pendant la transmission. L'importance de ce paramètre réside dans le fait qu'il englobe toutes les sources de pertes rencontrées à l'intérieur de l'élément résonant ainsi que les pertes dues aux interactions entre les structures de couplage du résonateur avec l'extérieur (pertes par rayonnement, diélectriques, ohmiques, métalliques, etc.).

Pendant le processus de réglage d'un filtre à hyperfréquences, son niveau d'adaptation doit être réglé pour être meilleur que -15 dB à f_0 , afin de garantir que la valeur d'atténuation correspond à une valeur de niveau de perte d'insertion et non à une discordance de la réponse

b- Perte de retour

C'est le rapport entre la puissance renvoyée par un dispositif testé, par une discontinuité dans une ligne de transmission ou une fibre optique, et la puissance injectée dans ce dispositif, généralement exprimée en nombre négatif en dB. Cette discontinuité peut être une discordance avec la charge terminale ou avec un appareil inséré dans la ligne.

c- Bande passante

Pour un filtre passe-bande, il s'agit de la différence entre les fréquences supérieures et inférieures généralement enregistrées aux points d'atténuation de 3 dB au-dessus de la bande passante.

d- Fréquence de coupure

La fréquence de coupure est la fréquence à laquelle l'affaiblissement d'insertion du filtre est égal à 3 dB

e- Bande d'arrêt

La bande d'arrêt est égale à la plage de fréquences dans laquelle l'affaiblissement d'insertion de filtre est supérieur à une valeur spécifiée. C'est le groupe hors bande passante.

f- Ondulation

La planéité du signal dans la bande passante peut être quantifiée en spécifiant l'ondulation ou la différence entre la réponse d'amplitude maximale et minimale en dB.

g- Rejet

Pour un filtre idéal, nous obtiendrions un niveau d'atténuation infini pour les fréquences indésirables du signal. Cependant, en réalité, nous attendons à une limite supérieure en raison du déploiement d'un nombre fini de composants de filtre. Les conceptions pratiques spécifient souvent 60 dB comme taux de rejet

h- Facteur de qualité

Le facteur de qualité d'un filtre est consolidé en tant que paramètre important qui définit le degré de qualité d'un tel dispositif [58]. La qualité d'un filtre dépend de la qualité de ses résonateurs, dont la structure est généralement identique ou très similaire. Il existe 3 types de facteurs de qualité, le facteur de qualité non chargé Q_U , le facteur de qualité chargé Q_L et le facteur de qualité externe Q_E . Ils sont décrits comme suit

- **Facteur de qualité chargé** : Le facteur de qualité chargé Q_L est une quantité sans dimension qui mesure la sélectivité d'un résonateur chargé à sa fréquence de résonance, c'est-à-dire lorsque le résonateur est couplé à une impédance de circuit externe. Il est déterminé à l'aide de l'équation suivante, en utilisant la réponse du paramètre S_{21} :

$$Q_L = \frac{f_0}{BW_{3dB}} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (\text{II.27})$$

Ici, f_0 est la fréquence de résonance et $BW_{3dB} = f_2 - f_1$ correspond à la bande passante calculée à -3 dB à partir des pertes d'insertion perçues dans des conditions de résonance, comme on peut le voir à la figure II.12 selon l'équation (II.27), la valeur de Q_L est incremented à mesure que le filtre devient plus sélectif.

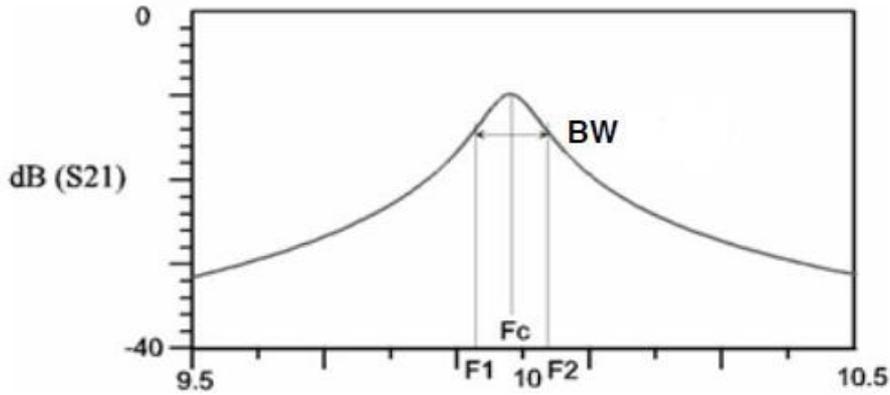


Figure II.12 : La bande passante a -3 dB [12].

- **Facteur de qualité externe** : Le facteur de qualité externe caractérise les pertes produites par les structures de couplage externes du résonateur. Il est défini par l'équation suivante [58-59]:

$$Q_E = w_0 \frac{\text{énergie stockée dans le résonateur par cycle}}{\text{puissance dissipée par la charge externe par cycle}} \quad (\text{II.28})$$

Où: $w_0 = 2 \pi f_0$ correspond à l'impulsion mesurée à la fréquence de résonance. Un résonateur à double charge commun a deux facteurs de qualité externes associés, l'un lié aux pertes d'entrée et l'autre lié à la sortie.

De plus, le facteur de qualité externe peut également être exprimé par:

$$Q_E = \frac{Q_L}{|S_{21f_0}|} \quad (\text{II.29})$$

Ici, Q_L correspond au facteur de qualité chargé et $|S_{21f_0}|$ est la valeur naturelle du paramètre S_{21} mesurée dans des conditions de résonance. La valeur de pourrait également être caractérisée expérimentalement au moyen de la méthode des phases proposée dans [60]. Cette méthode est basée sur le calcul du rapport entre la fréquence de résonance f_0 et la largeur de bande Δf qui correspond à un décalage de phase de $\pm 90^\circ$ du coefficient de réflexion. Ensuite, la valeur de Q_E peut être exprimée par :

$$Q_E = \frac{f_0}{|\Delta f_{\pm 90^\circ}|} \quad (\text{II.30})$$

- **Facteur de qualité non chargé** : Le facteur de qualité non chargé évalue les performances électriques intrinsèques d'un résonateur lorsqu'il n'est couplé à aucun

circuit externe. Théoriquement, le facteur de qualité non chargé est défini par l'équation :

$$Q_U = w_0 \frac{\text{énergie stockée dans le résonateur par cycle}}{\text{puissance dissipée par la charge de résonateur par cycle}} \quad (\text{II.31})$$

L'expression précédente explique de manière théorique le concept de facteur de qualité non chargé; Cependant, son utilisation pratique est difficile. Une expression plus utile pour l'évaluer par des mesures est donnée par l'équation II.32. Il relie les valeurs de facteur de qualité chargé Q_L avec le facteur de qualité non chargé Q_U et le facteur de qualité externe Q_E .

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_U} + \frac{1}{Q_E} \quad (\text{II.32})$$

En utilisant les équations II.29 et II.32, la valeur du facteur de qualité non chargé peut être dérivée, dont l'expression est

$$Q_U = \frac{Q_L}{1 - |S_{21f_0}|} \quad (\text{II.33})$$

II.4 Filtrage par filtre DGS

II.4.1 Structures de sol défectueuses (DGS)

Au cours des dernières années, un nouveau concept différent a été appliqué pour la distribution des circuits à micro-ondes. L'une de ces techniques est la structure de masse défectueuse ou DGS, où le plan de masse d'un circuit à micro-rubans est modifié intentionnellement pour améliorer les performances. Le nom de cette technique signifie simplement qu'un «défaut» a été placé dans le plan de masse, ce qui est généralement considéré comme une approximation d'un collecteur de courant infini parfaitement conducteur. En effet, un plan de masse à hyperfréquences est loin du comportement idéal d'une terre parfaite. Bien que les perturbations additionnelles du DGS modifient l'uniformité du plan de masse, elles ne le rendent pas défectueux [61].

La structure de masse défectueuse (DGS), gravée dans le plan de masse d'une carte de circuit imprimé plane, constitue une approche prometteuse pour augmenter la réduction de la bande d'arrêt et réduire la taille des composants passifs [62].

II.4.2 DGS en tant que structures périodiques

Depuis 2001, des nombreux chercheurs ont été tentés d'utiliser des systèmes de résolution de décélérations périodiques pour améliorer les performances des amplificateurs, des diviseurs de puissance et des oscillateurs et des filtres. Ils ont donc suggéré d'utiliser une

ligne microbandes avec DGS périodique à la sortie pour le réglage harmonique de différents composants.

II.4.3 Différentes formes de DGS

Il existe différentes formes de structures DGS utilisés pour la conception des composants micro-ondes compact et performant, tels que : rectangulaire, carré ,circulaire ,haltère, spirale, en forme de L , anneau concentrique, en forme de U et en forme de V , épingle DGS, hexagonale DGS, en forme de croix DGS [52] (figure II.13).

Chaque forme DGS peut être représentée sous la forme d'un circuit constitué d'une inductance et d'une capacité, ce qui peut conduire à un certain intervalle de bande de fréquence déterminé par la forme, la dimension et la position du défaut.

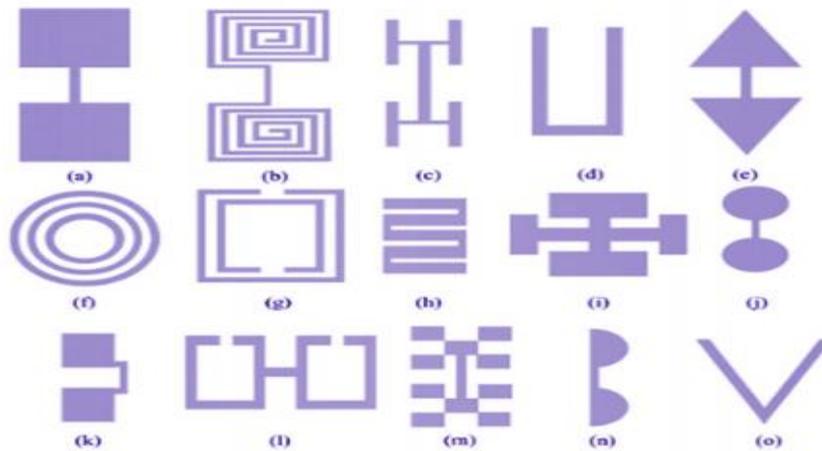


Figure. II.13 : Différents types de DGS [52]

II.4.4 Les caractéristiques des éléments du DGS

a- Avantages DGS

Les caractéristiques les plus importantes du DGS sont les suivantes:

- améliorer la performance du stop-bande,
- dérangement des champs de blindage sur le plan de masse,
- Plus faciles à modéliser et donc à utiliser dans des structures plus complexes.

b- Inconvénients de DGS

- Les radiations.
- Le rayonnement dans les circuits hyperfréquences fermés peut être difficile à inclure dans la simulation.

II.4.5 Circuit équivalent de DGS

Un circuit LC parallèle (voir la Figure II.14) peut représenter le circuit équivalent du DGS, comme indiqué à partir de sa réponse. Du point de vue de l'application, la section DGS peut remplacer un circuit résonateur LC parallèle dans de nombreuses applications.

Le circuit LC équivalent de DGS peut être extrait car ce type de caractéristique électrique est observé à partir d'un circuit résonant parallèle LC typique.

$$jX_{LC} = \frac{J\omega L_p * \frac{1}{J\omega C_p}}{J\omega L_p + \frac{1}{J\omega C_p}} = \frac{J\omega L_p}{1 - \omega^2 L_p C_p} \quad (\text{II.34})$$

$$\omega^2 = \frac{1}{L_p C_p} \quad (\text{II.35})$$

$$X_{LC} = \frac{1}{\omega_0 C \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \quad (\text{II.36})$$

$$X_L = \omega' Z_0 g_1 \quad (\text{II.37})$$

Il est montré que le DGS est équivalent à un simple circuit de résonance parallèle, comme indiqué sur la figure II.13, où l'inductance équivalente et la capacité équivalente sont données par les équations suivantes :

$$C_p = \frac{5f_c}{\pi(f_0^2 - f_c^2)} \quad (\text{II.38})$$

$$L_p = \frac{1}{\omega_0^2 C_p} \quad (\text{II.39})$$

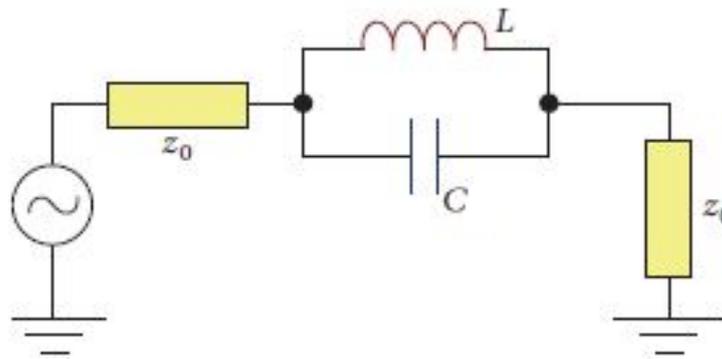


Figure II.14: circuit équivalent [53]

II.5 Différents types des filtres micro-ondes

II.5.1 Topologies de filtres passe bande

Dans la littérature, il est rapporté un nombre appréciable de topologies de filtres présentant des caractéristiques de bande passante. Ils pourraient être classés en deux catégories en fonction de leur bande passante. Les filtres à bande moyenne et large, dont la largeur de bande fractionnée est comprise entre 20 et 80%, et les filtres à bande étroite, qui présentent une largeur de bande fractionnelle inférieure à 20%. Une brève description des topologies appartenant à chaque groupe est présentée ci-dessous

II.5.1.1 Filtres à bande moyenne et large

Cette catégorie comprend les filtres dont le FBW est compris entre 20 et 80%. Ce type de filtres est principalement utilisé dans les télécommunications et les applications radar permettant de travailler avec des débits de données élevés. La topologie classique pour répondre à ces exigences est le filtre de talons, intégré aux dériviations de court-circuit $\lambda_g/4$ ou à des dériviations de court-circuit de $\lambda_g/2$ [65,66]

II.5.1.2 Topologie des filtres à stubs

Le filtre de raccord est composé de raccords shunt longs de $\lambda_{g_0}/4$ pour le filtre de raccord court-circuités et de $\lambda_{g_0}/2$ pour le filtre de raccord en circuit ouvert, reliés par des inverseurs à longue admission de $\lambda_{g_0}/4$, où λ_{g_0} est la longueur d'onde guidée dans le milieu de propagation à la fréquence centrale f_0 . La procédure de synthèse implique le calcul des admittances caractéristiques des deux lignes de raccord et des inverseurs d'admittance en tenant compte de la spécification donnée, puis de leurs dimensions respectives [62,64].

Le filtre de court-circuit est connu pour avoir sa deuxième bande passante centrée sur $3f_0$ et un pôle d'atténuation situé sur $2f_0$. En revanche, le filtre de circuit fermé à circuit ouvert aura des pôles d'atténuation dont la localisation dépend des paramètres de synthèse et des bandes passantes supplémentaires centrées au voisinage de 0 et $2f_0$ et à d'autres fréquences périodiques [63]. Si ce filtre est utilisé pour une spécification à bande étroite, la synthèse produit des stubs de faible impédance qui posent des problèmes de faisabilité et de performances électriques. La figure II.15 montre le schéma de base d'un filtre de raccord court-circuit et d'un circuit ouvert.

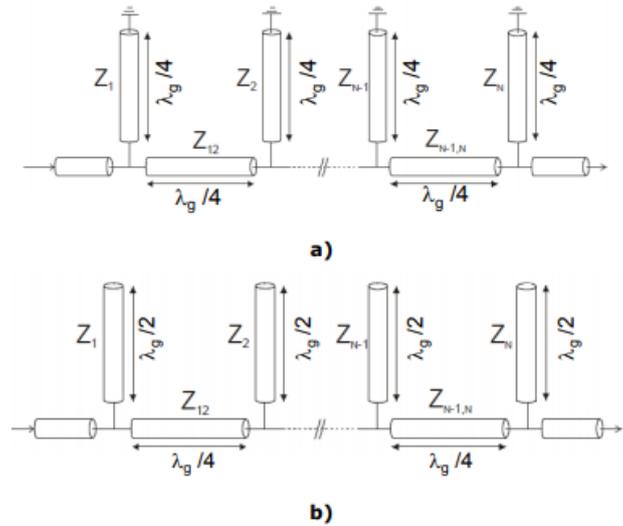


Figure II.15 : Schéma d'un filtre de stubs a) Filtre de stubs court-circuités b) Filtre de stubs Ouverts [12]

II.5.2 La technologie du guide d'ondes

La technologie du guide d'ondes a été la base des premiers filtres à hyperfréquences signalés et continue de jouer un rôle clé dans la conception des systèmes de communication, en particulier pour les charges utiles de satellites. Ils se caractérisent par leur grande capacité de traitement de la puissance et leur faibles pertes en raison de leurs valeurs Q_u élevées ($Q_u > 10000$), ce qui permet la synthèse des fonctions de filtrage avec des réponses très sélectives (FBW de 2% ou moins). Malgré ses excellentes performances, leur poids et leur encombrement sont des inconvénients bien connus de cette technologie [62,64]. Pour ces raisons, ils occupent une place importante dans la charge utile et contribuent donc de manière significative au prix de vente du satellite [65].

Les filtres à guides d'ondes peuvent être classés en trois catégories: les filtres à cavité, les filtres à guides d'ondes, et les filtres à résonateur diélectrique, dont les caractéristiques sont décrites ci-après.

II.5.2.1 Filtres à cavité

Les filtres à cavité sont composés de cavités métalliques construites à l'intérieur d'un bloc de métal. Leurs couplages inter-résonateurs sont réalisés grâce à l'utilisation d'ouvertures gravées dans les parois de la cavité. Des équations théoriques pour déterminer les dimensions des cavités et un calcul d'abaque pour calculer les structures de couplage entre les éléments filtrants sont disponibles dans [62]. Des cavités bi-modes avec deux polarisations orthogonales à la même fréquence pourraient être utilisées pour réduire l'empreinte du filtre. Ensuite, des filtres d'ordre $2N$ peuvent être créés avec N résonateurs.

Une discontinuité de 45° par rapport à l'axe d'excitation, généralement réalisée à l'aide de vis ou de fentes de réglage, est introduite pour coupler les polarisations à double mode. La figure II.16 décrit un filtre à cavité bi-mode [66].

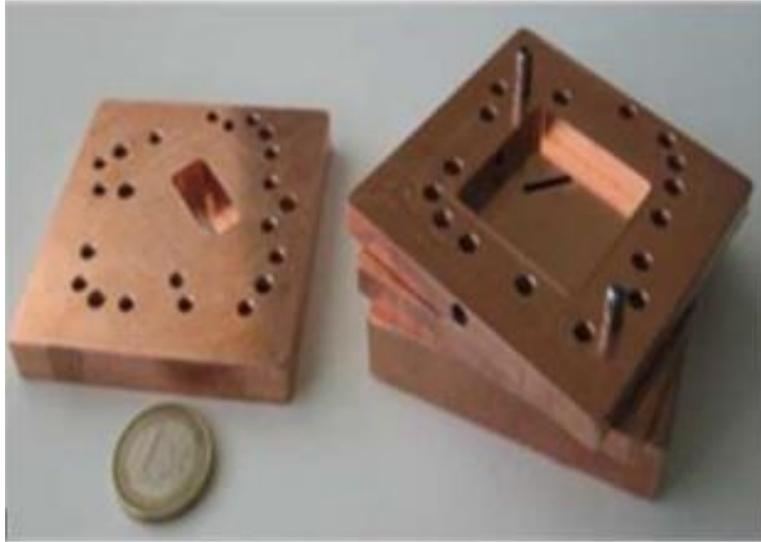


Figure II.16 : Filtre à cavité [12]

II.5.2.2 Filtres en guides d'ondes

Les filtres à guide d'ondes sont composés d'un guide d'ondes traditionnel dans lequel certaines plaques métalliques sont positionnées de manière à former une série de cavités couplées par des iris. La nature du couplage (électrique ou magnétique) est déterminée par la position de ces structures de couplage. Les équations de conception de cette technologie de filtrage sont bien connues et documentées [64,67]. Un exemple de filtre à guide d'onde rectangulaire est illustré à la figure II.17.

Le niveau de pertes de la technologie est réduit grâce à l'absence de diélectrique et à l'utilisation d'une métallisation à haute conductivité dans les murs de délimitation. Pour cette raison, ils sont utilisés dans les applications haute fréquence, telles que les chaînes frontales RF et les chaînes d'émission de satellites, qui nécessitent une faible perte, une sélectivité élevée et une grande diversité de parasites bande libre [68]. Les inconvénients de la technologie résident dans son importante empreinte associée, en raison de la valeur réduite de ϵ_r et de la difficulté à développer des fonctions de filtrage complexes lorsque des modes particuliers sont utilisés.

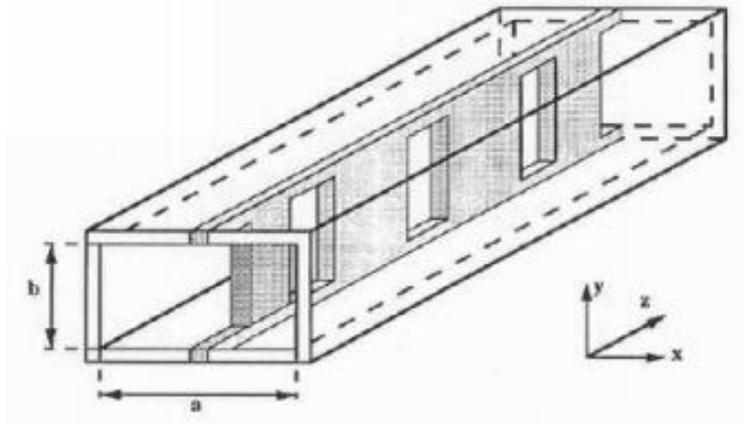


Figure II.17 : Filtre à guide d'ondes [12]

II.5.2.3 Filtres à résonateur diélectrique

Les filtres à résonateur diélectrique sont composés de blocs diélectriques à haute permittivité de formes géométriques circulaires ou rectangulaires et de parois magnétiques résultant de la différence de permittivité entre le diélectrique et l'air. Les couplages inter-résonateurs sont réalisés dans l'air et les couplages entrée/sortie sont réalisés à l'aide de lignes micro-ruban ou d'un câble coaxial. Du fait de l'utilisation de diélectriques à haute permittivité, ces filtres sont moins encombrants que les filtres à cavité métalliques ce qui permet d'obtenir des valeurs Q_u élevées [64]. La figure II.18 montre un filtre développé dans [69] basé sur cette technologie qui utilise des résonateurs bi-modes afin de réduire l'encombrement total de la structure.

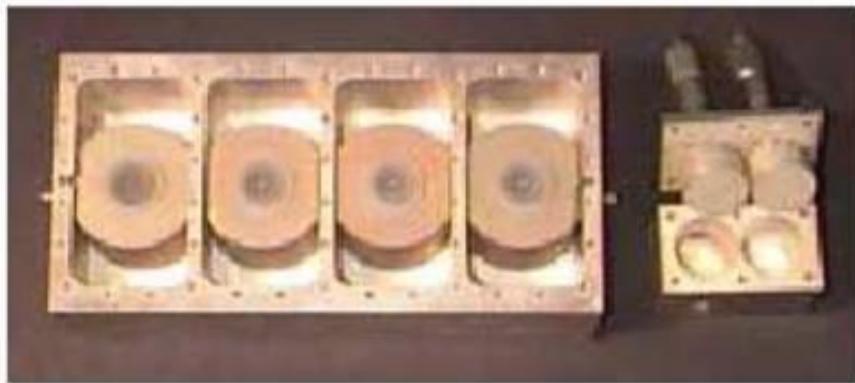


Figure II.18 : Filtre à résonateurs diélectriques [12]

II.5.2.4 Substrate Integrated Waveguide (SIW)

SIW est une technique qui consiste l'intégration d'un guide d'onde rectangulaire dans un substrat en micro-ruban, ce qui permet de le regrouper en tant que technologie plane. Cette technique, développée par D. Deslandes et K. Wu [70], permet de tirer parti d'un facteur Q_u plus élevé fourni par les modes de propagation du guide d'ondes, associé à la polyvalence et à la compacité des lignes planes, offrant ainsi des réponses à faible perte et une gestion de la puissance élevée.

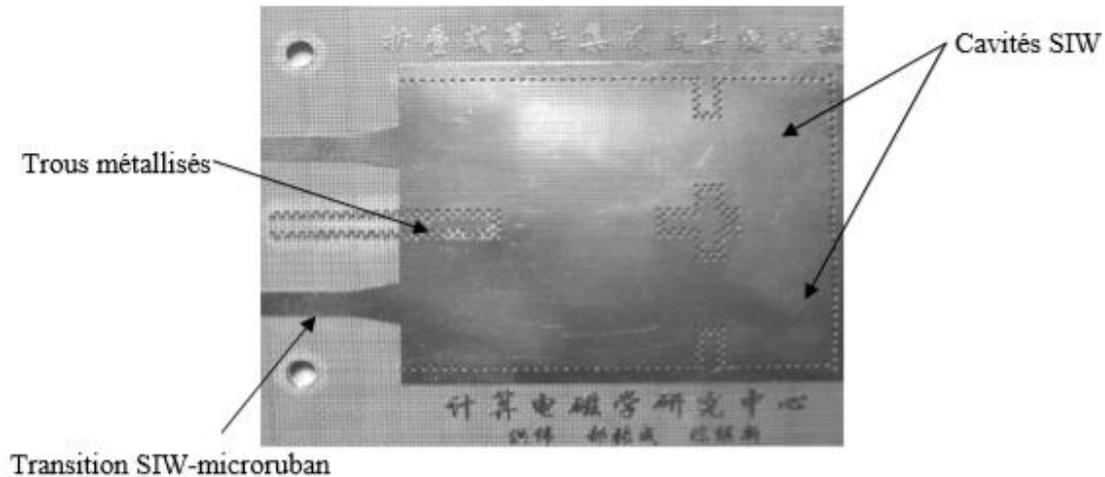


Figure II.19: Filtre SIW [71]

II.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de faire une présentation générale sur les dispositifs de filtrage. Nous avons focalisé cette étude sur les différents types des filtres, plus particulièrement sur les filtres passe-bande.

Dans la première section de ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté des généralités sur les filtres. Puis nous avons présenté différents fonctions d'approximation de filtrage : Butterworth et de Tchebychev elliptique et aussi les caractéristique du filtre passe bande.

La dernière section nous avons présenté le filtrage par élément DGS et leur caractéristique et aussi les différents types des filtres micro-ondes.

CHAPITRE III

Les guides d'ondes intégrés au substrat demi-mode

Introduction

La miniaturisation des composants hyperfréquences et millimétriques est nécessaire pour répondre à la demande de circuits intégrés de plus en plus petits. Ce chapitre présente les différentes techniques qui ont été utilisées pour réduire la taille des guides SIW. La technique appelée demi-mode SIW (HMSIW) est largement utilisée pour la conception des divers composants miniaturisés destinés aux systèmes à micro-ondes, tels que: antennes, filtres...

III.1 Les techniques de miniaturisation des guides SIW

La miniaturisation des guides d'ondes présentées dans ce chapitre se concentre sur la réduction de la largeur a d'un guide SIW (figure III.1) sur le plan perpendiculaire à la propagation des ondes. Cette miniaturisation équivaut à la réduction de la fréquence de coupure du mode TE_{10} dans un SIW de largeur fixe a . Dans les sections suivantes, certaines techniques de miniaturisation des guides d'ondes seront étudiées dans les structures SIW, notamment le guide d'ondes intégré à substrat plié (FSIW), le guide d'ondes intégré à substrat de dorsale (RSIW) et le guide d'ondes intégré à substrat demi-mode (HMSIW). Un rapport de compression α est défini pour évaluer la capacité des techniques de miniaturisation présentées dans ce chapitre.

$$\alpha = \frac{f'_c}{f_c} \quad (\text{III.1})$$

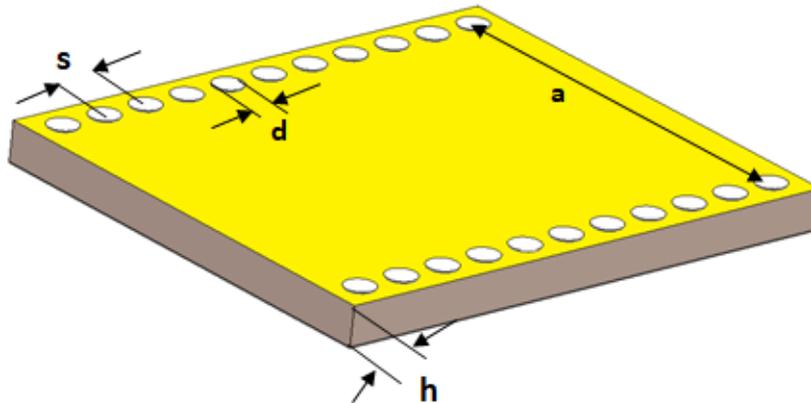


Figure III.1 : configuration d'un guide SIW

III.1.1 La technique FSIW

La technique FSIW (Folded substrate Integrated waveguide) est un guide d'ondes intégré au substrat basé sur le concept de guide d'ondes replié [72] utilisant un substrat à double couche, la largeur du guide d'ondes peut être réduite. Ces types de guides sont plus simples à fabriquer que les guides d'onde pliés car ils ne nécessitent pas de vias internes [73].

D'après les coupes transversales illustrées à la figure III.2, un guide d'ondes plié transversalement ou simplement plié peut être classé en deux types en fonction de la manière dont ils sont pliés, à savoir: (a) et (c) sont du type C; (b) et (d) sont de type T.

Un type C à 4 couches plié. Le guide d'onde, comme le montre la figure III.2(c), a été proposée pour la première fois en tant que technique de miniaturisation du guide d'onde standard par Owens pour les applications basse fréquence. Cette technique convient particulièrement au guide d'onde dont la largeur est beaucoup plus grande que sa hauteur, ce qui est exactement une caractéristique fondamentale de SIW [74]. En 2004, Kim et Lee ont proposé un guide d'ondes replié à deux couches de type C, illustré à la figure III.2(a), pour les guides d'ondes rectangulaires conventionnels utilisés dans les applications hyperfréquences et RF [75]. En 2005, une structure de type T à deux couches, illustrée à la figure III.2(b), a été proposée pour la première fois pour la miniaturisation d'un SIW [76]. Par la suite, deux approches de repliement décrites dans les figures III.2(a) et (d) ont également été mises en œuvre avec SIW dans des substrats multicouches. A l'exception des filtres, un FSIW de type C à deux couches a également été appliqué à la conception d'une antenne à fente [77]. Un scénario de repli similaire a également été utilisé dans la conception de résonateurs et de filtres compacts [78].

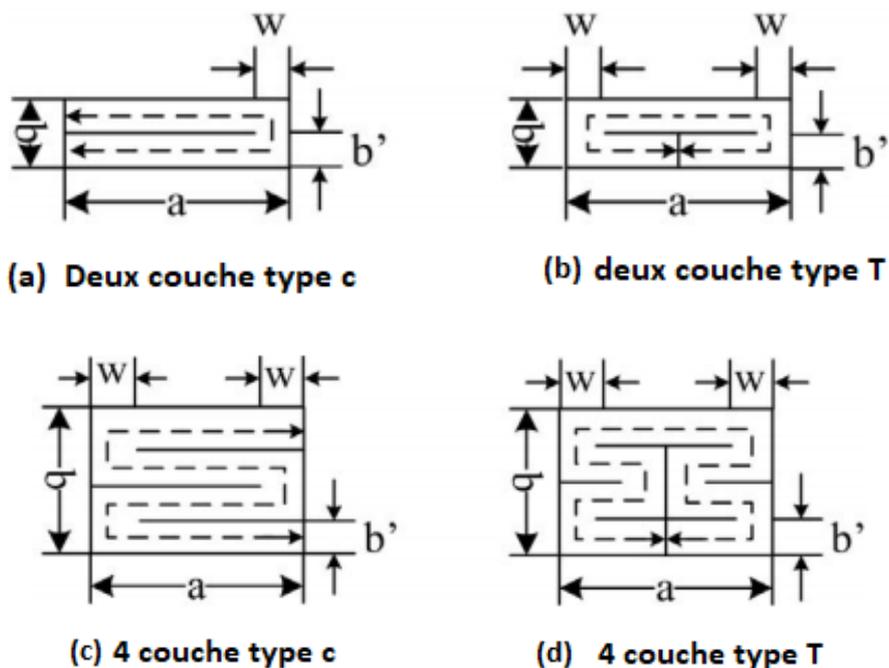


Figure III.2 : Coupes transversales du guide d'onde intégré au substrat plié [79].

La figure III.3 montre la structure du FSIW et son mode fondamental. Le champ \vec{E} du mode dominant du FSIW ressemble au mode TE_{10} du guide d'onde conventionnel. Il est maximal dans le plan médian vertical de la couche supérieure le long de la direction de propagation. Par conséquent, le plan médian peut être approché par une paroi magnétique virtuelle. Sur la base de ce concept, FSIW peut être divisé en deux avec un mur magnétique fictif le long de son plan symétrique, et chaque moitié du FSIW devient une nouvelle structure d'onde guidée que nous appelons guide d'onde intégrée à demi-substrat replié (FHMSIW). L'utilisation d'un mur magnétique fictif sert uniquement à soutenir ce concept, il n'est donc pas nécessaire de le conserver dans la conception d'un dispositif pratique, et le substrat doit uniquement être étendu sur une courte distance au-delà des plaques métalliques des champs. Par conséquent, la largeur de FHMSIW est environ la moitié de la largeur de FSIW.

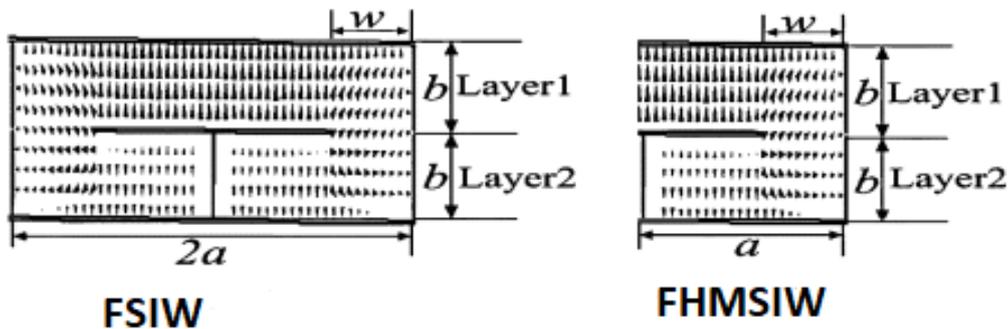


Figure III. 3 : Section transversale de FSIW et de FHMSIW montrant le mode dominant fondamentale TE_{10} [80].

La figure III.4 illustre la vue 3D d'une structure TFSIW et toutes les dimensions de sa section transversale.

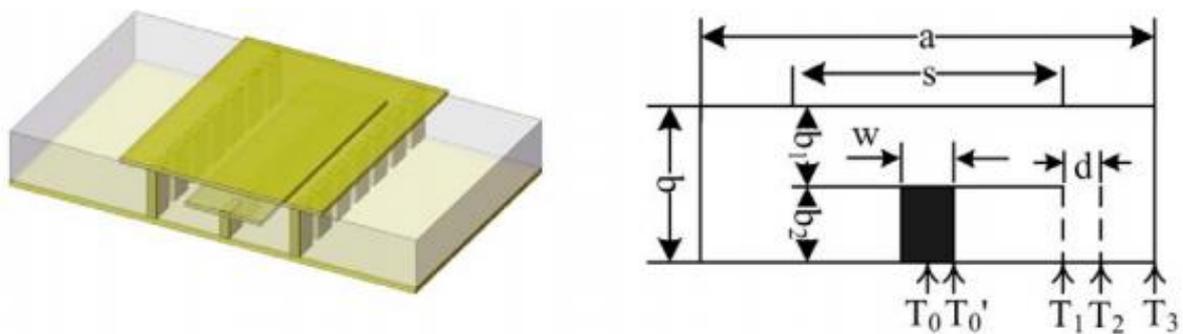


Figure III.4 : Vue 3D et dimensions du guide TFSIW [81].

III.1.2 La technique RSIW

La technique RSIW (Ridge Substrat Integrated Waveguide) est constitué d'un guide d'ondes rectangulaire uniforme avec une ou deux crêtes sur ces larges murs. Le guide d'onde est réalisé par des bornes conductrices dans un substrat multicouche est présenté à la figure III.5. La fréquence de coupure d'un guide d'ondes peut être modifiée en ajustant la largeur s et la hauteur d de l'arête sans modifier les dimensions extérieures des guides a et b . La fréquence de coupure, le facteur de qualité et l'impédance caractéristique d'un guide d'ondes en crête rempli d'air peuvent être obtenus en résolvant l'équation de résonance transverse du mode dominant (Marcuvitz (1986)).

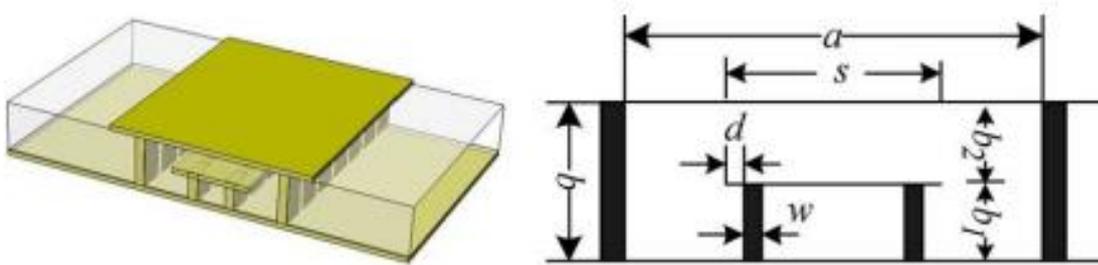


Figure III.5 : Disposition physique et coupe transversale de RSIW [81]

III.1.3 La technique HMSIW

Au cours de la dernière décennie, la technologie HMSIW (Half Mode Substrat Integrated Waveguide) a été largement utilisée pour concevoir des filtres plus performants. En 2006, la conception de HMSIW a été proposée par Wu et Hong [82]. Le HMSIW est un guide d'onde planaire fabriqué en mettant en œuvre une large étendue de vias métalliques sur un substrat à faible perte avec un revêtement métallique côtés qui ne représente que la moitié de la structure d'un SIW et son mode dominant correspond à peu près à la moitié du mode TE_{10} , comme illustré à la figure III.6. Il offre également les mêmes caractéristiques de propagation que SIW et garde les avantages d'une taille plus compacte

Il est connu que lorsqu'un SIW fonctionne uniquement en mode dominant, le champ \vec{E} a une valeur maximale dans le plan médian vertical le long de la direction de propagation, de sorte que le plan médian peut être considéré comme un mur magnétique équivalent. Sur la base de cette idée, nous pouvons diviser la SIW en une paroi magnétique fictive et chaque moitié de la SIW devient une structure HMSIW comportant des vias métalliques à réseau linéaire d'un côté, comme indiqué à la figure III.7. Du côté opposé, circuit ouvert, la nouvelle structure peut presque conserver la distribution de champ d'origine dans sa propre partie en raison de son grand rapport largeur sur hauteur [83].

La complexité de la fabrication est maintenue au même niveau que pour le guide d'onde SIW. Le HMSIW a été développé et largement utilisé pour la conception de plusieurs composants tels que : antenne, coupleur, duplexeur et plusieurs filtres ont été conçus sur la base du HMSIW.

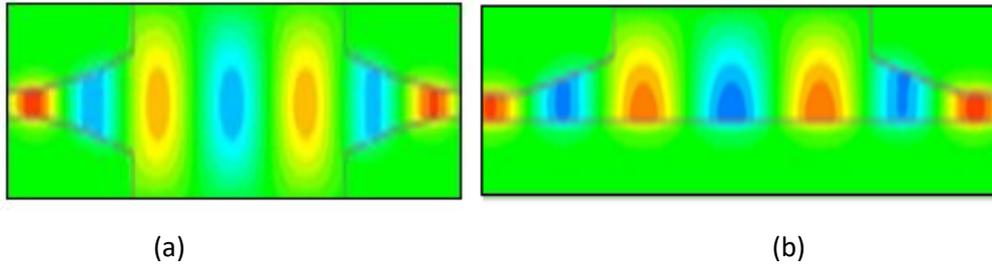


Figure III.6 : Propagation du champ électrique dans un guide d'onde (a) SIW (b) HMSIW

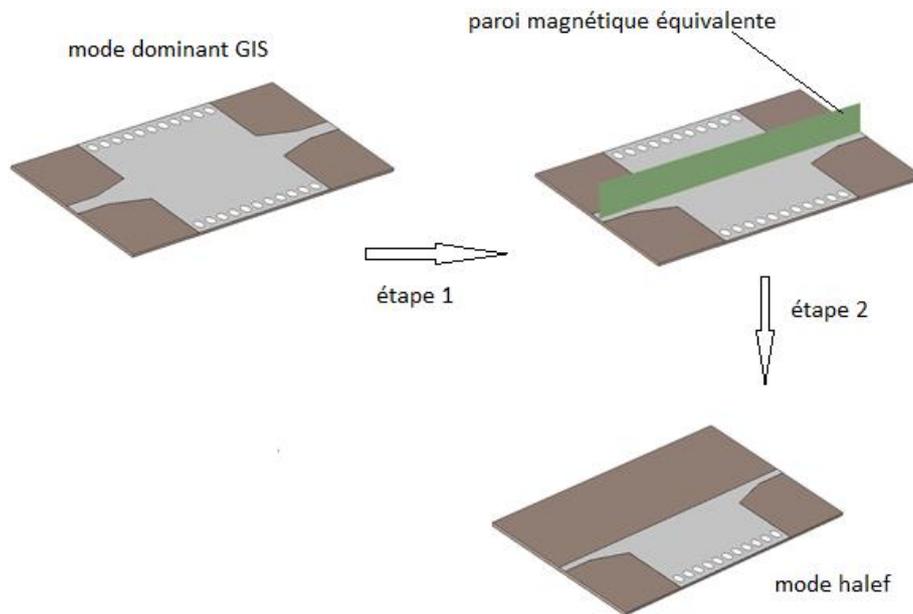


Figure III.7 : Evolution du HMSIW à partir du SIW.

Les champs de premier mode électrique du SIW et du HMSIW sont illustrés à la Figure III.8

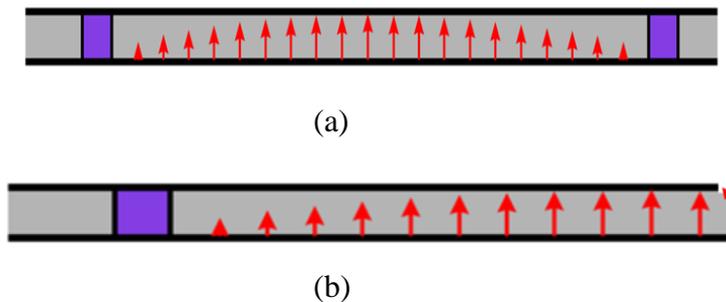


Figure III. 8. Champs électriques du SIW et du HMSIW (a) mode SIW TE_{10} , (b) mode HMSIW TE_{10}

III.2 Etude du filtre passe bande

III.2.1 Introduction

La technologie du filtre passe-bande joue un rôle essentiel dans le développement de systèmes de radar modernes et de systèmes de communication à haut débit [84][85]. Des solutions large bande pour filtres hyperfréquences, qui sélectionnent très efficacement les signaux en supprimant correctement les bruits additifs hors bande, les interférences externes (hors système) et internes (entre canaux), ainsi que les perturbations non linéaires par distorsion, sont nécessaires.

Au cours des dernières années, la théorie classique des filtres passe-bande hyperfréquences est devenue bien établie dans la conception de filtre à bande passante étroite et raisonnablement modérée. Cependant, il ne convient pas aux filtres avec une large bande passante. Un exemple en est la conception de filtres de résonateurs de lignes de transmission à couplage parallèle [86].

III.2.2 Filtre passe bande en intégrant HMSIW et filtre passe-bas

La figure III.9 montre le schéma de synthèse du filtre passe-bande proposé, constitué d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut. Les fréquences de la bande passante du filtre passe-bas et du filtre passe-haut sont les fréquences des bandes terminales supérieure et inférieure du filtre passe-bande, respectivement. Pendant ce temps, le retard de groupe du filtre conçu est la somme de ceux du filtre passe-bas et du filtre passe-haut.

Le filtre est simulé et conçu avec le logiciel CST microwave studio, et fabriqué sur Substrat FR-4.

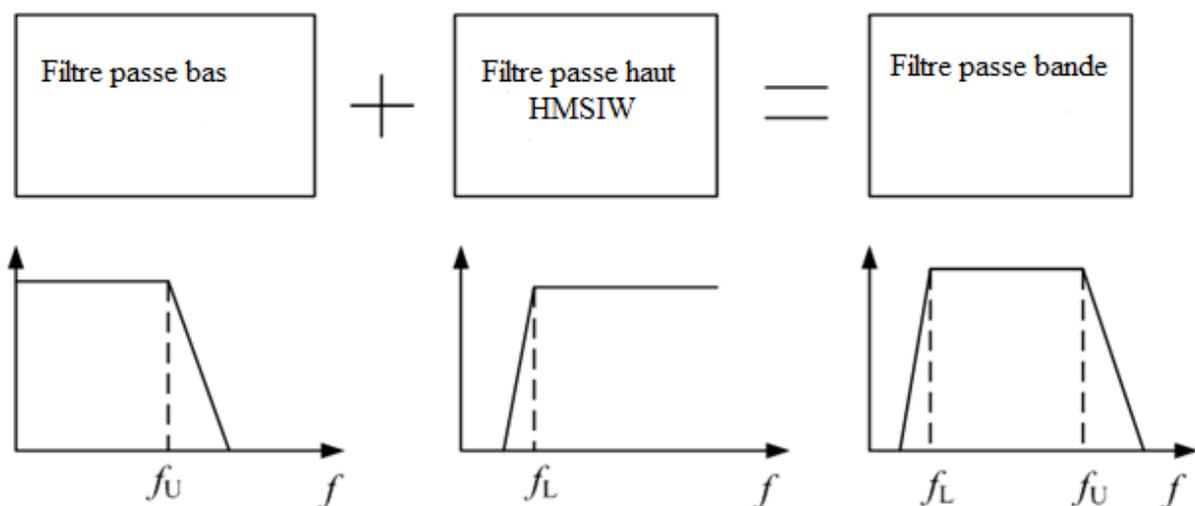


Figure III.9 : Schéma du processus de formation du filtre passe-bande [87]

La figure III.10 illustre la configuration de HMSIW avec une fréquence de coupure de f_L GHz, où D et S sont le diamètre et la période des traversées métalliques, et W représente la largeur de HMSIW qui détermine sa fréquence de coupure. Cette fréquence de coupure est également celle de la face inférieure du filtre passe-bande. La transition SIW-micro strip est utilisée pour connecter un système de test 50Ω , où W_{50} et W_{taper} sont les largeurs aux deux extrémités du cône microruban et L_{taper} est la longueur du cône.

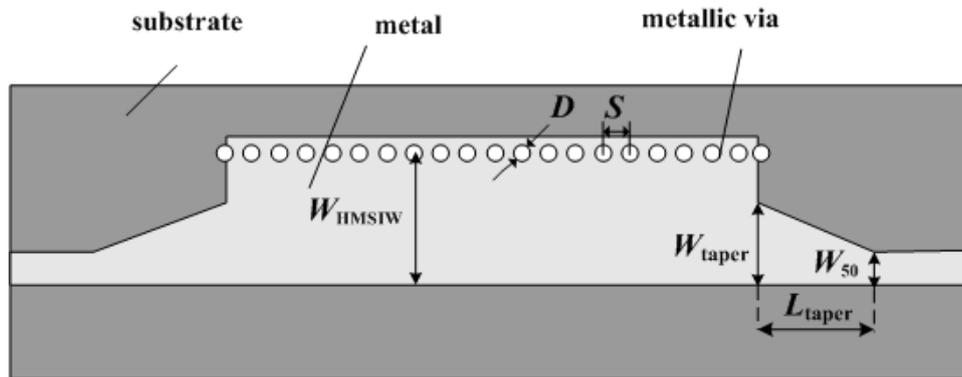


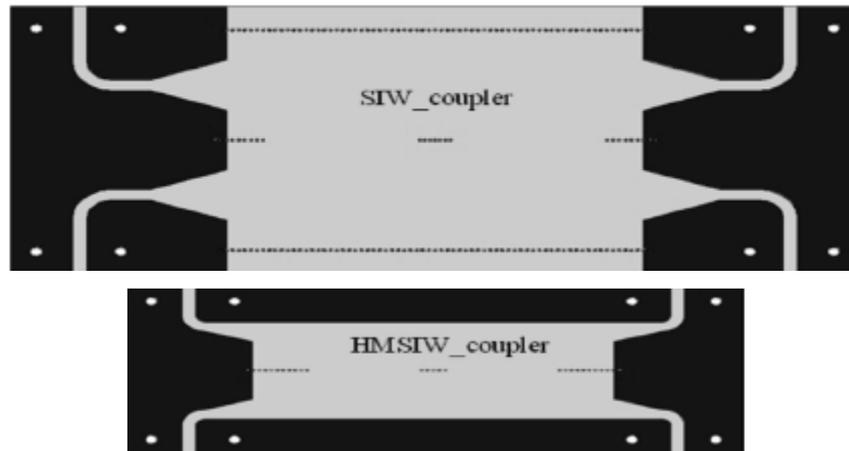
Figure III.10 : Configuration et dimensions du HMSIW [87]

III.2.3 Filtres micro-ondes en HMSIW

Les guides d'ondes intégrés un substrat à demi-mode (HMSIW), peuvent être conçus sur des substrats planaires. Ces structures ont été utilisées pour mettre en œuvre des résonateurs planaires et des filtres avec de faibles pertes d'insertions, un facteur de qualité élevé et un prix réduit qui rend la taille du volume compact en comparaison avec celle des filtres en guides d'ondes volumineux. Le concept de HMSIW est primordial pour la conception des filtres, il est très pratique pour graver les éléments accordables sur la surface du guide d'onde de HMSIW [87][88].

La bande passante du filtre est limitée par les fréquences de coupure de HMSIW parce que l'onde électromagnétique ne peut pas être transmise lorsque la fréquence est inférieure à la fréquence de coupure. Habituellement, la fréquence de coupure est réduite en augmentant la largeur du HMSIW, mais cela permettra également d'augmenter la taille du filtre. Les filtres étudiés dans les références [89][90] et [91][92] ont une faible fréquence de coupure.

La figure III.11 présente quelques exemples de réalisations des composants hyperfréquences en HMSIW.



(a) Coupleurs en SIW et HMSIW



(b) Filtre en HMSIW

Figure III.11 : Quelques exemples des composants microondes réalisés en technologie HMSIW [88]

III.2.4 Théorie des champs dans un guide HMSIW

En raison de la demande croissante des communications sans fil dans les dernières décennies, des efforts ont été faits pour réduire la taille et le coût des circuits hyperfréquences. Habituellement, la taille d'un Circuits SIW est très supérieure à celle d'une ligne micro-ruban ou d'une ligne coplanaire CPW. Cela pourrait être avantageux pour des applications à ondes millimétriques, depuis la tolérance de fabrication de processus PCB cela sera beaucoup plus détendu par rapport à la taille et le traitement des paramètres des circuits. Cependant, la grande taille des composants SIW pose également un problème pour leurs applications à basses fréquences. Afin de réduire la taille des circuits SIW, de nouvelles techniques ont été proposées et démontré comme le HMSIW [93][94] Récemment, la structure SIW à demi mode, a montrée que le concept SIW peut être coupé en deux par un mur magnétique fictif et chaque moitié de SIW devient une structure HMSIW. La nouvelle structure peut pratiquement conserver la distribution du champ d'origine [95][96].

Les composantes du champ de modes TE_{mn} dans un SIW (en supposant que la largeur d'un guide SIW conventionnel est de $2w$), peuvent être calculées, on exploitant la théorie des champs de guides d'ondes classiques [97][98] :

$$E_x = A_{mn} \frac{K_y}{\varepsilon} \cos [K_x(W - x)] \sin \left[K_y \left(y - \frac{h}{2} \right) \right] e^{-JK_z Z} \quad (\text{III.2})$$

$$E_y = A_{mn} \frac{K_x}{\varepsilon} \sin [K_x(W - x)] \cos \left[K_y \left(y - \frac{h}{2} \right) \right] e^{-JK_z Z} \quad (\text{III.3})$$

$$E_z = 0$$

$$H_x = A_{mn} \frac{K_x K_z}{\omega \mu \varepsilon} \sin [K_x(W - x)] \cos \left[K_y \left(y - \frac{h}{2} \right) \right] e^{-JK_z Z} \quad (\text{III.4})$$

$$H_y = A_{mn} \frac{K_y K_z}{\omega \mu \varepsilon} \cos [K_x(W - x)] \sin \left[K_y \left(y - \frac{h}{2} \right) \right] e^{-JK_z Z} \quad (\text{III.5})$$

$$H_z = A_{mn} \frac{K_x K_z}{\omega \mu \varepsilon} \cos [K_x(W - x)] \cos \left[K_y \left(y - \frac{h}{2} \right) \right] e^{-JK_z Z} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

$$k_x = \frac{m\pi}{2\omega} \quad (\text{III.7})$$

$$k_y = \frac{n\pi}{h} \quad (\text{III.8})$$

$$K_z^2 = K^2 - \left[\left(\frac{m\pi}{2\omega} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h} \right)^2 \right] \quad (\text{III.9})$$

Ou

$$-w \leq x \leq w, -\frac{h}{2} \leq y \leq \frac{h}{2} \quad (\text{III.10})$$

Le terme $y - \frac{h}{2}$ est proche du 0 puisque le substrat est très fin. Ce qui donne :

$$\sin \left[K_y \left(y - \frac{h}{2} \right) \right] \approx 0 \text{ et } \cos \left[K_y \left(y - \frac{h}{2} \right) \right] \approx 1 \quad (\text{III.11})$$

En se basant sur les équations précédentes, les composantes du champ du demi-mode dominant à l'intérieur du HMSIW peuvent être données par les expressions suivantes [78] :

$$E_{y(0.5,0)} = Ak_x \sin K_x(w - x) e^{-JK_z Z} \quad (\text{III.12})$$

$$H_{x(0.5,0)} = Ak_x \sin K_x(w - x) e^{-JK_z Z} \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$$K = \frac{\pi}{2(w-a)} \quad (\text{III.15})$$

$$K_y = 0$$

$$K_z = \sqrt{K_0^2 \epsilon_r - \frac{\pi^2}{4(w-a)^2}} \quad (\text{III.16})$$

Ou :

- $0 \leq x \leq w$,
- l'indice (0.5, 0) représente le demi-mode,
- ω est la pulsation,
- a est la position du champ électrique maximale le long de la section transversale de la HMSIW suivant la coordonnée x .

En outre, la fréquence de coupure et la constante de phase dans le mode dominant d'un HMSIW peuvent être calculées par [97] :

$$f_{c,TE_{0.5,0}} = \frac{c}{4\sqrt{\epsilon_r} W_{eff,HMSIW}} \quad (\text{III.17})$$

Dans lequel, la largeur effective de HMSIW, $W_{eff,HMSIW}$ est donnée par:

$$W_{eff,HMSIW} = \frac{W_{SIW}}{2} + \Delta W \quad (\text{III.18})$$

$$W'_{eff,HMSIW} = W - 0.54 \frac{d^2}{s} + 0.05 \frac{d^2}{2W} \quad (\text{III.19})$$

La largeur supplémentaire ΔW d'un HMSIW peut être estimée par [97]:

$$\frac{\Delta W}{h} = \left(0.05 + \frac{0.3}{\epsilon_r}\right) \cdot \ln \left(0.79 + \frac{W'_{eff,HMSIW}}{h^3} + \frac{104W'_{eff,HMSIW}-261}{h^2} + \frac{38}{h} + 2.77\right) \quad (\text{III.20})$$

III.3 Comparaison des lignes de transmission SIW miniaturisées

Yan Ding présente une étude comparant plusieurs techniques de miniaturisation dont laquelle il compare les tailles de ces guides et leur taux de compression dans le tableau suivant.

	SIW	HMSIW	RSIW	CFSIW	TFSIW
<i>Dimension latérale [mm]</i>	5	3	3.5	2.9	2.9
<i>taux de compression</i>	1	0.6	0.7	0.58	0.58

Tableau III.1 : Dimensions latérales et taux de compression de chaque SIW miniaturisé.

Les dimensions latérales larges et le taux de compression de chaque ligne sont répertoriés dans le tableau III.1. Les FSIW atteignent le taux de compression le plus élevé. Les transitions de toutes ces SIW vers les lignes à micro ruban sont conçues pour des expériences dans l'article de Deslandes et Wu en 2001 [70].

III.4 Autres techniques de miniaturisation SIW

La structure à ondes lentes peut être classée en structures 1D, 2D et 3D. La structure à ondes lentes 1D est mise en œuvre dans la direction de propagation des ondes en plaçant des iris périodiques à l'intérieur du SIW, telle que l'utilisation de plans conducteurs à motifs de cellules EBG périodiques comme parois supérieure et inférieure du SIW peuvent à la fois modifier la fréquence de coupure et être utilisés pour minimiser à la fois la longueur et la largeur d'un SIW [98][99].

III.4.1 Guide d'ondes chargé de dalle de méta-matériaux

Une des surfaces artificielles utilisées dans la minimisation des guides d'ondes sont les conducteurs magnétiques parfaits (PMC), construits avec des structures à perméabilité magnétique négative imprimées sur des substrats diélectriques et insérées à l'intérieur des guides d'ondes. Selon l'emplacement des dalles de méta-matériau, il existe deux manières différentes de produire des PMC équivalents pour que les ondes se propagent à une fréquence inférieure à la fréquence de coupure.

Dans des dalles de méta-matériau comportant des conducteurs magnétiques artificiels parfaits (surfaces complexes) étaient collées sur les parois latérales à l'intérieur du guide d'ondes [100]. Les PMC sont construits avec une structure à bande interdite photonique (PBG). En utilisant le modèle de ligne de transmission équivalent, la section d'un guide d'onde rectangulaire régulier peut être considérée comme deux paires de lignes de transmission en cascade à demi-longueur d'arrêt terminées par des courts-circuits. Les PMC artificiels modifient les terminaisons de deux lignes de transmission de conducteurs électriques parfaits (PEC) à PMC. Par conséquent, le champ \vec{E} distribué dans la section transversale est proche du mode *TEM* lorsque la condition de résonance de la structure PBG est satisfaite. Dans ce cas, même si la fréquence de travail est inférieure à la fréquence de coupure du guide d'onde rectangulaire d'origine, l'onde *TEM* peut se propager dans ce guide d'onde.

Différentes configurations ont été publiées pour la construction du SFS et ont proposé des résonateurs à anneau fendu à couplage large (SRR) imprimés des deux côtés d'un substrat diélectrique [101]. Un rapport de miniaturisation élevé peut être obtenu en chargeant les SRR

avec un condensateur en bloc [102][103]. A l'exception des SRR de formes différentes les résonateurs en spirale (SR) et les dipôles peuvent également être utilisés comme éléments de résonance pour la réalisation d'une FSS [104]. Des rapports de miniaturisation plus importants peuvent être obtenus en introduisant plus de tours dans la structure en spirale et en réduisant l'écart entre le dipôle et le guide d'ondes. La densité élevée des éléments de résonateur peut créer une pente raide entre la bande passante et la bande d'arrêt.

Cette approche utilise des résonateurs pour construire le SFS; par conséquent, la perte d'insertion de la structure d'onde guidée est importante et les largeurs de bande des circuits connexes sont très étroites. L'utilisation de certains types de matériaux métalliques non résonants peut atténuer ces deux problèmes :

1. Les réponses des filtres guide d'ondes et passe-bande ou coupe-bande ont des ondulations dans la bande passante. Le nombre d'ondulations est lié au nombre de résonateurs dans la direction de propagation. En diminuant la taille des résonateurs, l'approximation de milieu continu est plus précise et le problème des ondulations élevées est atténué.
2. Bien que l'augmentation du nombre d'éléments de la matrice permette d'obtenir des pentes plus prononcées des caractéristiques de la bande passante, cette sélectivité élevée se fait au détriment de dimensions physiques plus importantes et d'une perte d'insertion plus élevée.

Les résonateurs utilisés dans cette approche sont des structures verticales imprimées dans une mince surface diélectrique placée verticalement dans le plan symétrique du guide d'ondes. Par conséquent, pour les structures SIW fabriquées en substrat multicouche, il n'y a pas beaucoup de flexibilité pour créer un résonateur spécifique en utilisant uniquement des bandes planaires horizontales et vertical via des trous.

III.4.2 Guide d'ondes à ondes de surface lente

Une autre approche pour minimiser le guide d'onde consiste à utiliser la caractéristique d'onde lente de la structure de bande interdite électromagnétique (EBG). Les structures EBG sont des structures périodiques, qui peuvent être construites avec un morceau de substrat diélectrique avec des motifs métalliques périodiques imprimés en haut et un plan de masse métallique adossé en bas. Il existe un ou plusieurs intervalles de bande de fréquence sur les motifs où le mode substrat peut exister. Une surface EBG présente une propriété de haute impédance ou connue comme la surface du conducteur magnétique dans la bande d'arrêt, dans laquelle la propagation d'onde des énergies électriques et magnétiques est séparée. Cette

propriété unique à haute permittivité a été appliquée pour améliorer les performances de l'antenne conçue en supprimant le mode onde de surface.

Une autre application importante des structures EBG consiste à utiliser leur caractéristique d'ondes lentes dans la conception de déphaseurs. Cette propriété d'ondes lentes a été utilisée dans la miniaturisation des circuits. Lors de l'utilisation d'une structure EBG sur les surfaces supérieure et inférieure d'un guide d'ondes rectangulaire, la fréquence de coupure d'un tel guide d'ondes EBG est décalée vers une bande de fréquence inférieure en raison de l'effet d'ondes lentes des surfaces à haute permittivité. La surface EBG est construite avec un ensemble de petites plaques métalliques imprimées sur le dessus, reliées au sol par des bornes métalliques plaquées sur un substrat diélectrique mince. La largeur du guide d'ondes EBG est inférieure de 20% à celle du guide d'ondes rempli de diélectrique conventionnel [105]. Une surface électro-magnétique-électrique (EME) est utilisée comme milieu à ondes lentes et la largeur du SIW synthétique est 62% inférieure à celle du SIW conventionnel [106]. L'inconvénient de cette approche de miniaturisation par guide d'ondes est que toutes les méthodes connues pour améliorer le facteur d'ondes lentes (SWF) ou la constante de phase normalisée des EBG entraînent une constante d'atténuation croissante et une bande passante décroissante.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté plusieurs techniques de miniaturisation SIW. Certaines d'entre elles sont basées sur la manipulation des sections du guide d'ondes synthétisé, telles que RSIW et FSIW. Les autres sont basés sur la création de limites artificielles, telles que HMSIW.

La technique HMSIW proposée est une méthode de miniaturisation pour la conception des composants à base de la technologie SIW qui montrent les avantages d'une taille plus compacte avec un facteur de qualité Q élevé.

Le chapitre suivant sera consacré à la présentation des résultats de simulation du filtre passe bande et les résultats expérimentaux du filtre passe bande HMSIW.

CHAPITRE IV

Résultats des simulations et expérimentaux

Introduction

La première partie de ce chapitre est consacrée à la conception et les résultats de simulation du guide SIW en bande C.

La deuxième partie est réservée à la conception et simulation d'une nouvelle configuration d'un filtre passe-bande à base de SIW combinée à un DGS pour les applications en bande C.

Dans la dernière partie du chapitre, nous présentons la fabrication des filtres passe bande HMSIW mesuré en bande C.

IV.1 conception du Guide d'onde SIW en bande C

Dans cette section, nous présentons la conception du guide SIW qui fonctionne dans la bande de fréquence C [4-8] GHz. Le guide d'onde est conçu sur un substrat à base de FR4 ayant une permittivité relative de 4,3, une tangente de perte d'environ 0,018, une épaisseur h de 1,54 mm et une épaisseur du conducteur de 0,05 mm. Les paramètres du guide ont été calculés en utilisant les équations (I.37), (I.38) et (I.39).

La figure IV-1 illustre le guide d'onde SIW conçu.

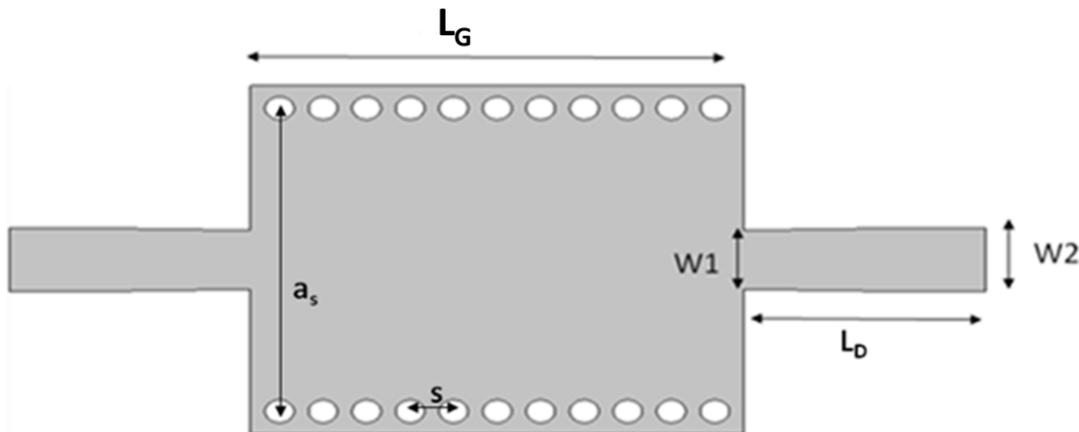


Figure IV.1 : Structure du guide SIW

Les valeurs des différents paramètres du guide SIW proposé sont représentées dans le tableau suivant :

Paramètres	a_s	L_G	W_2	W_1	L_D	s	d
Valeurs en (mm)	13.66	17	2.9	2.6	8.66	1.5	1

Tableau IV.1 Dimensions du guide SIW

Les résultats de simulation de ce guide SIW ont été obtenus à l'aide du logiciel CST et sont illustrés dans la figure IV.2.

Sur cette figure nous remarquons que dans la plage [4-5.7] GHz la transmission est pratiquement nulle et la réflexion est presque totale. Nous observons qu'il y a une amélioration du coefficient de transmission qui tend vers -2 dB et une réflexion pratiquement nulle qui atteint -32 dB autour de 7,7 GHz. Ceci illustre clairement que le guide SIW conçu est bien adapté.

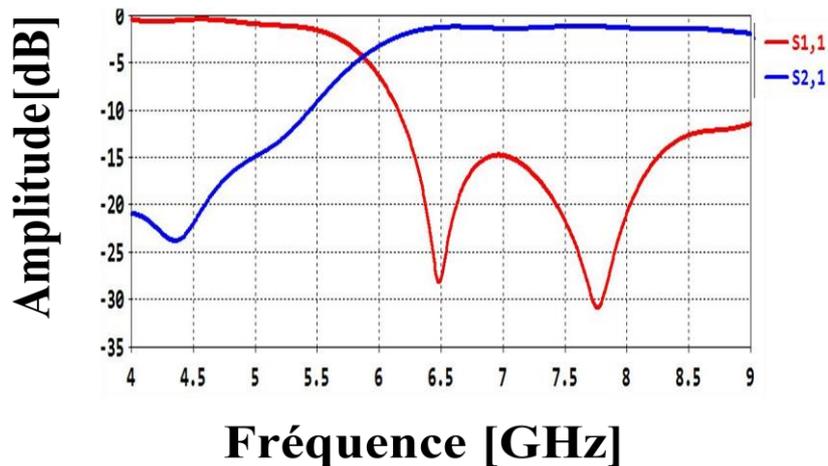


Figure IV.2 : Simulation du SIW en bande C

IV.2 partie de conception et simulation

IV.2.1 Conception du filtre passe-bande avec cellule DGS

Le filtre SIW proposé est conçu pour fonctionner dans les applications en bande C, Les paramètres géométriques du filtre sont illustrés à la figure IV.3 et la figure IV.4 illustre les résultats de la simulation de paramètres S_{11} et S_{21} de la cellule proposée.

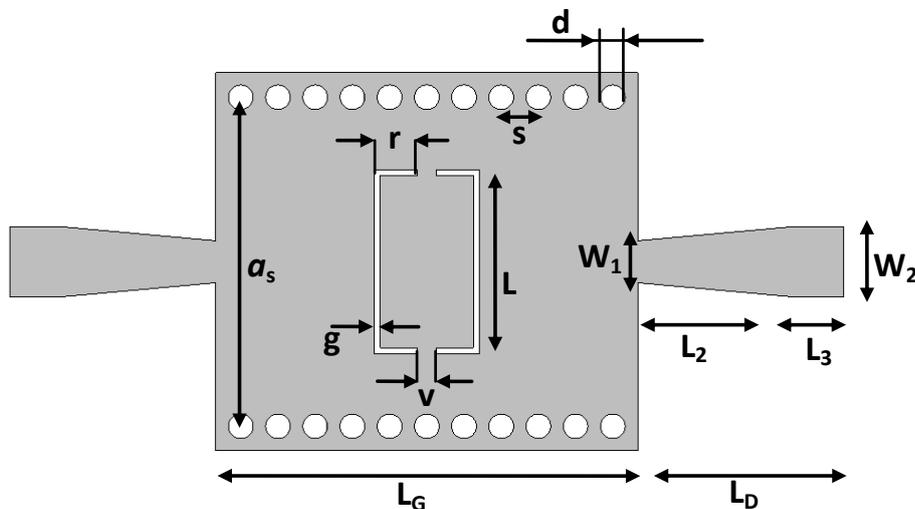


Figure IV.3 : Les paramètres géométriques du filtre passe-bande.

Les valeurs des différents paramètres filtre passe bande avec DGS proposé sont représentées dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
L_G	17	L	7.5
W_1	1.7	L_2	6.1
W_2	2.83	L_3	2.21
s	1.5	g	0.5
d	1	r	1.5
a_s	13.39	v	0.75
L_D	8.31		

Tableau IV.2 Dimensions du filtre passe bande avec DGS

Sur la Figure IV.4, nous pouvons remarquer que le filtre proposé a atteint une bande passante filtrée de 5,84 GHz à 7,97 GHz avec une fréquence centrale de 6,9 GHz. Dans la bande passante, l'affaiblissement d'insertion est d'environ -1,5 dB et l'affaiblissement de retour est inférieur à -13 dB et peut atteindre -32,35 dB à la fréquence de 7,45 GHz. En dehors de la bande filtrée, une bonne réjection est obtenue avec une atténuation inférieure à -15dB et la réjection maximale est atteinte à -31,66 dB à la fréquence de 8,97 GHz.

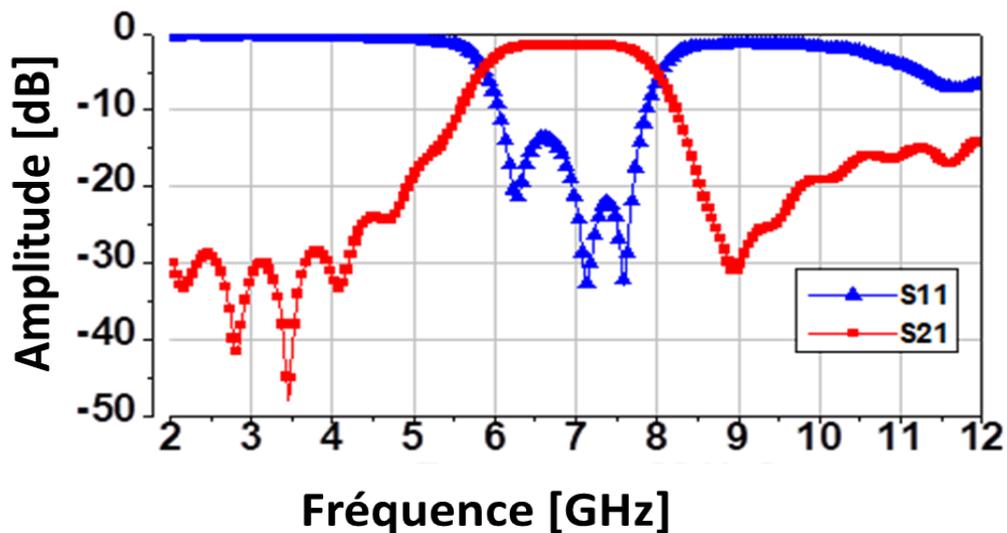


Figure IV.4 : Résultats de simulation du filtre passe-bande avec les cellules DGS.

IV.2.1.2 Cellule SIW-DGS

La cellule SIW-DGS proposée est représentée sur la figure IV.5.(a). La différence avec le DGS classique réside dans le fait que la fente DGS est gravée sur le plan supérieur du SIW pour constituer un résonateur multi mode lorsqu'elle est excitée par un port extérieur. Pour la cellule SIW-DGS proposée, ces propriétés de propagation sont une combinaison de la fonction de l'onde guidée passe-haut du SIW et de la fonction de bande interdite DGS. Il peut être spécifié par un circuit LC parallèle, comme indiqué sur la figure IV.5. (b).

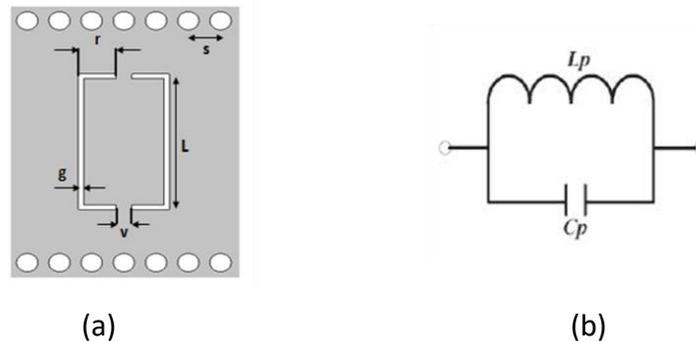


Figure IV.5 : (a) Vue de dessus de la cellule SIW-DGS proposée, (b) Circuit équivalent.

La première étude paramétrique montre l'influence de la longueur de L sur les résultats de simulation (figure IV.6). Lorsque la longueur longitudinale L augmente, c'est-à-dire que la taille des fentes augmente, nous pouvons voir que la fréquence de coupure supérieure et le point de bande interdite sont plus bas et que la fréquence de coupure inférieure reste la même, ce qui implique une largeur de bande plus étroite. Par conséquent, la longueur longitudinale joue un rôle très important dans les résultats de la simulation et a une grande influence sur la cellule SIW DGS proposée.

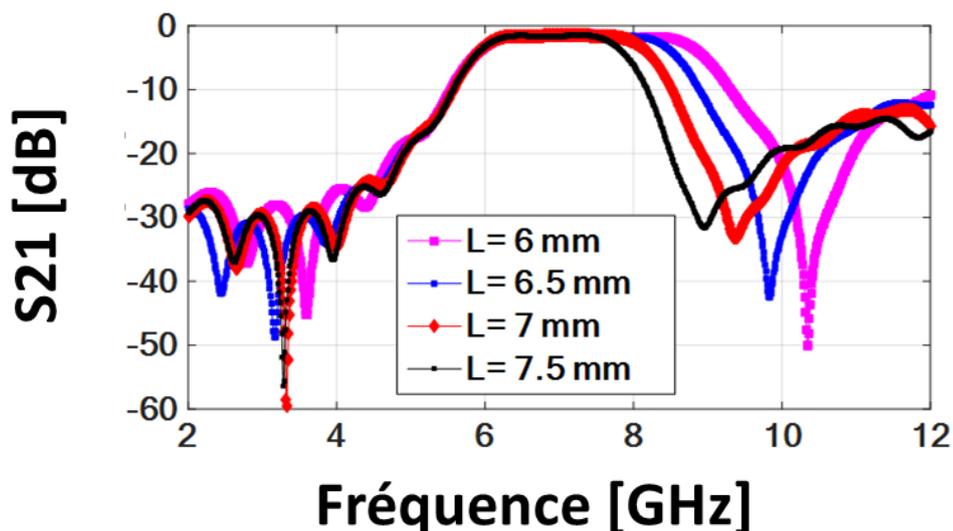


Figure IV.6 : Résultats de simulation de la cellule SIW-DGS proposées avec différentes valeurs de L avec : $g=0.25$ mm, $r=1.5$ mm, $V=0.75$ mm.

La figure IV.7 montre les résultats de simulation d'une cellule SIW-DGS proposée avec différentes valeurs de 'V'. Cette deuxième étude paramétrique montre l'influence de l'espacement 'V' entre deux fentes. Lorsque 'V' augmente, la fréquence de coupure inférieure reste la même et la fréquence de coupure supérieure se déplace plus haut. Par conséquent, 'V' est le deuxième paramètre qui a affecté la proposition de SIW DGS : lorsque 'V' augmente, la bande passante augmente vers le haut, ce qui signifie une bande passante plus large

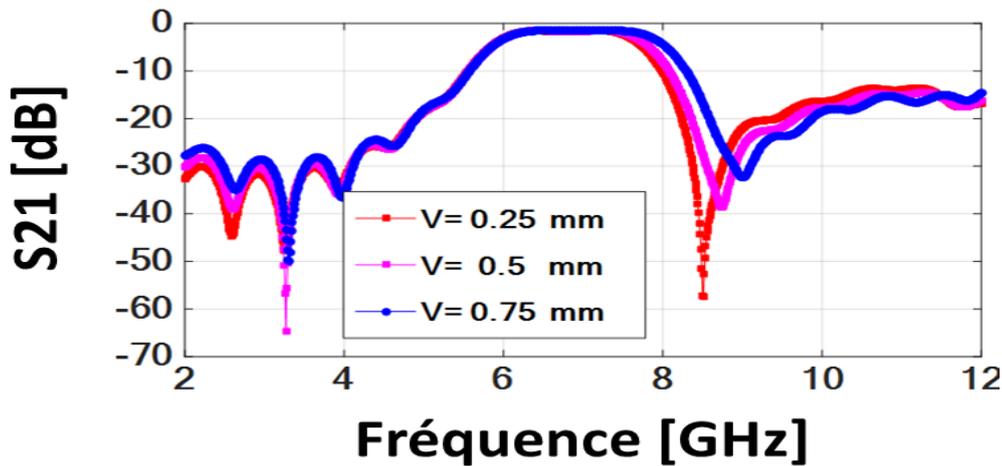


Figure IV.7 : Résultats de simulation de la cellule SIW-DGS proposée avec différentes valeurs de V avec $g = 0,25$ mm, $r = 1,5$ mm, $L = 7.5$ mm.

La figure IV.8 illustre les résultats de simulation S_{21} de la cellule SIW-DGS proposée avec différentes valeurs de 'g'. Cette étude paramétrique montre l'influence de la largeur 'g': Lorsque la largeur de 'g' augmente, la taille de la fente devient plus large. On peut aussi constater que lorsque 'g' augmente, la fréquence de coupure supérieure et le point de la bande interdite sont légèrement décalés.

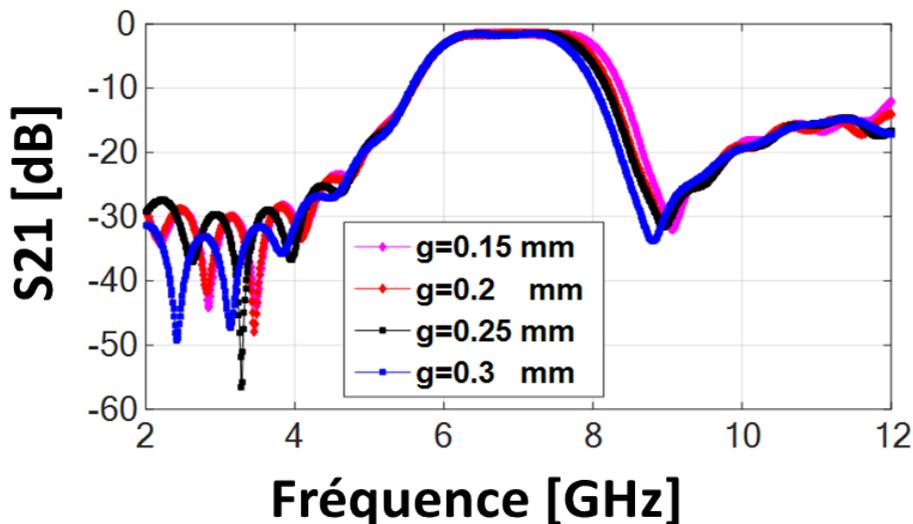
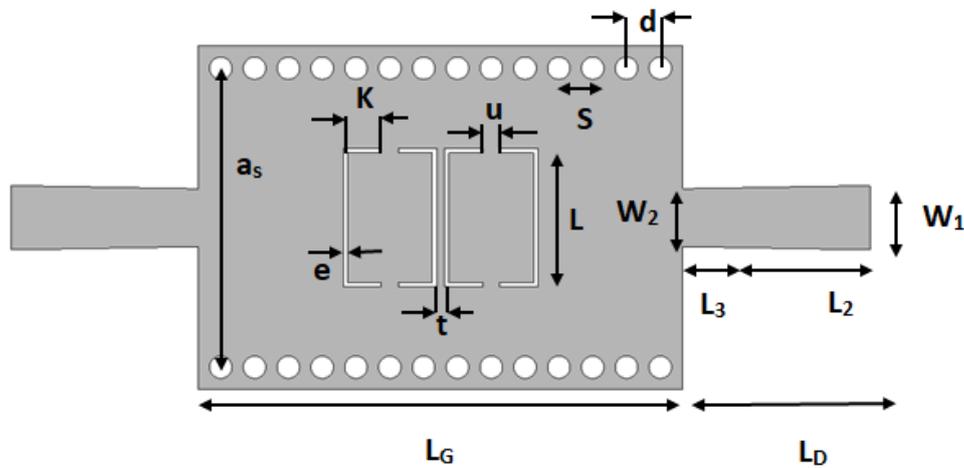


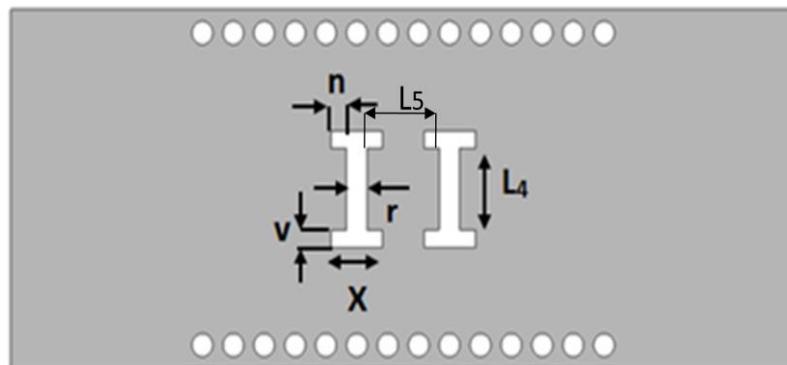
Figure IV.8 : Résultats de simulation de la cellule SIW-DGS proposées avec différentes valeurs de g avec : $L = 7.5$ mm, $r = 1,5$ mm, $V = 0,75$ mm.

IV.2.2 Conception du filtre SIW passe-bande dans la bande C

Dans cette partie, le filtre SIW proposé est conçu en bande C. Comme nous le savons, la technologie SIW prend les mêmes performances qu'un filtre passe-haut qui laisse passer les fréquences supérieures à la fréquence de coupure f_c . Le SIW présente des caractéristiques passe-haut, comme il a été confirmé dans [107] et pour réaliser un filtre passe-bande, en utilisant une fente qui représente un filtre passe-bas gravé sur la couche supérieure du SIW, les deux fentes gravées dans le plan supérieur de la cavité SIW sont utilisés pour constituer un résonateur multi-mode et la forme d'haltère gravée sur le plan inférieur est utilisée pour améliorer les performances du filtre. Les paramètres géométriques du filtre sont affichés sur les figures IV.9 (a) et (b).



(a)



(b)

Figure IV.9 : Les paramètres géométriques du filtre passe-bande. (a) Vue de dessus. (b) vue de dessous.

Les valeurs des différents paramètres filtre passe bande avec DGS (dumbbell) proposé sont représentées dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
L_G	21.5	v	0.75
W_1	2.83	e	0.25
W_2	2.59	n	0.9
s	1.5	u	0.25
d	1	t	0.75
a_s	13.38	L_2	6.1
L	6.9	L_3	2.21
x	2	L_4	3.5
k	1.5	L_5	3.6
r	1	L_D	8.31

Tableau IV.3 Dimensions du filtre passe bande avec DGS (dumbbell).

La figure IV.10 illustre les résultats de simulation du filtre passe-bande avec cellule DGS conçu. Nous observons une bande filtrée de 6,2 à 7,8 GHz avec une perte d'insertion d'environ -1,5 dB dans la largeur de bande transmise et une perte de retour enregistrée inférieure à -19 dB dans la gamme de fréquences de 6,2 à 7,8 GHz, elle atteint -54 dB à la fréquence 7,5 GHz. On peut également noter que les bandes de réjection vont de 2 à 5,7 GHz et de 8,4 à 12 GHz avec une atténuation inférieure à -29 dB, et que la réjection maximale qui peut atteindre -70,8 et -59 dB aux fréquences 2,5 et 10,7 GHz respectivement.

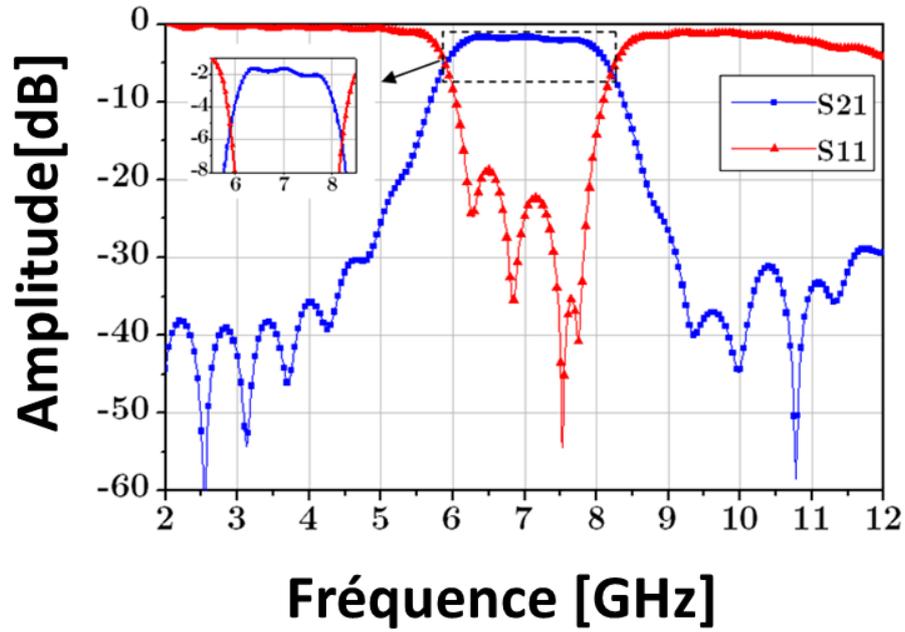


Figure IV.10 : Résultats de simulation du Filtre passe-bande avec cellules DGS

La répartition du champ électrique du filtre passe-bande proposé est illustrée à la Figure IV.11.

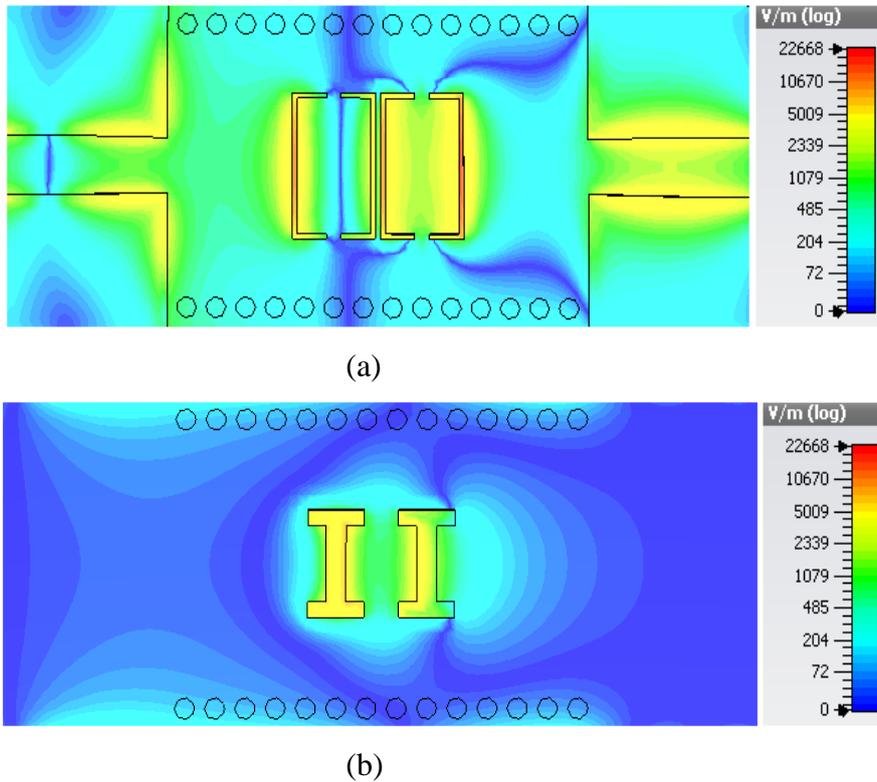


Figure IV.11 : Distribution du champ électrique du filtre passe-bande proposé. (a) Couche supérieure. (b) couche inférieure.

IV.2.3 Présentation du filtre passe bande SIW avec cellule H-DGS

La configuration du filtre passe-bande proposée, basée sur la technologie SIW avec une cellule H-DGS excitée par une ligne à micro-ruban de 50Ω placée sur la face supérieure du substrat est illustrée à la figure IV.12. Ce filtre passe-bande est conçu pour la bande C et est simulé sur un substrat FR4. Nous pouvons concevoir un filtre passe-bande de haute performance en combinant deux fentes gravées sur le plan de la couche métallique supérieure et deux cellules H-DGS gravées sur le plan de masse métallique de la cavité SIW. Le SIW peut fonctionner comme un filtre passe-haut, comme il a été confirmé dans [108][109] et pour la construction d'un filtre passe-bande à structure électromagnétique deux fentes avec une performance de bande d'arrêt gravée sur la plaque métallique supérieure sont ajoutés à la structure.

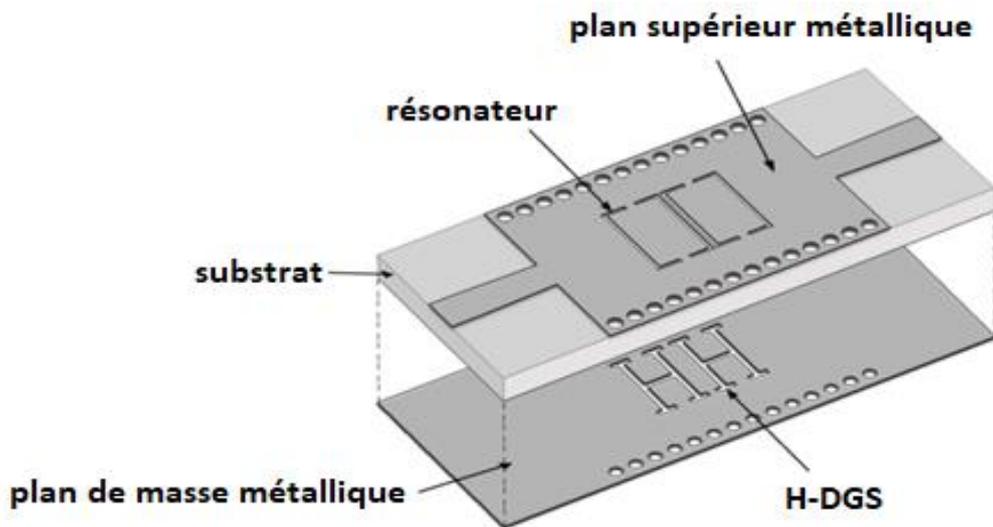


Figure IV.12 : Vue tridimensionnelle du filtre passe-bande à cellules H-DGS.

IV 2.3.1 Conception et analyse de la cellule H-DGS

La cellule SIW-DGS proposée et conçue est présentée à la figure IV.13 (a). Dans cette section, nous utilisons la cellule H-DGS modifiée pour concevoir un filtre passe-bande avec une cavité SIW. La cellule H-DGS gravée sur le plan métallique inférieur a été largement appliquée dans la conception des filtres [110][111]. Elle permet de perturber la distribution du courant sur le plan métallique et d'améliorer ainsi l'inductance et la capacité effectives de la ligne à micro rubans. La fractale en forme de H-DGS agit comme un circuit résonant parallèle. Elle peut être modélisée à l'aide d'un circuit LC. Elle est illustrée à la Figure IV.13.(b). Les paramètres de C_p et de L_p sont calculés comme suit [112]:

$$C_p = \frac{5 f_c}{\pi(f_p^2 - f_c^2)} \quad [\text{pF}] \quad (\text{IV.1})$$

$$L_p = \frac{25}{C_p(\pi f_p)^2} \quad [\text{nH}] \quad (\text{IV.2})$$

Où: f_p et f_c sont la fréquence de résonance et la fréquence de coupure de la bande d'arrêt, respectivement.

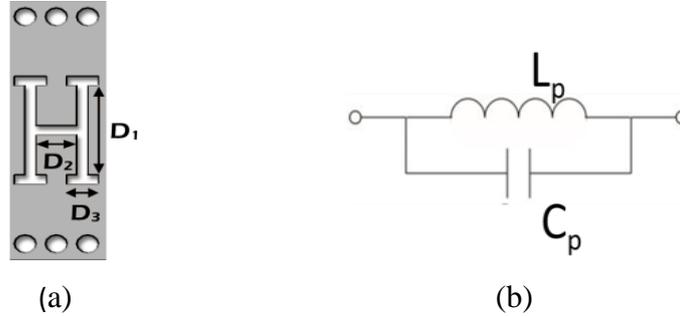


Figure IV.13 : (a)Cellule DGS fractale en forme de H proposée (vue de dessous),
(b) Circuit équivalent.

La fréquence de résonance des fractales en forme de H-DGS peut être déterminée par la formule suivante :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} \quad (\text{IV.3})$$

Où: C_p et L_p sont la capacité et l'inductance caractéristiques unitaires de la cellule DGS.

La figure IV.14(a) illustre l'effet de la variation de la longueur D_1 sur la cellule H-DGS. Nous remarquons que la fréquence de coupure reste presque constante et que la fréquence de résonance augmente. L'effet de la variation du paramètre D_2 sur la cellule H DGS est illustré sur la figure IV.14(b). Les résultats de la simulation montrent que la fréquence de coupure reste constante et que la fréquence de résonance augmente. Ainsi, nous pouvons dire que la variation des paramètres D_1 et D_2 n'influent quasiment pas sur la fréquence de coupure.

La figure IV.15 illustre les paramètres géométriques du filtre passe-bande SIW à base de cellules H-DGS.

Les résultats de simulations des coefficients de réflexion et de transmission S_{11} et S_{21} respectivement, du filtre proposé avec la cellule H-DGS obtenus par CST Microwave Studio sont représentés sur la figure IV.16.

La figure montre clairement que le filtre a une fréquence centrale de 6,9 GHz. Les simulations montrent une perte d'insertion d'environ -1,76 dB et une perte de retour enregistrée inférieure à -16 dB en bande filtrée, elle atteint -73 dB à la fréquence 7,33 GHz. Hors bande passante émise, une bonne réjection est obtenue avec une atténuation inférieure à

-25dB et la réjection maximale est atteinte à -58,36 dB à la fréquence de 9,76 GHz.

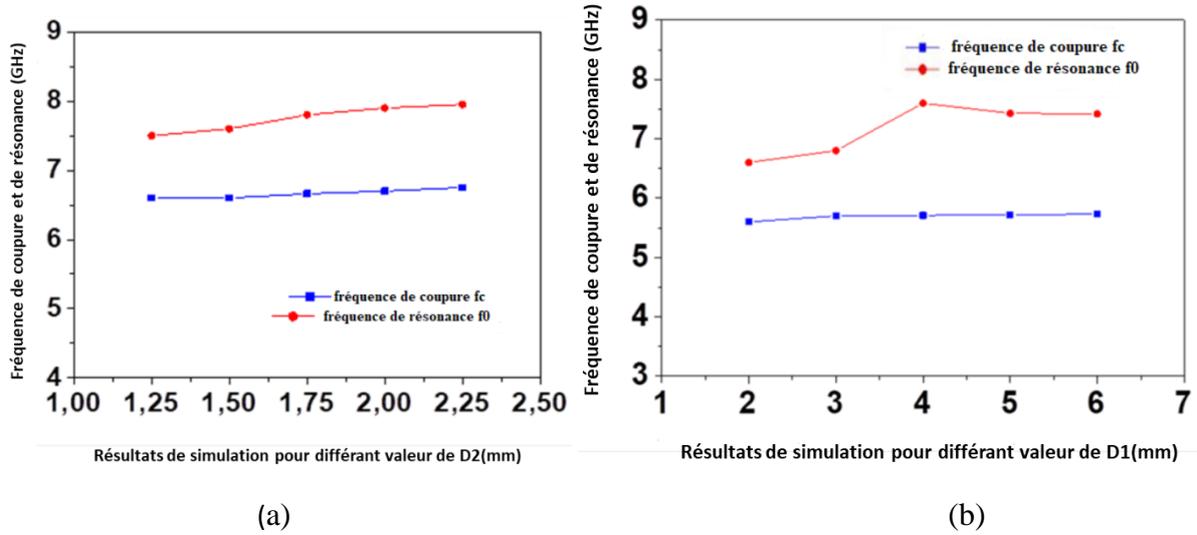


Figure IV.14 : Fréquence de coupure et de résonance du H-DGS

(a) Effet de la variation des différentes valeurs de D_2 . (b) Effet de la variation des différentes valeurs de D_1 .

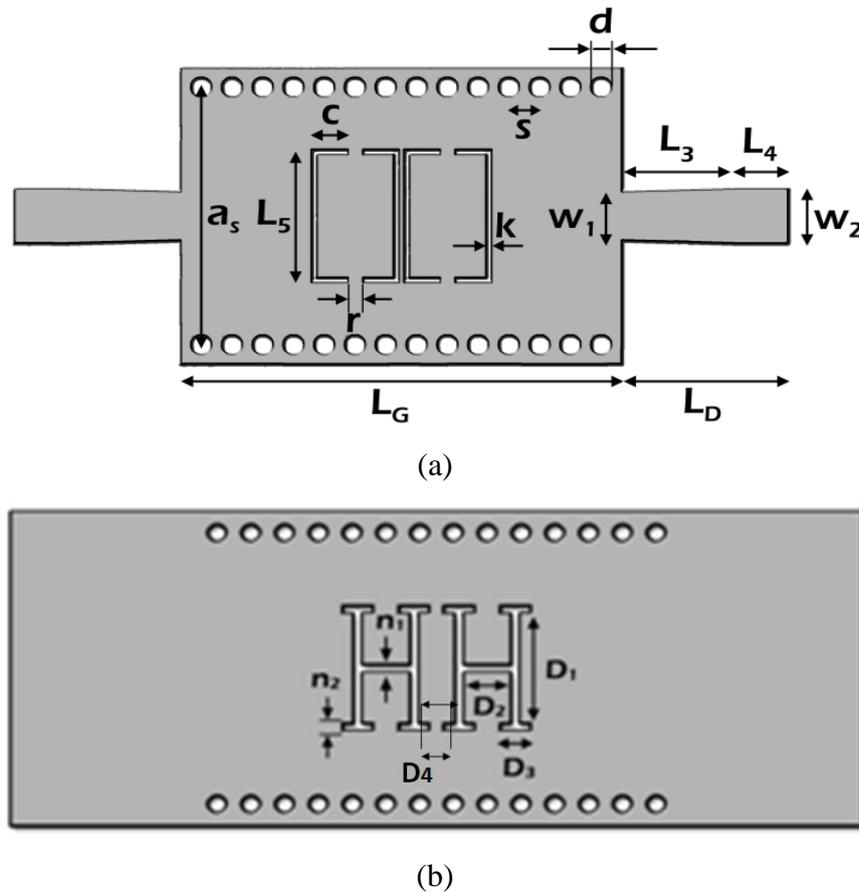


Figure IV.15 : Les paramètres géométriques du filtre passe-bande. (a) Vue de dessus. (b) vue de dessous.

Les valeurs des différents paramètres filtre passe bande avec DGS (2H) proposé sont représentées dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
L_G	17	L_3	2.21
W_1	2.5	L_4	6.1
W_2	2.83	L_5	6.9
s	1.5	n_1	0.5
d	1	n_2	0.5
a_s	13.39	D_1	5.3
c	1.5	D_2	2
K	0.25	D_3	1.5
r	0.75	D_4	1.65
L_D	8.31		

Tableau IV.4 Dimensions du filtre passe bande avec DGS (2H).

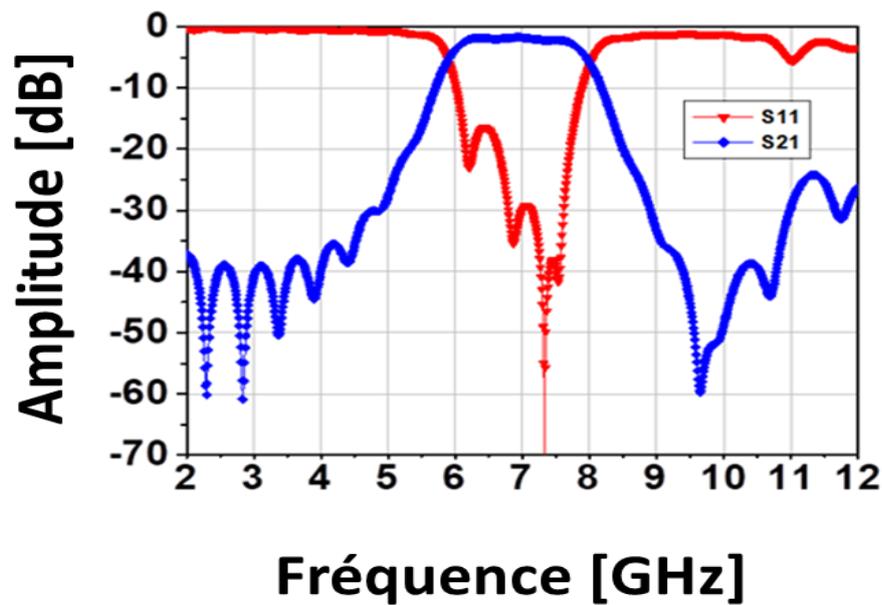


Figure IV.16 : Résultats de simulation des coefficients de réflexion et de transmission du filtre passe-bande avec cellule H-DGS

Figure IV.17 montre la distribution tridimensionnelle du champ électrique du filtre passe-bande proposé à 7 GHz.

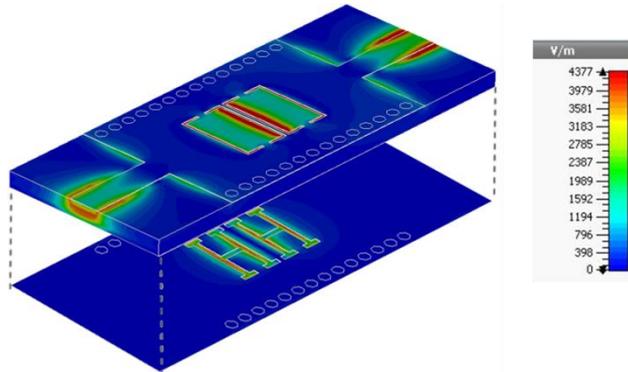


Figure IV.17 : Vue tridimensionnelle de la distribution du champ électrique pour le filtre passe-bande avec H-DGS.

IV.3 Partie expérimentale et mesures

Toutes les réalisations proposées et les différentes mesures expérimentales effectuées, citées dans ce qui suit, ont été effectuées au laboratoire Laplace de l'Université de Toulouse.

Les résultats des mesures sont effectués avec un analyseur de réseau vectoriel Agilent.

IV.3.1 Filtre passe-bande SIW avec cellule DGS

La figure IV.18 illustre une photographie de la réalisation pratique du filtre passe-bande SIW avec cellule DGS.

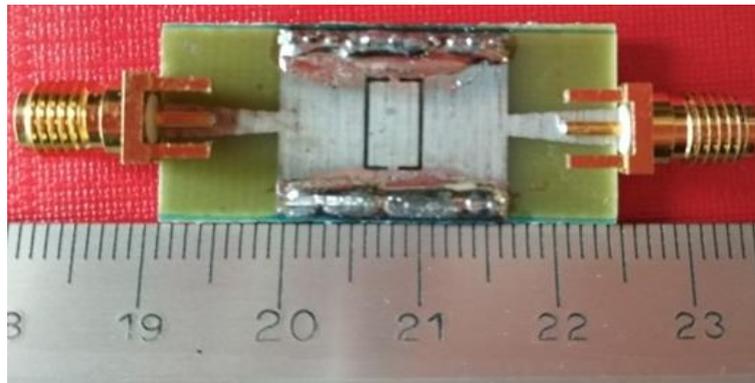


Figure IV.18 : Photographie du filtre fabriqué

Les résultats de mesure des paramètres S_{11} et S_{21} du filtre passe-bande avec cellules DGS sont illustrés à la Figure IV.19. La fréquence centrale du filtre passe-bande est d'environ 6,75 GHz et la largeur de bande fractionnelle FBW est de 28,14 % de 5,85 GHz à 7,7 GHz.

La perte d'insertion mesurée est d'environ -2,0 dB et la perte de retour mesurée est inférieure à -10dB, atteignant -17,5 dB à 6,1 GHz. Une excellente réjection est observée en dehors de la

bande de filtrage de 5,85 à 7,7 GHz. De plus, une certaine discordance est observée dans la perte de retour et la perte d'insertion entre la simulation et les mesures, qui peut être causée par divers facteurs tels que le bruit, le problème de soudure et d'étalonnage de l'analyseur de réseau ou encore du mouvement du câble.

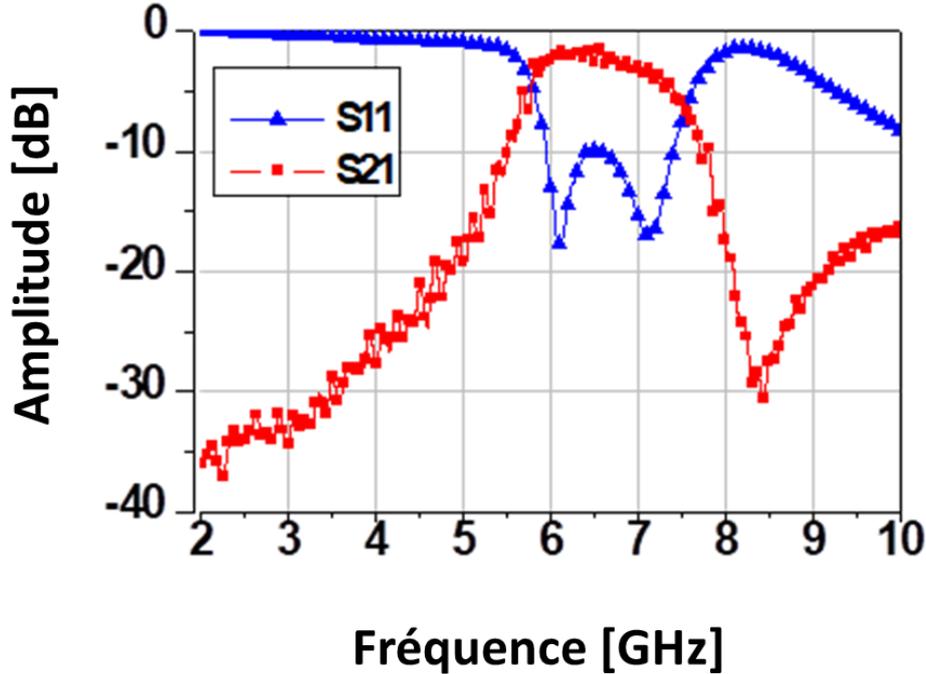


Figure IV.19 : Résultats expérimentaux du filtre passe-bande avec cellule DGS

IV.3.2 Conception du filtre passe-bande HMSIW avec des cellules DGS

Nous présentons une nouvelle topologie originale de filtre passe-bande HMSIW avec cellules DGS conçue, fabriquée et mesurée en bande C sur un substrat à base de FR4. Le filtre passe-bande HMSIW a la moitié de la taille du filtre d'origine, ce qui conserve les mêmes caractéristiques que le filtre traditionnel. Les paramètres géométriques du filtre HMSIW sont représentés à la figure IV.20 et sont ajustés pour obtenir les mêmes performances que le filtre complet.

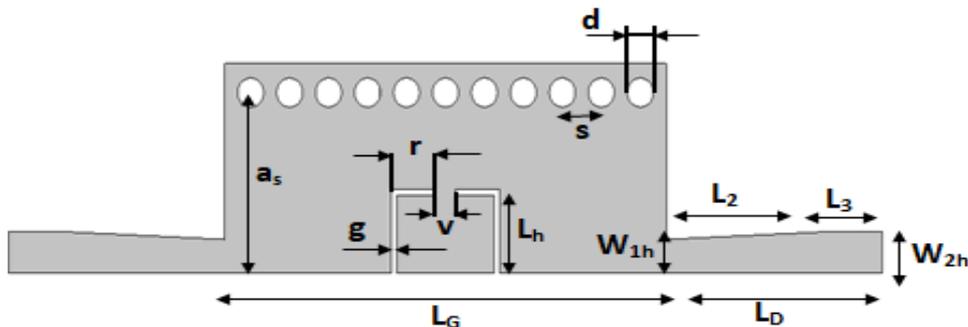


Figure IV.20 : Paramètres géométriques du filtre passe-bande HMSIW avec cellules DGS

Les dimensions de filtre passe bande HMSIW avec DGS sont indiquées dans les tableaux suivantes :

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
L_G	17	L_h	3.5
W_{1h}	1.13	L_2	6.1
W_{2h}	0.61	L_3	2.2
s	1.5	g	0.25
d	1	r	1.5
a_{sh}	6.75	v	0.75
L_D	8.31		

Tableau IV.5 Dimensions du filtre passe bande avec DGS (2H).

IV.3.2.1 Filtre passe-bande HMSIW avec cellule DGS :

Le filtre passe-bande HMSIW proposé a été fabriqué comme indiqué à la Figure IV.21.

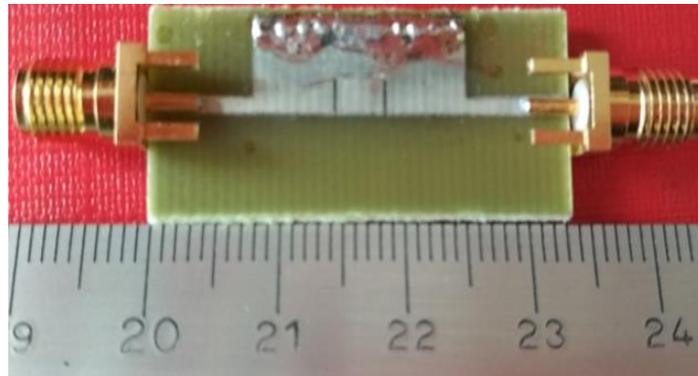


Figure IV.21 : Photographie du filtre HMSIW-DGS fabriqué

Pour valider les résultats de la simulation, le filtre passe-bande HMSIW proposé avec cellules DGS est fabriqué sur un substrat à base de FR4. Sur la figure IV.22, il est clair que la fréquence centrale du filtre passe-bande fabriqué est d'environ 6,55 GHz et la largeur de bande fractionnelle FBW est de 38,16%, de 5,3 GHz à 7,8 GHz.

La perte d'insertion mesurée est d'environ -2,0 db en raison des pertes dans le matériau FR4 et la perte de retour mesurée est inférieure à -14 dB, elle atteint -24,29 dB à la fréquence 6 GHz. De plus, une excellente réjection est observée en dehors de la bande de filtrage 5,3 GHz et 7,8 GHz. On peut observer un léger décalage entre la simulation et les mesures

pouvant être provoqué par de nombreux facteurs tels que : le défaut de soudure du SMA et de la ligne d'alimentation micro ruban, l'étalonnage de l'analyseur de réseau, la température de l'environnement et le bruit.

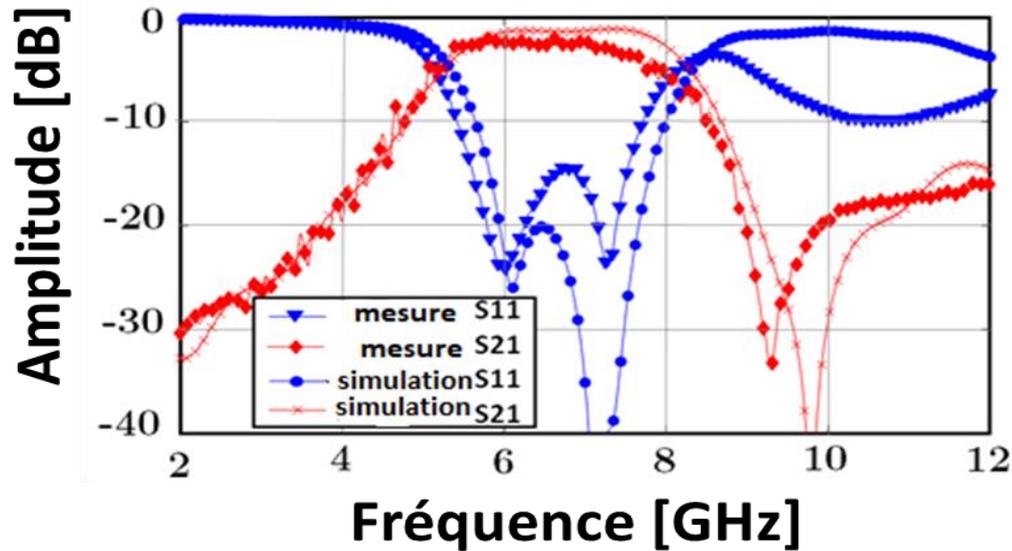


Figure IV. 22 : Résultats expérimentaux du filtre passe-bande HMSIW avec cellule DGS.

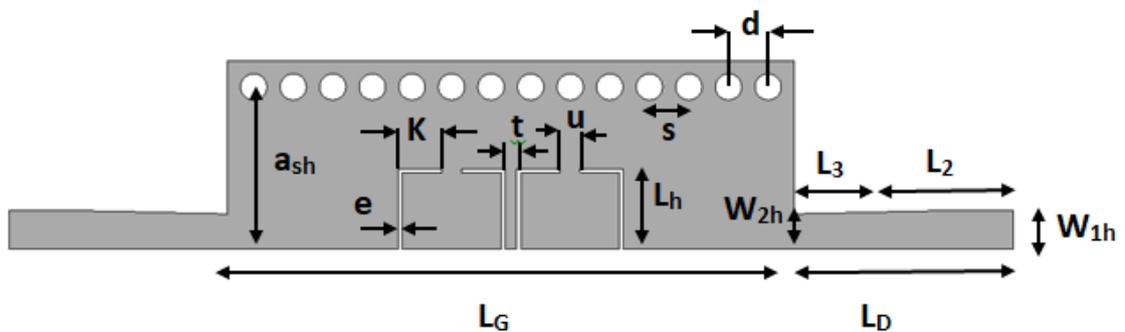
Le tableau IV.1 illustre la comparaison entre notre réalisation et les filtres utilisant la même technologie. Notons que la réalisation proposée donne des meilleurs résultats en termes de perte de retour qui est de -24,29 dB et de 38,16% de la largeur de bande fractionnelle FBW. Le résultat de perte d'insertion est acceptable et correspond aux pertes dues au matériau FR4. Ces résultats sont les meilleurs en comparaison avec les travaux déjà publiés.

Référence	Fréquence d'opération [GHz]	perte d'insertion [dB]	Perte de retour [dB]	Bande passante Fractionnelle	Taille (mm ²)
[113]	7.80	1.50	10.0	22.00 %	-
[114]	9.97	1.50	12.0	0.80 %	9.2×78.24
[115]	5.03	3.90	19.0	6.40 %	22.2×93
[116]	8.15	2.16	11.6	23.00 %	16×48
[117]	8.43	1.52	18.0	15.18 %	19.5×3.8
[117]	9.62	1.56	17.0	27.30 %	22×3.5
[117]	8.85	1.63	15.0	33.30 %	20.2×3.5
[118]	33.03	1.00	11.0	10.10 %	7.04×17
[119]	32.50	1.54	12.5	34.61 %	6.4×39
Notre travail	6.00	2.00	24.29	38.16 %	7.75×33.62

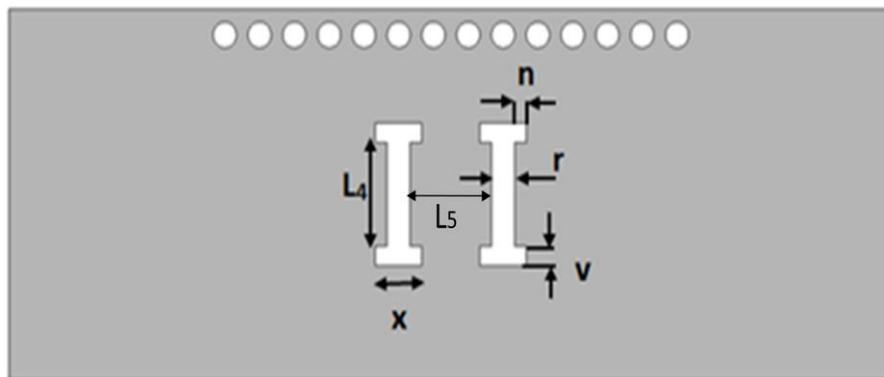
Tableau IV.6 : Comparaison entre notre réalisation et les filtres utilisant la même technologie.

IV.3.3 Conception du filtre passe-bande HMSIW

Dans cette section nous présentons une configuration originale d'un filtre passe-bande HMSIW conçu. La structure du filtre HMSIW elle conserve les mêmes caractéristiques du filtre SIW, les deux fentes gravées sur la couche plane supérieure de la cavité SIW sont utilisées pour constituer un résonateur multi mode et deux fractales DGS de forme haltère gravées sur la couche plane inférieure peuvent améliorer considérablement les performances caractéristiques du filtre. Les paramètres géométriques du filtre HMSIW sont ajustés pour obtenir les mêmes performances que le filtre complet. La figure IV.23 montre les structures supérieure et inférieure du filtre passe-bande en bande C demi-mode basé sur la technologie SIW.



(a)



(b)

Figure IV.23 : Les paramètres géométriques du filtre HMSIW. (a) Vue de dessus, (b) Vue de bas.

Les valeurs des différents paramètres filtre passe bande HMSIW avec DGS (dumbbell) proposé sont représentées dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
L_G	21.5	L_D	8.31
W_{1h}	1.47	e	0.15
W_{2h}	1.27	n	0.75
s	1.5	u	0.25
d	1	t	0.75
a_{sh}	6.11	L_2	6.1
L_h	3.5	L_3	2.21
x	2	L_4	3.99
k	1.5	L_5	3.5
r	1		

Tableau IV.7 Dimensions du filtre passe bande HMSIW avec DGS (2 dumbbell).

Les résultats de la simulation du filtre HMSIW passe bande obtenu par le logiciel CST sont présentés à la Figure IV.24.

Le filtre a une large bande passante allant de 5,8 GHz à 8,25 GHz et une fréquence centrale d'environ 7,7 GHz. Dans cette largeur de bande, la perte d'insertion est d'environ -2 dB et la perte de retour est inférieure à -17 dB, elle atteint -70 dB à la fréquence 7,5 GHz. La fréquence de coupure simulée correspond très bien au résultat calculé qui est d'environ 5,7 GHz.

Un bon rejet est obtenu en largeur de bande transmise. On peut également observer une excellente réjection pour les fréquences inférieures à 5,8 et supérieure à 8,25 GHz. En outre, une atténuation est inférieure à -19 dB et la réjection maximale atteint -44 et -41 dB aux fréquences respectives 2,2 et 9,8 GHz.

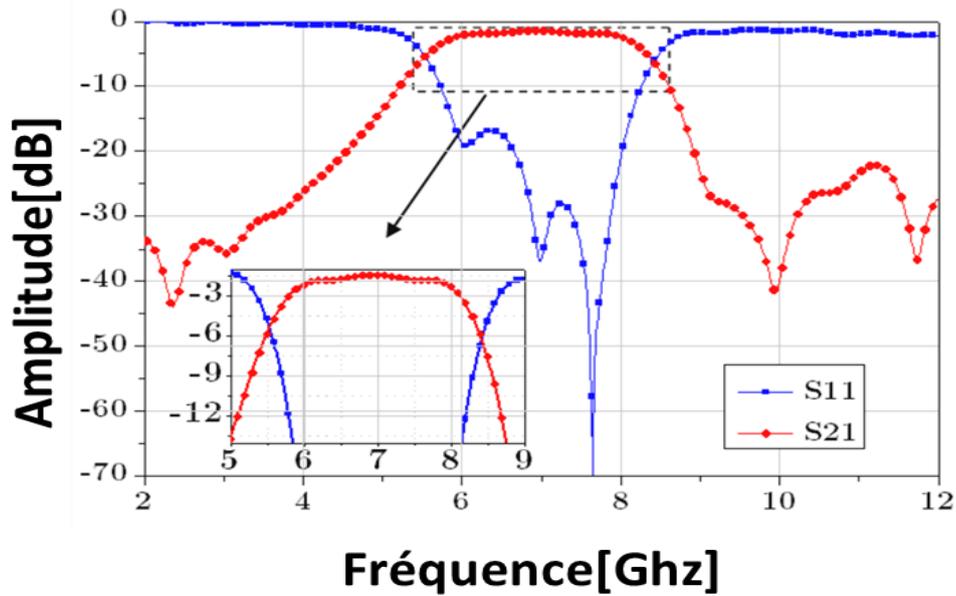
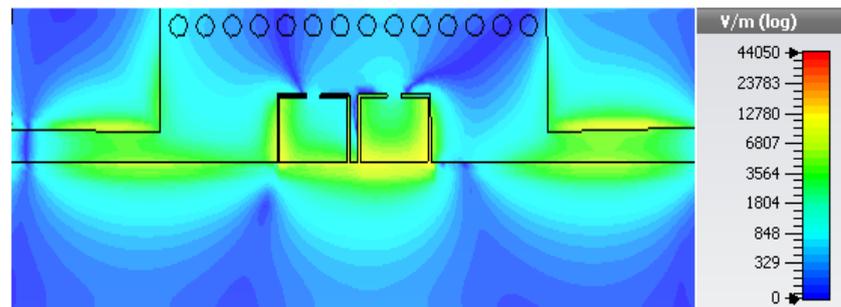
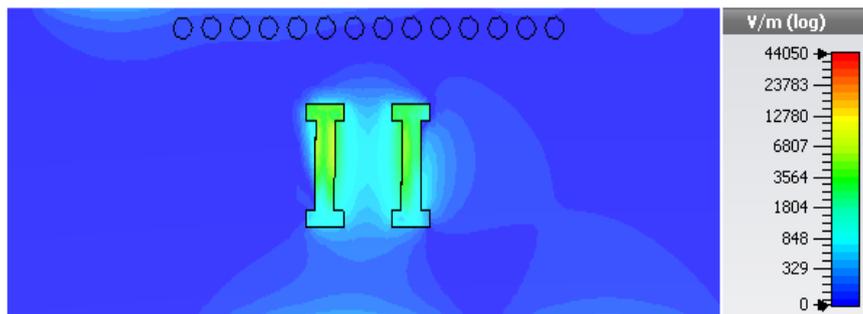


Figure IV.24 : Résultats de simulation du filtre passe-bande HMSIW avec cellule DGS

La répartition du champ électrique du filtre passe-bande HMSIW proposé est illustrée à la Figure IV.25.



(a)



(b)

Figure IV.25 : Distribution du champ électrique du filtre HMSIW proposé passe-bande en bande C (a) couche supérieure, (b) couche inférieure.

IV.3.3.1 Résultats expérimentaux du filtre passe-bande HMSIW

La figure IV.26 illustre une photographie de la réalisation pratique du filtre passe-bande HMSIW.

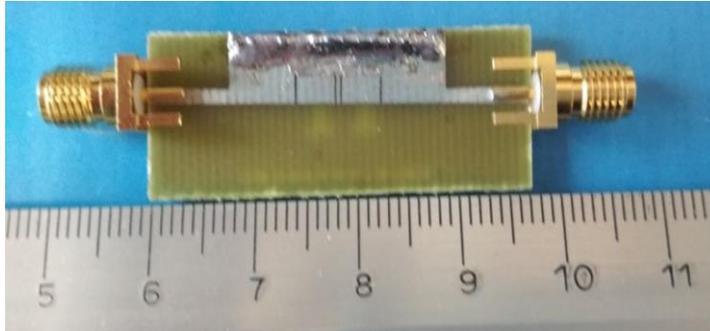


Figure IV.26 : Photographie du filtre fabriqué

Les résultats expérimentaux en termes de perte de retour et de perte d'insertion du filtre passe-bande HMSIW en bande C avec cellules DGS d'haltères sont présentés sur la Figure IV.27.

Sur cette figure, il est clair que le filtre à une large bande passante, d'environ 1,53 GHz et s'étend de 5,97 à 7,5 GHz et dont la fréquence centrale est d'environ 7 GHz. La perte d'insertion mesurée est d'environ -2,6 dB et la perte de retour inférieure mesurée est inférieure à -18 dB et peut atteindre -32.5dB à la fréquence 6,1 GHz. De plus, une excellente réjection est observée au-delà de 5,97 et 7,5 GHz. En outre, une certaine discordance est observée entre la simulation et les mesures, ce qui peut être dû à de nombreux facteurs tels que le problème de soudure et de calibration de l'analyseur de réseau.

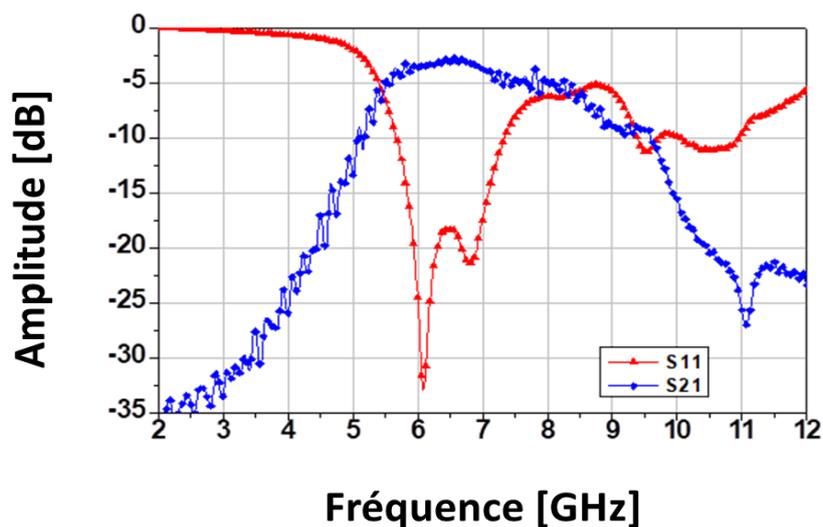


Figure IV.27 : Résultats expérimentaux du filtre passe-bande réalisé.

Le tableau IV.2. Représente les performances du filtre HMSIW par rapport à d'autres travaux de la bibliographie.

Référence	Bande passante d'opération [GH]	Perte d'insertion [dB]	Pic à la résonance [dB]	Taille [mm ²]
[120]	7.15-11.25	1.05	-22	1.35×0.5
[121]	6.85-11.11	1.5	-32	15.7×29.35
[122]	3.90-6.70	1.6	-39	56.5× 19
[123]	3.00-11.10	1.2	-22	13×11
Notre travail	5.97-7.50	2.6	-34	7.48×38.12

Tableau IV.8 : Performances du filtre HMSIW par rapport à d'autres travaux

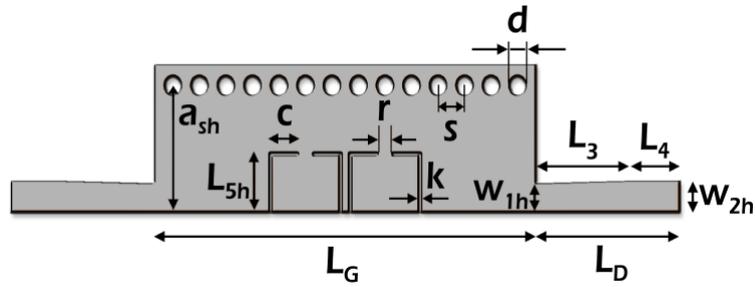
IV.3.4 Conception du filtre HMSIW avec H-DGS

La figure IV.28 décrit la configuration d'une nouvelle topologie originale du filtre passe-bande HMSIW avec cellules H-DGS, conçue et simulée en bande C. Le filtre proposé est conçu pour avoir une largeur de bande fractionnelle de 36% à une fréquence intermédiaire de 6,8 GHz. La configuration géométrique du filtre HMSIW-DGS proposé, combinant deux fentes gravées sur la plaque métallique supérieure et deux cellules H-DGS gravées sur le sol métallique avec une ligne à micro-ruban et une transition effilée de micro-ruban à HMSIW en entrée/sortie (I/O). Les transitions asymétriques micro-bande-HMSIW sont utilisées pour obtenir un facteur de qualité externe (Q_e) élevé, comme indiqué dans [124], ce qui donne l'équation suivante:

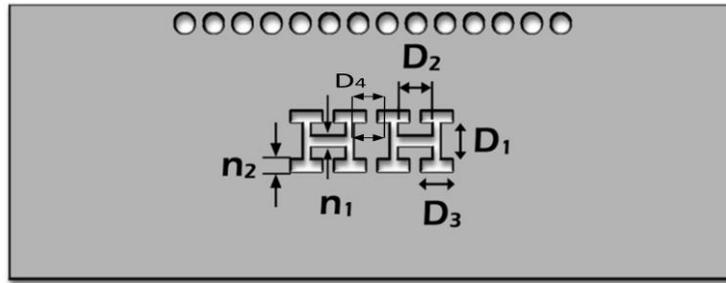
$$Q_e = \frac{2f_0}{BW_{3dB}} \quad (IV.4)$$

Avec :

- f_0 : fréquence centrale de la bande passante
- BW_{3dB} : Bande passante à 3dB.



(a)



(b)

Figure IV.28 : Géométrie du filtre HMSIW passe-bande avec H-DGS

. (a) vue de face, (b) vue arrière.

Les valeurs des différents paramètres filtre passe bande HMSIW avec DGS (2H) proposé sont représentées dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
L_G	22	L_3	2.21
W_{1h}	1.13	L_4	6.1
W_{2h}	0.61	L_{5h}	3.5
s	1.5	n_1	0.5
d	1	n_2	0.5
a_{sh}	6.75	D_1	2.5
c	1.5	D_2	2
k	0.25	D_3	1.5
r	0.75	D_4	1.75
L_D	8.31		

Tableau IV.9 Dimensions du filtre passe bande HMSIW avec DGS (2 H).

La figure IV.29 montre la distribution tridimensionnelle du champ électrique pour le filtre HMSIW-DGS à 7 GHz.

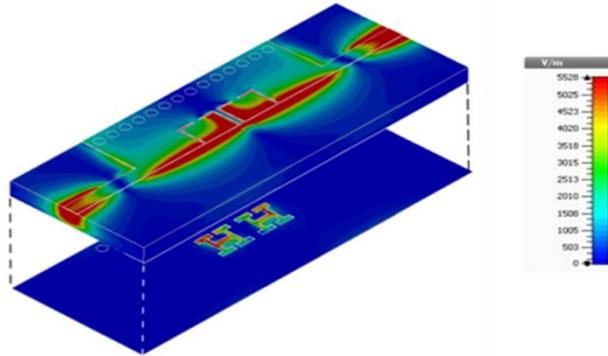


Figure IV.29 : Vue 3D de la distribution du champ électrique du filtre HMSIW avec H-DGS

IV.3.4.1 Résultats expérimentaux et discussion

Pour vérifier les résultats de la simulation, le filtre passe-bande HMSIW-DGS proposé a été réalisé sur un substrat à base de FR4 en utilisant le même matériau que celui utilisé dans la simulation. La fabrication a été dépendante d'une carte de circuit imprimé (PCB), comme illustré à la Figure IV.30. La taille du filtre est de 7,3 mm x 33,62 mm correspondant à $0,33 \lambda_g \times 1,53 \lambda_g$, (où λ_g : est la longueur d'onde guidée dans le substrat dans la bande passante centrale)

Pour faciliter la mesure du filtre, deux connecteurs SMA (Sub-Miniature version A) ont été installés sur les ports d'entrée et de sortie. Les résultats de simulation et expérimentaux sont représentés à la figure IV.31.

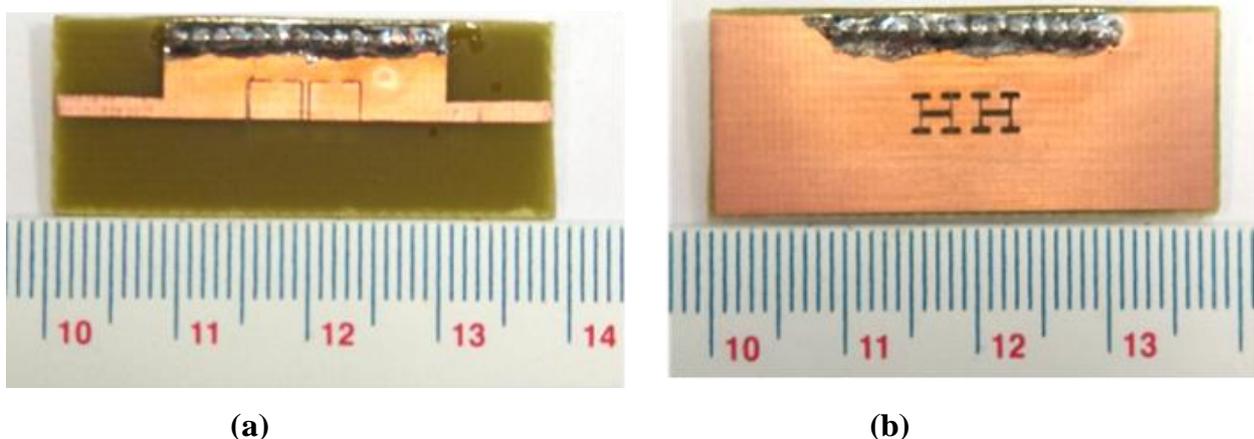


Figure IV.30 : Photographie du filtre fabriqué proposé

(a) Vue de dessus, (b) vue de dessous

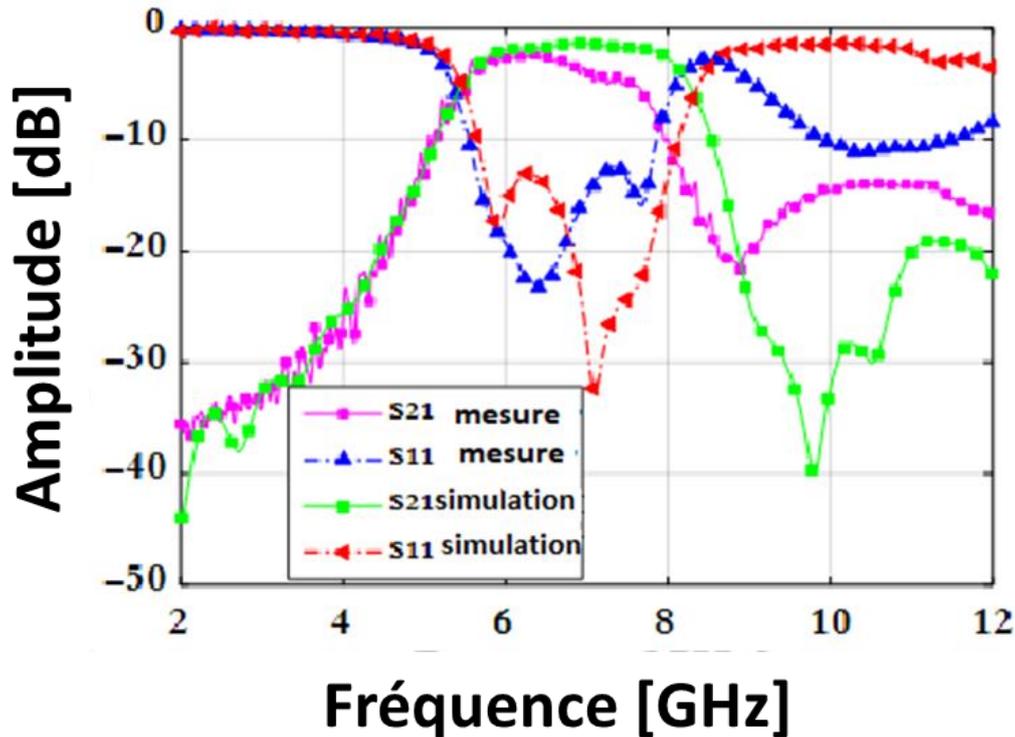


Figure IV.31 : Comparaison entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux pour le filtre proposé de 2 à 12 GHz.

Comme on peut le constater, l'accord est assez bon, mais on peut observer quelques divergences. On observe un décalage de fréquence et une perte d'insertion due : à la tolérance dans le problème de fabrication, à l'étalonnage de l'analyseur de réseau et aux bruits. De plus, la fréquence centrale de la bande passante est d'environ 6,6 GHz. et la bande passante fractionnelle (FBW) est presque de 39,39%, allant de 5,2 GHz à 7,9 GHz. La perte d'insertion mesurée est d'environ -2 en raison des pertes dans le matériau FR4 et la perte de retour mesurée est inférieure à -12 dB à 6,5 GHz, elle atteint -23dB dB à la fréquence 7 GHz.

La comparaison entre notre réalisation et les travaux se trouvant dans la bibliographie est présenté au tableau IV.3. Nous pouvons constater que le filtre passe-bande SIW proposé offre de meilleures performances en termes de perte de retour, de largeur de bande et de la taille de réalisation.

Référence	Perte d'insertion [dB]	Perte de retour [dB]	Bande passante fractionnelle %	Taille λ_g^2 (mm ²)
[125]	2.1	12	5.6%	1.98×2.1
[126]	1.7	12	4.3%	32.8×18
[127]	2.47	8	5%	40.76×40.76
[128]	3.9	13	2.5%	2.8×2
[129]	2.6	10	11%	71×25
[130]	2.56	16	2.6%	2.78×1.09
[131]	2.7-3.3	13	2.57%	1.35×2.5
[132]	2.1	14	7.4%	1.45×1.14
Notre publication	2.6	16	21.85 %	7.48×38.12
Notre travail	2	23	39.39%	0.33×1.53

Tableau IV.10 : Performances du filtre HMSIW avec cellules H-DGS par rapport à d'autres travaux

IV.4 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet d'une présentation de quelques prototypes originaux du filtre passe-bande demi-mode compact utilisant le DGS fractal. Les filtres ont été simulés et optimisés par CST Microwave studio.

Nous avons remarqué que les résultats de simulation des filtres passe bande proposées sont satisfaisants avec une bande filtré allant de 6 GHz à 8 GHz avec une fréquence centrale de 7 GHz.

Nous avons constaté une bonne cohérence entre les courbes de simulation et ceux de mesures. Les résultats obtenus sont prometteurs et ouvrent la voie en vue de l'exploitation de ces structures dans les domaines des télécommunications.

CONCLUSION GENERALE

Dans cette thèse nous sommes intéressés à la conception, l'analyse et la réalisation de filtres passe bande dans la bande C en utilisant une nouvelle technologie nommée SIW.

Cette technologie suscite 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. Cette nouvelle technologie est très prometteuse grâce à son faible coût de production et aussi à sa grande densité d'intégration et est très intéressante lorsqu'on désire miniaturiser les circuits et réduire leurs coûts.

Cette thèse a été répartie sur quatre chapitres. Le premier chapitre a été réservé à la présentation des guides d'ondes, les modes de propagation et les technologies volumiques, planaire et SIW.

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté des généralités sur la théorie des filtres et les applications des filtres SIW à partir de la littérature. Puis nous avons présenté le filtrage par élément DGS et leur caractéristique et aussi différents types de filtres micro-ondes.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté la technique HMSIW (guide d'onde intégré au substrat demi-Mode) opérant dans la bande C. Le HMSIW préserve tous les avantages du SIW tandis que sa taille est presque réduite de moitié.

La réalisation pratique des filtres passe bande demi mode fonctionnant dans la bande C a fait l'objet de quatrième chapitre. Nous avons exploité des motifs DGS pour concevoir trois filtres HMSIW-DGS. Les résultats obtenus nous ont montré un très bon accord entre mesure et simulation. Les différents résultats de simulation présentés au cours de ce chapitre ont été donnés par le simulateur CST Microwave Studio.

La comparaison entre notre réalisation et les autres filtres présentés dans les tableaux IV.1.IV.2. IV.3, montrent clairement que les trois filtres passe-bandes demi mode SIW proposés offrent des meilleures performances en termes de pertes de retour, une plus grande largeur de bande et une taille compacte.

Comme perspectives

Dans l'avenir, nous pouvons :

- Améliorer les aspects topologiques par l'intégration de dispositifs actifs au sein des filtres. Ou encore les performances électriques comme le cas d'un matériau à très faibles pertes.
- Concevoir un filtre dont les cavités seraient repliées, qui offre une réduction supplémentaire.

Bibliographie

- [1] M. A. Rabah, M. Abri, H. A. Badaoui, J. Tao, T-H. Vuong. (2016, February). Compact miniaturized half-mode waveguide/high pass-filter design based on SIW technology screens transmit-IEEE C-band signals. *Microwave and Optical Technology Letters*. Volume.58, Issue. 2, pp. 414–418.
- [2] M.Casaletti, G.Valerio, R.Sauleau, M.Albani. (2016). Mode-Matching Analysis of Lossy SIW Devices . *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Issue. 99
- [3] T.R.Jones, M.Daneshmand.(2016).The Characterization of a Ridged Half-Mode Substrate-Integrated Waveguide and Its Application in Coupler Design.*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Issue. 99.
- [4] O.Konc, D.Maassen , F.Rautschke , G.Boeck, "Wideband Substrate Integrated Waveguide Ku-Band Coupler," 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON), 2016.
- [5] Z.liu, Student member, l.zhu and Gaobiaoxiao.(2016,JULY).a novel micro wave attenuator on multilayered substrate integrated waveguide. *IEEE transactions on components, packaging and manufacturing technology*. VOL. 6, NO. 7.
- [6] D.Jia, Q.Feng, Q. Xiang, K.Wu. (2016). Multilayer Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filters With Higher-Order Mode Suppression. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Vol. 26, Issue: 9, pp. 678 – 680.
- [7] K.Zhou, W.Kang, W.Wu. (2016). Compact dual-band balanced band pass filter based on double-layer SIW structure *Electronics Letters*. Vol. 52, Issue: 18, pp. 1537 – 1539.
- [8] F.Benzarga " étude et conception des réseaux d'antennes a ouverture progressive pour l'imagerie passive et la technologie SIW Modélisation par la méthode des éléments finis 2D," Ph.D dissertation. Faculté de technologie, université de Tlemcen, 2016.
- [9] J.Quinet " Théorie et pratique électronique et amplificateur. Ligne. Electrique. eq de Mawelle," édition Dunod, collection science sup. 2006.
- [10] B. Amana et J.L. Lemaire, "Propagation d Ondes EM dans un guide à section rectangulaire," Licence de Physique - Univ. de Cergy-Pontoise.2014..
- [11] E.PucciGap "Waveguide Technology for Millimeter Wave Applications and Integration with Antennas," Ph.D dissertation. Dept of Signals and Systems Chalmers, University of Technology Göteborg, Sweden,2013.

- [12] J. Garreau ‘‘Étude de filtre hyperfréquence SIW hybride-planaire SIW en technologie LTCC,’’ Ph.D dissertation, Université de Bretagne occidentale - Brest, 2012.
- [13] S. Didouh, M. Abri, H. A. Badaoui.(2015,December).A new C and Ku-band logarithmically periodic linear bowtie antennas array design using lumped-element equivalent schematic model *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 69, pp. 1766-1772.
- [14] M. A. Rabah, M. Abri, H.A Badaoui, J. Tao, and T.H. (2016). Vuong Compact Miniaturized Half-Mode Waveguide/High Pass-Filter Design Based on SIW Technology Screens Transmit-IEEE C-Band signals. *Microwave Opt Technol Lett.* 58:414–418.
- [15] K.Dong, J.Mo, Y.He, Z.Ma, X.Yang.(2016, October).design of a millimeter-wave wideband band pass filter with novel-slotted substrate integrated waveguide. *Microwave and optical technology letters*.Vol. 58, No. 10.
- [16] M.reza, F.Ehsan, Z.Jahromi, R.Basiri.(2018, August). A compact semi-open wideband SIW horn antenna for K/Ku band applications. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*.Vol.92, pp. 15-20.
- [17] T.Agrawal, Shweta, Srivastava, Ku.(2018, April). band pattern reconfigurable substrate integrated waveguide leaky wave horn antenna. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 87, pp. 70-75.
- [18] S. Doucha, M. Abri, ‘‘ A Leaky Wave Antenna Based on SIW Technology for Ka Band Applications,’’ International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, Springer: Recent Advances in Electrical Engineering and Control Applications, vol. 411, pp. 297-305, 2016.
- [19] B. Fellah, M. Abri. (2016). Design of Antipodal Linearly Tapered Slot Antennas (ALTSA) Arrays in SIW Technology for UWB Imaging. *Springer: Recent Advances in Electrical Engineering and Control Applications*. vol. 411, pp. 381-389.
- [20] R. Arora, S. B. Rana, S. Arya.(2018, September). Performance analysis of Wi-Fi shaped SIW antennas. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*. Vol. 94, pp. 168-178.
- [21] S. Moitra, P. Sarathee, Bhowmik.(2016, December).Modelling and analysis of Substrate Integrated Waveguide (SIW) and half-mode SIW (HMSIW) band-pass filter using reactive longitudinal periodic structures.*AEU - International Journal of Electronics and Communications*.Vol. 70, pp. 1593-1600.

- [22] M.Bozzi, A.Georgiadis, K.Wu. (2011, June, 6). Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas. *Microwaves, Antennas & Propagation IET*. vol.5, no.8, pp.909, 920.
- [23] A. Suntives, R. Abhari.(2007). Transition Structures for 3-D Integration of Substrate Integrated Waveguide Interconnects. *Microwave and Wireless Components Letter IEEE*. Vol.17, No. 10, pp.697-699.
- [24] D. Deslandes and K. Wu. (2001).Integrated Micro strip and Rectangular Waveguide in Planar. *Microwave and Wireless Components Letters IEEE*.pp.68- 70.
- [25] Z. Li, K. Wu.(2008,Feb).24-GHz Frequency-Modulation Continuous-Wave Radar FrontEnd System-on Substrate. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 2.
- [26] N. A.Smith. ‘‘Substrate Integrated Waveguide Circuits and Systems,’’Ph.d dissertation, Dept of Electrical & Computer Engineering McGill, University Montréal, Québec, Canada,2010.
- [27] D. Deslandes and K.Wu. (2006, Jun). accurate Modeling wave Mechansms, and design considration of substrat waveguide. *IEEE Transaction on microwave theory and techniques*.vol54, no 6.
- [28] M. Ando, J. Hirokawa and Al. (1997). Novel single-layer waveguides for high-efficiency millimeter-wave arrays. *IEEE millimeter waves conference proceedings*, pp.177180.
- [29] Y. Cassivi, L. Perregriani, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro.(2002). Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. No. 12, pp.333-335.
- [30] Y. Cassivi, L. Perregriani, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro.(2002, September). Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett*. vol. 12, pp. 333–335.
- [31] D. Deslandes and W. Ke, Accurate. (2006). modelling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. vol. 54, pp. 2516-2526.
- [32] J. E. Rayas-Sanchez and V. Gutierrez-Ayala.(2008,Jun). A general EM-Based design procedure for single-layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip Transitions. *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Atlanta, GA, pp. 983-986.
- [33] J. E. Rayas-Sanchez and V. Gutierrez-Ayala. (2008,Jun). A general EM-Based design procedure for single-layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip Transitions. *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Atlanta, GA, pp. 983-986.

- [34] H. Baudrand, "Méthode numérique en propagation," Conference proceedings, 20th European Microwave Conference, vol. 20, Sept. 1985.
- [35] D. Deslandes and K. Wu. (2005, Aug). Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substrate rectangular waveguide. *IEEE Transaction on microwave theory and techniques*. vol 53, no 8, pp 2487-2494.
- [36] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro (2002, September) Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide. *IEEE Microwave Wireless Compon Lett*. vol. 12, pp. 333–335.
- [37] D. Deslandes. (Feb. 2001). Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, California.
- [38] D. Deslandes and K. Wu. (Feb, 2001) Integrated micro strip and rectangular wave guide in planar form. *IEEE Microw Wirless compon.lett*. vol. 11, no 2, pp 68-70.
- [39] F. Xu, K. WU. (2005, Jan). Guide-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide. *IEEE Trans Microw Theory Tech*. vol 53, no. 1, pp. 66-73.
- [40] M. Georgiadis, A. Wu, K., Bozzi. (June, 2011). Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas. *Microwaves Antennas & Propagation IET*. vol. 5, no. 8, pp. 909-920.
- [41] M. Georgiadis, A. Wu, K., Bozzi. (June, 2011). Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas. *Microwaves Antennas & Propagation IET*. vol. 5, no. 8, pp. 909-920.
- [42] N. Raveu, G. Prigent, O. Pigaglio, H. Baudrand, K. Al-Abdullah, A. Ismail Alhzzoury. (2011, Dec). Substrate Integrated Waveguide Filter Design with Wave Concept Iterative Procedure. *Microwave and Optical Technology Letters*. vol. 53, no. 12, pp. 2939-2942.
- [43] N. Raveu, H. Baudrand, K. Al-Abdullah, A. Ismail Alhzzoury, "Caractérisation de circuits SIW par méthode modale," 18^{èmes} Journées Nationales Microondes, Mai. 2013.
- [44] J. Xin, Chen, W. Hong, Z. Cheng, H. Hao, Li and K. Wu. (2006, Feb). 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, pp. 84-86.
- [45] G. Hua, Zhai et al. (2008, Aug). Folded Half Mode Substrate Integrated Waveguide 3 Db Coupler. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 8, pp. 512-514, Aug. 2008.

- [46] D. Makris, K. Voudouris, N. Athanasopoulos, "Design and Development of 60 GHz Millimeter-wave Passive Components using Substrate Integrated Waveguide Technology," 2nd Pan-Hellenic Conference on Electronics and Telecommunications PACET 12, March .2012.
- [47] Y. Liu, X.Hong, T.Tao, W.Ling, Wang and F.Xiao.(2012,May) A SIW-based Concurrent dual-band oscillator.*Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*.vol. 1, pp. 1-4.
- [48] J. Wu, K. Xu. (2005, June).A sub harmonic self-oscillating mixer using substrate integrated waveguide cavity for millimeter-wave application. *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp*pp. 1-4.
- [49] M. Shahabadi, M.Abdolhamidi. (2008, Dec). X-Band Substrate Integrated Waveguide Amplifier. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*. vol. 18, no. 12, pp. 815-817.
- [50] A. Georgiadis, A. Collado, M. Bozzi, L. Perregri, F. Giuppi, Tunable.(2010,July) SIW Cavity Backed Active Antenna Oscillator. *IET Electronics Letters*, vol. 46, no. 15, pp. 1053-1055.
- [51] H. Louazene, "Design, Development and Optimization Ultra-Wideband - Pass Filters bands for Wireless Communication Systems,"Magister thesis, Faculty of New Technologies of Information and Communication, UKMO, Algeria, 94p.8, 2014.
- [52] D.Mehdi "Conception et optimisation des composants passifs microondes en technologie SIW Application aux filtres passe-bandes," Ph.D dissertation, université de Tlemcen,2018.
- [53] L.Weiping, Z.Tang, X. Cao. (2017). Design of a SIW Bandpass Filter Using Defected Ground Structure with CSRRs.*Active and Passive Electronic Components*,6 pages.
- [54] G.M. Rebeiz, (2002, June).RF MEMS theory design and technology", *published by John Wiley & Sons*,. 15.
- [55] O.Glubokov, "Development Of Waveguide Filter Structures For Wireless And Satellite Communications," Ph.d dissertation, University of Westminster. 2011.
- [56] I. C. Hunter, "Theory and design of microwave filters," London, Institution of Electrical Engineers, 2001.
- [57] G. L. Matthaei, L. Jones and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance*.1964.
- [58] A. Khanna and Y. Garault.(1983). Determination of Loaded, Unloaded, and External Quality Factors of a Dielectric Resonator Coupled to a Microstrip Line. *IEEETransactions on Microwave Theory and Techniques*. vol. 31, no. 3. pp. 261–264.
- [59] C. G. Someda, *Electromagnetic Waves*, 2nd ed. CRC Press, 2006.

- [60] J.S Hong, ‘‘Microstrip Filters for RF / Microwave Applications,’’ 2nd Edition 2nd ed. New York: Wiley and Sons, 2011.
- [61] J.S.Lim, C. S. Kim, Y. T. Lee.(2002).A spiral-shaped defected ground structure for coplanar waveguide. *IEEE Microwave Compon. Lett*, Vol. 12, No.9, pp. 330 - 332.
- [62] J. E. M, Matthaei. G, Young. L.(1980).Microwave Filters, Impedance-Matching, and Coupling Structures,’’. Artech House Books.
- [63] J.Sheng, Hong, ‘‘Microstrip Filters for RF / Microwave Applications,’’ 2nd Edition, 2nd ed. New York: Wiley and Sons, 2011.
- [64] R. Gurerro, ‘‘Étude des filtres miniatures LTCC High K en bandes L & S’’24,’’Ph.D dissertation, Université Bretagne Loire, 2016.
- [65] A. Qader, ‘‘Multilayer Micromachined RF MEMS Filters at Ka and L/S Band For On-Board Satellite Communication Systems,’’ University of Trento, 2013.
- [66] C. Tomassoni, S. Bastioli, and R. Sorrentino.(2011).Generalized TM dual-mode cavity filters. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* vol. 59, no. 12 PART 2, pp. 3338–3346.
- [67] Paul F. Combes, *Micro-ondes Vol. 1 : Lignes, guides et cavités*. Dunod Paris,1997.
- [68] A. Sancho, M.T., Rogla, L. Sobrino, S. Álvarez Melcón, ‘‘Predistorted Ku-band rectangular waveguide input filter,’’ Toulouse, France, 2012.
- [69] L. Pelliccia, F. Cacciamani, C. Tomassoni, and R. Sorrentino.(2012).Ultra-compact filters using TM dual-mode dielectric-loaded cavities with asymmetric transmission zeros. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 140.
- [70] D. Deslandes and K. Wu. (2001).Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form. *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.* vol. 11, no. 2, pp. 68–70.
- [71] Z.C. Hao, W. Hong, X.P. Chen , J.X. Chen and K. Wu.(2005).A single-layer folded substrate integrated waveguide (SIW) filter. *APMC Proceedings*.
- [72] N.Grigoropoulos, B. Sanz-Izquierdo, and P.R.Young.(2005, December).Substrate Integrated Folded Waveguides (SIFW) and Filters. *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*. VOL. 15, NO. 12.
- [73] N. Grigoropoulos and P. R. Young. ‘‘Compact folded waveguides. presented at 34th European Microwave Conf(2004).
- [74] T.L.OWENS.(1986). Folded waveguide coupler for plasma heating in the ion cyclotron range of frequencies. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 14, 934–946.
- [75] D.W.Kim, et J.H. Lee. (2004). A partial H-plane waveguide as a new type of compact Waveguide. *Microwave and Optical Technology Letters*. 43, 426–428.

- [76] N.grigoropoulos, et P.R.Young, "Compact folded waveguides,". 34th European Microwave Conference. vol. 2, 973–976,(2004).
- [77] N.Grigoropoulos, B.Sanz-Izquierdo, et P.R.Young.(2005). Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filters. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 15, 829–831.
- [78] W.Hong, B.Liu, Y.Wang, H.Q.Lai, et K.Wu, "Half mode substrate integrated waveguide : A new guided wave structure for microwave and millimeter wave application,". Joint 31st International Conference on Infrared and Millimeter Waves and 14th International Conference on Terahertz Electronics. 219,(2006).
- [79] Y.Ding and k.Wu. (2008, June).Miniaturization techniques of substrate integrated waveguide circuit, *IEEE MTT-S*, PP63.
- [80] G. H. Zhai, W. Hong, , K. Wu, Ji Xin Chen, P. Chen, J.We, and Hong Jun Tang.(2008,August).Folded Half Mode Substrate Integrated Waveguide 3 dB Coupler. *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*. VOL. 18, NO. 8.
- [81] Y.Ding and k .Wu.(2009).A 4 4 Ridge Substrate Integrated Waveguide(RSIW) Slot Array Antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. Vol. 8.
- [82] W. hong, B et al., "Half mode substrate integrated waveguide: A new guided wave structure for microwave and millimeter wave application," in Proc. Joint 31st Int.Infrared Millimeter Wave Conf./14th Int. Terahertz Electron. Conf.,Shanghai, China, pp. 18–22, Sep. 2006.
- [83] B. Liu, W.Hong, Y.Qing Wang, Q-H. Lai, and K.Wu.(2007,January).Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) 3-dB Coupler. *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*.Vol. 17, N°. 1.
- [84] M. Skolnik, G. Andrews, and J. P. Hansen.(1995,octobre).Ultra wideband microwave-radar conceptual design. *IEEE Trans. Aerosp. Electron.Syst.* vol. 10, no. 10, pp. 25–30.
- [85] G. R. Aiello and G. D. Rogerson.(2003,Jun).Ultra-wideband wireless systems. *IEEE Micro*. vol.4,no.2, pp. 36–47.
- [86] S. B. Cohn.(1958,Apr).Parallel-coupled transmission-line-resonator filters.*IRE Trans. Microw.Theory Tech*.vol. MTT-6, no. 4, pp. 223–231.
- [87] He. Fanfan, "Innovative microwave and millimetre-wave components and sub-sysytems based on substrate integration technology," Ph.D dissertation, université de montréal,2011

- [88] D.Yan, "Miniaturization Techniques of Substrate Integrated Waveguide Based on Multilayered Printed Circuit Board Platform," Ph.D dissertation, université de montréal, 2011.
- [89] Y. D. Dong, T.Yang, T.Itoh.(2009).Substrate Integrated Waveguide Loaded by Complementary Split-Ring Resonators and Its Applications to Miniaturized Waveguide Filters.*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. pp: 2211-2223.
- [90] S. Nathan, "Substrate integrated Waveguide Circuits and Systems," Ph.D dissertation, université Montréal, Québec, Canada, 2010.
- [91] N. Grigoropoulos, B. S. Izquierdo, and P. R. Young.(2005).Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filters. *IEEE Microw Wireless Compon Lett*. vol. 15, no. 12, 829-831.
- [92] G. Jonathan, "Etude de filtres hyperfréquences SIW et hybride planaire SIW en technologie LTCC," Ph.D dissertation, université de bretagne occidentale, 2012.
- [93] W. Che, L. Geng, K. Deng, and Y. L. Chow.(2008).Analysis and experiments of compact folded substrate-integrated waveguide. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*,vol. 56, no. 1, 88-93.
- [94] S.Cohn,(1999).“Parallel-coupled transmission-line resonator filters” *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 10, no. 4, pp. 223–231.
- [95] Q.Lai, C.Fumeaux, W.Hong, and R.Vahldieck.(2009,August).Characterization of the Propagation Properties of the Half-Mode Substrate Integrated Waveguide. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, VOL. 57, NO. 8.
- [96] G. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones “ Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures” *Boston, Artech House*, 1980.
- [97] Yuanqing .Wang, Wei. Hong. (2007,April).Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) Bandpass Filter. *IEEE microwave and wireless components letters*, vol. 17, NO. 4.
- [98] B.Liu, W.Hong, Z.Hao, et K.Wu, "Substrate integrated waveguide 180-degree narrow-wall directional coupler". *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 1. (2005).
- [99] Z.C.Hao, W.Hong, J.X.Chen, X.P.Chen, et K.Wu.(2005).Compact superwide bandpass substrate integrated waveguide (SIW) filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*.53, 2968–2976.

- [100] F.R.Yang, K.P.Ma, Y.Qian, et T.Itoh.(1999).Novel TEM waveguide using uniplanarcompact photonic-bandgap (UC-PBG) structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 47, 2092–2098.
- [101] R.Marques, J.Martel, F.Mesa, et F.Medina.(2002)A new 2D isotropic lefthandedmetamaterial design. *Theory and experiment. Microwave and Optical Technology Letters*, 35, 405–408.
- [102] S.Hrabar, J.Batolic.et Z.Sipuc.(2005).Waveguide miniaturization using uniaxial negative permeability metamaterial, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*,MARCUVITZ, N. *Waveguide Handbook. The Institution of Electrical Engineers*, 53, 110–119.
- [103] R.Marques, J.Martel, F.Mesa et F.Medina.(2002). A new 2D isotropic lefthanded metamaterial design.*Theory and experiment. Microwave and Optical Technology Letters*. 35, 405–408.
- [104] G.Lubkowski, C.Damm, B.Bandlow, R.Schuhmann, M.Schussler, et T.Weiland, ‘‘Waveguide miniaturization using spiral resonators and dipole arrays,’’. 36th European Microwave Conference, 1312–1315,(2006).
- [105] A.Shelkovnikov, ET D.Budimir.(2007).Miniaturized rectangular waveguide filters.*International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. 17, 398–403.
- [106] H.S. Wu, et C.K.Tzuang.(2003).Miniaturized synthetic rectangular waveguide..*IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 1099–1102.
- [107] J.Ping Liu, Z.Qing Lv, and A.Xiang.(2016).compact substrate integrated waveguide filter using dual-plane resonant cells. *Microwave Opt Technol Lett*, 58, 111-114.
- [108] A. Noura, et al. (2019).Miniaturized half-mode SIW band-pass filter design integrating dumbbell DGS cells.*Microw Opt Technol Lett*. 1–5.
- [109] Rabah, M.A., Abri, M., Badaoui, H.A., et al.(2016).Compact miniaturized half-mode waveguide/high pass-filter design based on SIW technology screens transmit-IEEE C-band signals.*Microwave Opt. Technol. Lett*. 58, pp. 414-418.
- [110] A. Boutejdar et al.(2007).A novel lowpass filter with ultra-wide stopband and improved q-factor performance using H-Defected Ground Structure (DGS). *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Honolulu, HI, pp. 1545–1548.

- [111] J.-K. Xiao, S.-W. Ma, and Y. Li, "A novel H-shaped microstrip resonator and its design to filter using defected ground structure," In: Conference on High Density Microsystem Design and Packaging and Component Failure Analysis, pp. 14, 2005.
- [112] A. Abdel-Rahman, et al. (2005). Compact bandpass filters using defected ground structure (DGS) coupled resonators. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 12-17.
- [113] Y.Q. Wang, W. Hong, Y.D. Dong, B. Liu, H. J., et al. (2007). Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) bandpass filter. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 17, (4), pp. 265-267.
- [114] Z. Wang, X. Li, S. Zhou, B., et al. (2010). Half mode substrate integrated folded waveguide (HMSIFW) and partial H-plane bandpass filter. *Prog. Electromagn. Res.*, 101, pp. 203-216.
- [115] W. Jiang, W. Shen, L. Zhou, et al. (2012). Miniaturized and high-selectivity substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filter loaded by complementary split-ring resonators (CSRRs). *Journal of Electromagn. Waves and Appl.*, 26, pp. 1448-1459.
- [116] X.C. Zhang, Z.Y. Yu, J. Xu. (2007). Novel band-pass substrate integrated waveguide (SIW) filter based on complementary split ring resonators (CSRR). *Prog. Electromagn. Res.*, 72, pp. 39-46.
- [117] L. Huang, H. Cha. (2010). Compact CHMSIW filters with TZs. *IET Microw. Antennas Propag.* 11, (3), pp. 35.
- [118] F. Parment, A. Ghiotto, T.P. Vuong, et al. (2017). Ka-band compact and high-performance bandpass filter based on multilayer air-filled SIW. *Electron. Lett.*, 53, (7), pp. 486-488.
- [119] K. Dong, J. Mo, Y. He, et al. (2016). Design of a millimeter-wave wideband bandpass filter with novel-slotted substrate integrated waveguide. *Inc. Microwave Opt. Technol. Lett.*, 58, (10), pp. 2406-2410.
- [120] J.P. Liu, Z.Q. Lv, and A. Xiang. (2016). Compact substrate integrated waveguide filter using dual-plane resonant cells. *Microwave Opt Technol Lett*, 58, 111-114.
- [121] L. Chao and A. Xiang An. (2017). A SIW-DGS wideband bandpass filter with a sharp roll-off at upper stopband. *Microwave Opt Technol Lett.* 59:789-792.
- [122] Q. Y. Song , H. R. Cheng , X. H. Wang , L. Xu , X. Q. Chen & X. W. Shi. (2009). Novel Wideband Bandpass Filter Integrating HMSIW with DGS. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. 23:14-15, 2031-2040.

- [123] H. Chu & X. Q. Shi.(2011).Compact Ultra-Wideband Bandpass Filter Based on SIW and DGS Technology with a Notch Band.*Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 25:4, 589-596.
- [124] Y. Mao Huang, et al.(2015,Feb).A Bandpass Filter Based on Half Mode Substrate Integrated Waveguide-to-Defected Ground Structure Cells.*International Journal of Antennas and Propagation Volume*.
- [125] P.J.Zhang, L. MQ. (2015).Cascaded trisection substrate-integrated waveguide filter with highselectivity.*Electron Lett.* 25:1717–9.
- [126] P.Chu et al.(2017).Dual-modesubstrate integrated waveguide filter with flexible response.*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*.vol. 65, no. 3, pp. 824–830.
- [127] W. Shen et al. (2009, Jun).A novel single-cavity dual mode substrate integrated waveguide filter with nonresonating node.*IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 19, no. 6,pp. 368–370.
- [128]Y.Tang,K.Wu,andN.K.Mallat.(2016).Development of substrate integrated waveguide filters for low-cost high-density rf and microwave circuit integration: Pseudo-elliptic dual mode cavity band-pass filters.*AEU-International Journal of Electronics and Communications*. vol. 70, no. 10, pp. 1457–1466.
- [129] X. P. Chen et al.(2006,oct).Symmetric dual mode filter based on substrate integrated waveguide (SIW).*Elect. Eng.*, vol. 89, no. 1, pp. 67–70.
- [130] H. Zhang, W. Kang, and W. Wu.(2017).Differential substrate integrated waveguide bandpass filter with improved common-mode suppression utilizing complementary split-ring resonators. *Electronics Letters*. vol. 53, no. 7, pp. 508–510.
- [131] A. Reza Moznebi and K.Afrooz.(2017, November).Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filtering Power Divider/Combiner with High Selectivity, *Wireless Pers Commun*, Volume 97, pp. 1117–1127.
- [132] K. Gong et al.(2012,OCT).Substrate integrated waveguide quasi-elliptic filters with controllable electric and magnetic mixed coupling.*IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* vol. 60, no. 10, pp. 3071–3078.
- [133] A. Noura et al.(2019).Miniaturized half-mode SIW band-pass filter design integrating dumbbell DGS cells.*Microw Opt Technol Lett.* 1–5.

Travaux scientifiques réalisés

Publication:

A.Noura, M. Benaissa, M.Abri ,H.badaoui, Jun Wu Tao and Tan-Hoa Vuong “**Miniaturized half-mode SIW band-pass filter design integrating dumbbell DGS cells,**” Microw Opt Technol Lett. 2019; 1–5.(Online)

<https://doi.org/10.1002/mop.31779>

Résumé: Le guide d'onde intégré au substrat (GIS en anglais SIW) est une technique très prometteuse du fait qu'il permet d'utiliser des avantages des guides d'ondes et des lignes de transmission planaires. Cette technologie qui permet de réduire significativement les couts de production. Le guide d'ondes intégré au substrat est une structure à ondes guidées qui présente des avantages avec un facteur de qualité Q élevé et une excellente isolation ligne à ligne. La technique SIW a été largement utilisé dans la construction de composants passifs, tels que coupleurs, diviseurs, filtres, et déphaseurs. Cette thèse présente effectivement des structures des filtres non conventionnels originaux réalisés sur la base de cavités SIW (Substrate Integrated Waveguide) combiné avec la nouvelle technique du plan de masse connue sous le nom de Structure de sol défectueuse (DGS) qui pourra être utilisée pour les applications spatiales en plus haute fréquence. Les filters conçus fonctionnant à plusieurs bandes de fréquences (C, X, Ku) et pour des applications millimétriques.

Mots clés : La technologie guide d'onde intégré au substrat (SIW), filtres, DGS, optimisation, fabrication.

Abstract: the Substrate Integrated Waveguide (SIW) is a very promising technique because it allows the use of the advantages of waveguides and planar transmission lines. This technology which significantly reduces production costs. The waveguide integrated into the substrate is a guided wave structure which has advantages with a high quality factor Q and excellent line-to-line isolation. The SIW technique has been widely used in the construction of passive components, such as couplers, dividers, filters, and phase shifters. This thesis effectively presents original unconventional filter structures made on the basis of SIW cavities combined with the new mass plane technique known as Defected ground Structure (DGS) which can be used for space applications in higher frequency. The Filters designed operating in several frequency bands (C, X, Ku) and for millimetre applications.

Keywords: substrate integrated Waveguide technology (SIW), filters, DGS, optimization, manufacturing.

ملخص يعد الدليل الموجي متكامل الركيزة (بالإنجليزية SIW) تقنية واحدة للغاية لأنه يسمح باستخدام مزايا أدلة الموجة وخطوط النقل المستوية. هذه التكنولوجيا التي تقلل بشكل كبير تكاليف الإنتاج. الدليل الموجي متكامل الركيزة عبارة عن هيكل موجة له مزايا مع عامل جودة عالي Q وعزل ممتاز من خط إلى خط. تم استخدام تقنية SIW على نطاق واسع في بناء مكونات سلبية، مثل أدوات التوصيل، المقسمات، الفلاتر، ومُحولات الطور. تقدم هذه الأطروحة بشكل فعال هياكل المرشحات الأصلية غير التقليدية المصنوعة على أساس تجايف SIW (الدليل الموجي متكامل الركيزة) جنبًا إلى جنب مع تقنية الجديدة المعروفة باسم هيكل الأرض المعيب (DGS) والتي يمكن استخدامها في تطبيقات الفضاء ذات التردد العالي. تم تصميم المرشحات للعمل في عدة نطاقات تردد (C، X، Ku) والتطبيقات المليمترية.

الكلمات الرئيسية : الدليل الموجي متكامل الركيزة (SIW)، المرشحات، DGS، التصنيع، التحسين