

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة سعيدة – د. الطاهر مولاي –

Université de Saïda – Dr. Tahar Moulay –

Faculté des Mathématiques, Informatique et Télécommunications



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **Diplôme** de **MASTER** en Télécommunications

Spécialité : Système des Télécommunications

Par : Mlle.BOUMEDIENE Marwa

Mlle.BERREKIA Fatima

Optimisation des Configurations Compactes des Filtres SIW-DGS pour les applications de Télécommunications spatiales

Soutenu, le 14/06/ 2026, devant le jury composé de:

Mme.NOURI Keltouma	Prof	Université de Saïda	Président
Mr.DAMOU Mehdi	Prof	Université de Saïda	Rapporteur
Mme. BELHADJ Salima	MCB	Université de Saïda	Examineur

2025 / 2026

Remerciements

Avant tout, je remercie Dieu le Tout-Puissant de m'avoir accordé la santé, la force, la patience et la persévérance nécessaires pour mener à bien ce travail.

Ce mémoire a été réalisé au sein de la Faculté des Mathématique ,Informatique et télécommunications de l'Université Dr Moulay Tahar de Saïda. À cette occasion, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à l'aboutissement de ce travail.

J'adresse mes sincères remerciements à mon encadreur, M.DAMOU, pour son accompagnement, sa disponibilité, ses précieux conseils ainsi que ses orientations scientifiques qui ont grandement contribué à la réalisation de ce mémoire. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance et de notre respect.

Je remercie également les membres du jury qui ont accepté d'évaluer ce travail et d'apporter leurs remarques constructives, contribuant ainsi à l'amélioration de ce mémoire.

Mes remerciements s'adressent aussi à l'ensemble des enseignants de la Faculté des Mathématique ,Informatique et télécommunications de l'Université Dr Moulay Tahar de Saïda pour la qualité de la formation dispensée et les connaissances acquises tout au long de mon parcours universitaire.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mes parents et à toute ma famille pour leur soutien moral, leurs encouragements permanents, leur confiance et leurs sacrifices qui ont été une source de motivation tout au long de mes études.

Enfin, je remercie chaleureusement mes amis, mes collègues et toutes les personnes qui m'ont aidée et soutenue durant l'élaboration de ce mémoire.

À toutes ces personnes, j'adresse mes plus sincères remerciements et ma profonde reconnaissance.

Dédicase

Je dédie ce modeste travail à ma chère famille, et tout particulièrement à mes parents, dont l'amour, les sacrifices, le soutien indéfectible et les encouragements constants ont été ma plus grande source de motivation tout au long de mon parcours universitaire.

À mes sœurs, pour leur affection, leur présence et leur soutien précieux dans les moments les plus importants.

*J'adresse également cette dédicace à la famille de ma binôme **MARWA**, pour son soutien, sa bienveillance et ses encouragements tout au long de notre parcours.*

*À ma binôme **MARWA**, avec qui j'ai partagé cette aventure académique, les efforts, les défis et les réussites qui ont jalonné la réalisation de ce mémoire. Sa collaboration, son sérieux et son esprit d'équipe ont largement contribué à l'aboutissement de ce travail.*

Sans le soutien de nos familles respectives, leur confiance et leurs sacrifices, nous n'aurions pu parvenir à cette étape importante de notre vie académique.

À tous ceux qui nous sont chers, nous exprimons notre profonde gratitude, notre respect et notre sincère affection.

Résumé / الملخص

Ce mémoire présente l'étude, la conception et l'optimisation d'un filtre passe-bande hyperfréquence basé sur la technologie Substrate Integrated Waveguide (SIW), intégrant des structures Defected Ground Structure (DGS) et des résonateurs Complementary Split Ring Resonator (CSRR). La démarche adoptée repose sur une synthèse théorique suivie d'une modélisation et d'une simulation électromagnétiques à l'aide du logiciel Ansys HFSS. Plusieurs configurations géométriques ont été étudiées afin d'évaluer leur influence sur les performances du filtre. Les résultats obtenus mettent en évidence une amélioration significative de la sélectivité, de la réjection hors bande et de la miniaturisation du dispositif. Ces performances démontrent l'intérêt de l'association des technologies SIW, DGS et CSRR pour la conception de filtres hyperfréquences compacts et performants, répondant aux exigences des systèmes modernes de télécommunications.

Mots-clés: SIW, filtre passe-bande, DGS, CSRR, filtres hyperfréquences, simulation électromagnétique, Ansys HFSS, télécommunications.

يعمل في نطاق الموجات الميكروية (Band-Pass Filter) يتناول هذا العمل دراسة وتصميم وتحسين مرشح ممر نطاق ورنانات (DGS) ، مع دمج بنى السطح الأرضي المشوه (SIW) بالاعتماد على تقنية الدليل الموجي المتكامل في الركيزة وقد اعتمدت منهجية البحث على دراسة نظرية لمبادئ عمل هذه البنى، تلتها عملية (CSRR) الحلقات المشقوقة التكميلية كما تم تحليل عدة أشكال هندسية لدراسة تأثيرها Ansys HFSS النمذجة والمحاكاة الكهرومغناطيسية باستخدام برنامج على خصائص وأداء المرشح.

أظهرت النتائج المتحصل عليها تحسناً ملحوظاً في انتقائية المرشح، وزيادة في رفض الترددات خارج نطاق التمرير، في تصميم مرشحات CSRR و DGS و SIW بالإضافة إلى تقليص أبعاده. وتؤكد هذه النتائج فعالية الدمج بين تقنيات ميكروية مدمجة وعالية الأداء، تلبي متطلبات أنظمة الاتصالات الحديثة.

الكلمات المفتاحية: Ansys، المرشحات الميكروية، المحاكاة الكهرومغناطيسية، CSRR، DGS، مرشح ممر نطاق، SIW: الكلمات المفتاحية HFSS، أنظمة الاتصالات.

Abstract

This dissertation presents the study, design, and optimization of a microwave band-pass filter based on Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology, incorporating Defected Ground Structures (DGS) and Complementary Split Ring Resonators (CSRR). The proposed design is developed through a theoretical synthesis followed by full-wave electromagnetic modeling and simulation using Ansys HFSS. Several geometrical configurations are investigated to evaluate their impact on the filter performance. The obtained results demonstrate significant improvements in selectivity, out-of-band rejection, and miniaturization. These findings highlight the effectiveness of combining SIW, DGS, and CSRR technologies for the development of compact and high-performance microwave filters suitable for modern telecommunication systems.

Keywords : SIW, Band-Pass Filter, DGS, CSRR, Microwave Filters, Electromagnetic Simulation, Ansys HFSS, Telecommunications.

Table de matières

Remerciements

Dédicace

Résumé

Table de matières

Liste des figures

Liste des tableaux

Liste des symboles

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Introduction à la synthèse des filtres hyperfréquences	3
I.1 Introduction :	4
I.2 Théorie des filtres :	4
I.2.1 Catégories Des Filtres :	4
I .2.1.1 Filtres passifs :	5
I.3 Les Caractéristiques D'un Filtre :	8
I.4 Caractéristiques des filtres passe-bande :	12
I.4.1 La Bande Passante (B ou BP) :	12
I.5 Caractéristiques de base d'un filtre :	13
I.6 Classification des filtres :	14
I.7 Méthodes classiques de conception de filtres (Butterworth, Tchebychev, etc.) :	17
I.8 Gabarit d'un filtre :	24
I.8.1 Généralités sur les filtres passe-bande :	24
I.8.2 Synthèse de filtre passe-bande :	24
I.9 transposition en impédance :	24
I.9.2 Transformation en fréquence : passe-bas →passe-haut :	26
I.9.3 Transformation en fréquence : passe-bas →coupe-bande :	27
I.9.4 Calcul du degré de filtre passe-bande de Tchebychev :	28
I.10 Différentes technologies de filtres passifs :	28
I.10.1 Technologie volumique:	29
I.10.2 Technologie planaire :	29
I.10.3 La technologie microruban :	29
I.11 Résonateurs :	30

I.11.1 Circuits résonants Série et Parallèle :	31
I.11.1.1 Circuit Résonant Série :	31
I.11.1.2 Circuit Résonant Parallèle :	33
I.11.3 Court-circuit / circuit ouvert du résonateur de la ligne de transmission :	35
I.12 Principales bandes de fréquences utilisées en télécommunications hyperfréquences :	37
I.13 Conclusion :	38
Chapitre II : Guide d'onde intégré au substrat (SIW)	39
II.1.1 Historique :	41
II.2. La Matrice de Répartition :	42
II.2.1. Signification des paramètres S :	43
II.3 Principales technologies micro-ondes :	43
II 3.1 Technologie planaire :	43
II.3.2 Technologie coplanaire :	43
II.3.3 Technologie volumique:	44
II.3.3.1 Les guides d'ondes :	45
II.3.3.2 Les types des guides d'ondes :	45
II.3.3.3 Guide d'ondes rectangulaire :	46
II.3.3.4 Les guides d'ondes circulaires :	46
II.3.4 Technologie triplaque :	47
II.3.5 Définition de la technologie SIW :	48
II.3.5.1 Les règles de conception de la structure SIW:	48
II.3.5.2 Impédance caractéristique :	51
II.3.5.3 La géométrie d'une structure SIW :	53
II.4 l'adaptation d'un guide onde SIW:	55
II.4.1 la ligne micro-ruban:	55
II.4.1.1 Champ électromagnétique dans la ligne micro-ruban :	56
II.4.2 La transition :	57
II.5. Quelques exemples de circuits:	60
II .5.1. Les circuits passifs SIW:	60
II.5.2. Les circuits actifs SIW :	61
II.6 Types de structures SIW :	61
II.7. Les avantages de la technologie SIW :	62
II.8. Les désavantages de la technologie SIW :	63
II.9 Application de la technologie SIW :	63
I.9.1 DGS dans les circuits SIW :	63

1.9.1.1 Différentes formes de DGS :.....	64
1.9.1.2 Modélisation de circuit LC Parallèle :	65
1.9.2 CSRR dans les circuits SIW :.....	66
1.9.2.1 Modélisation de circuit LC Parallèle :	67
1.9.1.2 Différentes formes de CSRR :.....	68
I.10 Étude comparative entre la structure DGS et le résonateur complémentaire CSRR :	70
II.11 Conclusion :	70
CHAPITRE III : Conception des filtres SIW avec la technique DGS-CSRR.....	71
III.1 Introduction:.....	72
III.1.1 Domaine d'utilisation de la bande C :	72
III.2 Modélisation d'un filtre Passe-bande à élément localisée :	73
III.2.1. Cahier de charge du filtre :.....	73
III.2.2. Elements de la Matrice de Couplage du filtre idéale :	74
III.2.3. Circuit équivalent du filtre:.....	76
III.3 Configuration d'un filtre SIW en bande C :.....	77
III.4 Configuration d'un filtre SIW avec DGS en bande C :	79
III.4.1 Conception d'un filtre passe-bande avec cellule DGS :	81
III.4.2 Conception d'un SIW -DGS à demi-mode (HMSIW) en forme de peigne avec fentes en peigne :	83
III.5 Un filtre passe-bande compact à double bande :.....	86
III.5.1 Configuration d'un filtre SIW en bande C :.....	88
III.6 Conception et Modélisation Équivalente du Résonateur à Anneau Fendu Complémentaire (CSRR) :	89
III.7 Conception et modélisation par circuit équivalent d'une structure de plan de masse défectueux (DGS) en forme de tête de curseur pour le rejet hors bande:	91
III.8 Configuration d'un filtre SIW avec DGS et CSRR en bande X :	92
III.8.1 Modélisation d'un filtre passe-bande SIW chargé par des structures CSRR et DGS :.....	93
III.9 Influence de la topologie DGS sur la réponse fréquentielle du filtre SIW :.....	95
III.10 Analyse de l'impact de l'épaisseur du substrat sur les caractéristiques d'un filtre passe-bande SIW à base de CSRR et DGS :	96
III.11 Analyse de la distribution de la densité de courant dans le filtre SIW-CSRR-DGS:	98
III.12 Conclusion :	100
Conclusion Générale	101
Bibliographie	104

Liste des figures :

Chapitre I :

Figure I. 1: Réponse d'un filtre passe bande réelle.....	6
Figure I. 2: Gabarit des différents types de filtres.	7
Figure I. 3: Représentation du filtre par un quadripôle.....	10
Figure I. 4: Graphe de fluence d'un quadripôle.....	10
Figure I. 5: circuit de filtre passe bande.....	12
Figure I. 6: La fréquence centrale.....	13
Figure I. 7: Schéma d'un filtre passe-haut RC passif du 1er ordre.	15
Figure I. 8: signal d'un filtre passe haut.	15
Figure I. 9: Schéma d'un filtre passe-bas RC passif du 1er ordre.....	15
Figure I. 10: signal d'un filtre passe- bas.....	16
Figure I. 11: Schéma d'un filtre passe-bande RLC passif.....	16
Figure I. 12: signal d'un filtre passe- bande.	17
Figure I. 13: Schéma d'un filtre coupe-bande RLC (circuit LC parallèle en série).	17
Figure I. 14: signal d'un filtre coupe bande.....	17
Figure I. 15: Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour Différents ordres n.....	19
Figure I. 16: Diagramme de Bode d'un filtre de Butterworth passe-bas du premier ordre.....	20
Figure I. 17: Réponse de la fonction Tchebychev pour différents ordres n.....	21
Figure I. 18: Réponse du prototype passe bas elliptique.	23
Figure I. 19: Transformation en impédance.....	25
Figure I. 20: Transformation passe-bas → passe-bande.....	26
Figure I. 21: Transformation passe-bas → passe-haut.	27
Figure I. 22: Transformation passe-bas → coupe-bande.....	28
Figure I. 23: Circuit RLC série.	31
Figure I. 24: Circuit RLC parallèle.....	33
Figure I. 25: Ligne $\lambda/2$ court-circuitée.....	35
Figure I. 26: Ligne $\lambda/4$ court-circuitée.....	36
Figure I. 27: Ligne $\lambda/2$ court-ouvert.	36
Figure I. 28: Ligne $\lambda/4$ court-ouvert.	36

Chapitre II :

Figure II. 1: La structure multicouche.....	41
Figure II. 2: Jonction multiports.	42
Figure II. 3: Vue d'une ligne coplanaire (a). Et de ces lignes de champs (électriques et magnétiques) pour, le mode impair quasi-TEM (b). Mode pair quasi-TE (c).	44
Figure II. 4: Topologie d'un guide d'ondes rectangulaire.....	45
Figure II. 5: Exemple des guides d'onde. (a) guide d'onde rectangulaire, (b) guide d'onde circulaire.	45
Figure II. 6: Guide d'ondes rectangulaire.....	46
Figure II. 7: Guide d'onde circulaire.	46
Figure II. 8: (a) Ligne tri-plaque, (b) Configuration des champs électrique et magnétique pour une ligne de transmission en technologie tri-plaque.....	47
Figure II. 9: Topologie et dimensions d'un guide d'ondes intégré au substrat (SIW).	48
Figure II. 10: Structure de guide d'onde intégré au substrat.	49

Figure II. 11: Guide d'onde rectangulaire remplis par un substrat avec configurations SIW.....	51
Figure II. 12: paramètre géométrique de la transition est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω	51
Figure II. 13: La géométrie d'une structure SIW.	54
Figure II. 14: (a) : Ligne micro ruban et (b) : Distribution des champs électromagnétique.....	56
Figure II. 15: Distribution des champs électrique E et magnétique H.	56
Figure II. 16: Exemples de transition ligne micro ruban-guide d'ondes.....	58
Figure II. 17: Lignes de champs dans un guide d'ondes rectangulaire et dans une ligne micro ruban.	58
Figure II. 18: Guide d'ondes avec transition coplanaire.	59
Figure II. 19: Exemples des circuits passifs SIW, a) Filtre passe-bande SIW, b) Coupleur SIW, c) Guide rectangulaire SIW, d) Duplexeur SIW.....	61
Figure II. 20: Exemples des circuits actifs SIW, a) oscillateur SIW, b) amplificateur SIW.	61
Figure II. 21: Différent topologie de SIW.	62
Figure II. 22: Structure de type DGS unidimensionnelle (a) et bidimensionnelle (b).....	64
Figure II. 23: Différentes géométries de DGS.....	65
Figure II. 24: La cellule DGS de type Haltère (a) et son circuit équivalent L-C (b).....	65
Figure II. 25: Configuration de la structure de guide d'ondes intégré au substrat (SIW) chargée par des résonateurs à anneaux fendus complémentaires (CSRR) avec différentes orientations : A, face à face ; B, dos à dos ; C, côte à côte orientés de la même manière ; et D, côte à côte orientés de manière inversée. ..	67
Figure II. 26: (a) Equivalent circuit model of the CSRR.....	68
Figure II. 27: Split-Ring Resonator (SRR) and Complementary Split-Ring Resonator (CSRR) Geometries.	69

Chapitre III :

Figure III. 1: Graphe de couplage d'ordre 3 du filtre.....	76
Figure III. 2: Circuit schématique du filtre passe-bande SIW.....	77
Figure III. 3: réponse idéal du filtre passe-bande Tchebychev d'ordre 3.....	77
Figure III. 4: Le plan supérieur de la structure SIW.	78
Figure III. 5: Réponse fréquentielle de filtre SIW en bande C	79
Figure III. 6: a) Ligne microstrip,b) Structure DGS (Defected Ground Structure / structure à défaut dans le plan de masse),c) Circuit équivalent de la cellule DGS.....	80
Figure III. 7: Configuration du filtre passe-bande (BPF) SIW-DGS de 3ème ordre.	82
Figure III. 8: Simulation du SIW en bande C avec DGS.	83
Figure III. 9: Guide d'ondes intégré au substrat à demi-mode (HMSIW) avec fente en peigne.....	85
Figure III. 10: Simulation d'un SIW -DGS à demi-mode (HMSIW).....	86
Figure III. 11: la structure SIW avec alimentation par ligne micro-ruban.....	88
Figure III. 12: Réponse fréquentielle du SIW en bande C	89
Figure III. 13: (a) CSRR - Structure physique. (b) CSRR - Structure équivalente.....	90
Figure III. 14: une structure SIW (substrat intégré au guide d'ondes) chargée par un CSRR (résonateur à anneau fendu complémentaire).	91
Figure III. 15: Réponse en paramètres S (S_{11} et S_{21}) du filtre SIW chargé par des CSRR.....	91
Figure III. 16: (a) Structure DGS en forme de curseur. (b) Son circuit équivalent.....	92
Figure III. 17: Géométrie du filtre SIW-CSRR-DGS proposé avec ses paramètres géométriques.....	94

Figure III. 18: Réponse fréquentielle d'un filtre passe-bande SIW chargé par des structures CSRR et DGS	95
Figure III. 19: Topologies DGS étudiées (a)circulaire, (b)triangulaire et (c)losangique	95
Figure III. 20: Réponses fréquentielles (paramètres S) du filtre SIW pour différentes topologies de DGS : circulaire, triangulaire et losangique.....	95
Figure III. 21: Réponses fréquentielles des paramètres de diffusion S11et S21 du filtre SIW intégrant différentes géométries de structures DGS.....	96
Figure III. 22: Étude paramétrique de la structure en fonction de l'épaisseur du substrat :(a) $h_s = 0,508$ mm, (b) $h_s = 0,254$ mm, (c) $h_s = 0,81$ mm	97
Figure III. 23: Réponse fréquentielle simulée (paramètres S_{11} et S_{21}) du filtre SIW en fonction de la variation de l'épaisseur du substrat (h_s).	98
Figure III. 24: Distributions simulées du courant électrique à la fréquence de résonance $f=8$ GHz, (a) φ 0° , (b) φ 45° , (c) φ 90° , (d) φ 180°	99

Liste des tableaux :

Tableau I. 1: Comparaison des technologies de filtrage.....	6
Tableau I. 2: Paramètres g_i en fonction de l'ordre n pour un filtre de type Butterworth. ($G_0 = 1.0$, $\omega_c = 1$, $A_{\max} = 3.01 \text{ dB}$ pour ω_c).....	19
Tableau I. 3: Paramètres g_i en fonction de l'ordre n pour un filtre de type Tchebychev ($g_0 = 1.0$, $\omega_c = 1$, $A_{\max} = 3.01 \text{ dB}$ pour ω_c).....	22
Tableau I. 4: Comparaison des lignes de transmission et des guides d'ondes les plus utilisées.	30
Tableau I. 5: Répartition des bandes fréquentielles hyperfréquences (C, X, Ku, K et Ka) et domaines d'application.....	38
Tableau II. 1: Répartition et utilisations des bandes en télécommunication spatiale.....	40
Tableau II. 2: description des paramètres géométriques d'un guide d'onde intégré au substrat (SIW).....	55
Tableau II. 3: Tableau comparatif des technologies planaire et volumique.....	63
Tableau II. 4: Comparaison entre les structures DGS et CSRR.....	70
Tableau III. 1: Cahier de charge.....	74
Tableau III. 2: Dimensions du filtre passe-bande (BPF) SIW-DGS proposé.	82
Tableau III. 3: Dimensions du filtre passe-bande (BPF) d'un SIW -DGS à demi-mode (HMSIW).....	85
Tableau III. 4: cahier de charge.....	87
Tableau III. 5: Paramètres géométriques de la structure du filtre.	89
Tableau III. 6: Dimensions du filtre passe-bande SIW chargé par des structures CSRR et DGS.	93

Liste des symboles :

<i>SIW</i>	Substrate Integrated Waveguide (Guide d'onde intégré au substrat)
<i>HMSIW</i>	Half-Mode Substrate Integrated Waveguide
<i>RWG</i>	Rectangular Waveguide (Guide d'onde rectangulaire conventionnel)
<i>DGS</i>	Defected Ground Structure (Structure de masse défectueuse)
<i>CSRR</i>	Complementary Split Ring Resonator
<i>SRR</i>	Split Ring Resonator
<i>GIS</i>	Guide d'onde Intégré au Substrat
<i>BPF</i>	Band Pass Filter (Filtre passe-bande)
<i>FBW</i>	Fractional BandWidth (Bande passante fractionnelle)
<i>SNR</i>	Signal to Noise Ratio (Rapport signal sur bruit)
<i>HFSS</i>	High Frequency Structure Simulator (logiciel Ansys)
<i>AWR</i>	Applied Wave Research (logiciel Microwave Office)
<i>LTCC</i>	Low Temperature Co-fired Ceramics
<i>PCB</i>	Printed Circuit Board (Circuit imprimé)
<i>MMIC</i>	Monolithic Microwave Integrated Circuit
<i>CPW</i>	Coplanar Waveguide (Ligne coplanaire)
<i>RF</i>	Radio Fréquence
<i>TE</i>	Mode Transverse Électrique
<i>TM</i>	Mode Transverse Magnétique
<i>TEM</i>	Mode Transverse Électromagnétique
<i>RLC</i>	Circuit Résistance-Inductance-Capacité
<i>LC</i>	Circuit Inductance-Capacité
<i>RC</i>	Circuit Résistance-Capacité
<i>S-o-S</i>	System-on-Substrate
<i>IP</i>	Pertes d'insertion (Insertion Loss)
<i>FZT</i>	Fréquence du zéro de transmission
<i>VSAT</i>	Very Small Aperture Terminal
<i>[S]</i>	Matrice de diffusion (Scattering matrix)
<i>S₁₁</i>	Coefficient de réflexion à l'entrée (sortie adaptée)

S_{22}	Coefficient de réflexion à la sortie (entrée adaptée)
S_{21}	Coefficient de transmission à la sortie (entrée adaptée)
S_{12}	Coefficient de transmission à l'entrée (sortie adaptée)
a_i	Onde incidente au port i
b_i	Onde réfléchie au port i
Γ	Plan de référence d'un accès
f_0	Fréquence centrale / fréquence de résonance
F_c	Fréquence de coupure
f_{c1}, f_{c2}	Fréquences de coupure inférieure et supérieure
f_1, f_2	Fréquences limites de la bande passante
F_p	Fréquence pôle de la cellule DGS
f_{CSRR}	Fréquence de résonance du CSRR
Ω	Pulsation angulaire du signal (rad/s)
Ω_c	Pulsation de coupure
ω_0	Pulsation de résonance
$\Delta\omega$	Variation de pulsation (petite perturbation)
Δf	Largeur de bande
Δ	Largeur relative de la bande passante
Q	Facteur de qualité (général)
Q_{e1}	Facteur de qualité externe à l'entrée
Q_{en}	Facteur de qualité externe à la sortie
Q_{ext_e} / Q_{ext_s}	Facteurs de qualité externe entrée/sortie
N	Ordre du filtre
B ou BP	Bande passante
$\alpha(dB)$	Atténuation en dB
$A(dB)$	Atténuation en dB
A_{max}	Ondulation maximale dans la bande passante (dB)
$A_{min} (Att)$	Atténuation minimale hors bande (dB)
R	Niveau d'ondulation (dB)
N	Degré/ordre du filtre de Tchebychev
F_{s1}, F_{s2}	Fréquences de coupure de la bande d'atténuation

D_{frans}	Largeur de la bande de transition
$H(j\omega)$	Fonction de transfert du quadripôle
$T(j\omega)$	Fonction de réflexion du quadripôle
$T_n(x)$	Polynôme de Tchebychev d'ordre n
$C_n(x)$	Fonction elliptique d'ordre n
E	Paramètre d'ondulation (Tchebychev / elliptique)
g_i	Coefficients du prototype passe-bas (Butterworth / Tchebychev)
g_0, g_1, g_2, g_3, g_4	Éléments normalisés du prototype passe-bas
a_i, b_i	Coefficients du prototype de Tchebychev
V_1, V_2	Tensions d'entrée et de sortie du quadripôle
I_1, I_2	Courants d'entrée et de sortie du quadripôle
E_{g1}	Tension délivrée par le générateur
V_C	Tension aux bornes du condensateur
PA	Puissance disponible du générateur
P_1	Puissance réfléchiée en entrée
P_2	Puissance délivrée à la charge
P_{in}	Puissance complexe fournie au résonateur
PLL	Puissance dissipée dans le quadripôle (pertes)
W_m	Énergie magnétique emmagasinée
W_e	Énergie électrique emmagasinée
E_m	Énergie totale emmagasinée
R	Résistance (Ω)
L	Inductance (H)
C	Capacité (F)
R_1, R_2	Résistances de référence des paramètres S (50Ω)
$X(\omega)$	Réactance du circuit RLC série
$B(\omega)$	Susceptance du circuit RLC parallèle
Z_{in}	Impédance d'entrée
Z_0 ou Z	Impédance caractéristique (50Ω)
Z_c	Impédance caractéristique d'une ligne de transmission
Z_{TE}	Impédance de l'onde en mode TE

Z_{pi}	Impédance du guide SIW
Z_G	Impédance du guide RSIW
H	Impédance d'onde (377Ω dans l'air)
L_o	Inductance du résonateur localisé (nH)
C_o	Capacité du résonateur localisé (pF)
C_i, L_i	Capacités/inductances du prototype passe-bas
C'_i, L'_i	Capacités/inductances du filtre transformé
L_{eq}	Inductance équivalente du résonateur de ligne
C_{eq}	Capacité équivalente du résonateur de ligne
Y_c	Admittance caractéristique
Z_{01}	Impédance du résonateur 1
Z_{12}, Z_{23}	Impédances de couplage entre résonateurs adjacents
Z_{13}	Impédance de couplage croisé
M_{ij}	Coefficient de couplage entre résonateurs i et j
M_{12}, M_{21}	Coefficients de couplage résonateur 1-2
M_{23}, M_{32}	Coefficients de couplage résonateur 2-3
M_{13}, M_{31}	Coefficients de couplage croisé 1-3
$[M]$	Matrice de couplage
λ_g	Longueur d'onde guidée
λ_o	Longueur d'onde en espace libre
λ_c	Longueur d'onde de coupure
c	Vitesse de la lumière (3×10^8 m/s)
m, n	Indices de mode du guide d'onde (TE_{mn}, TM_{mn})
$f_{c_{mn}}$	Fréquence de coupure du mode mn
ϵ_r	Permittivité relative du substrat
$\epsilon_{r,eff}$ ou ϵ_e	Permittivité relative effective
ϵ	Permittivité absolue du milieu
μ	Perméabilité magnétique du milieu
μ_o	Perméabilité du vide
ϵ_o	Permittivité du vide
$\tan \delta$	Tangente de perte diélectrique

γ	Constante de propagation
Φ	Angle de phase
d	Diamètre des vias métalliques
s ou p	Distance centre-à-centre entre vias (pas)
a	Largeur du guide d'onde rectangulaire
b	Hauteur du guide d'onde rectangulaire
a_s ou W_{siw}	Largeur du guide SIW
a_a ou ad	Dimension équivalente du guide RWG rempli
$asiw$	Distance entre les deux rangées de vias
h	Épaisseur du substrat diélectrique
hs	Épaisseur/hauteur du conducteur
T	Épaisseur de la couche métallique conductrice
W_1 (w_{feed})	Largeur initiale de la ligne micro-ruban
W_2 (w_{gap})	Largeur finale de la ligne micro-ruban
W_{milieu}	Largeur médiane de la transition
WT	Largeur initiale du taper (transition conique)
W_{eff}	Largeur effective de la cavité SIW
L_{eff}	Longueur effective de la cavité SIW
w_e	Largeur du guide d'onde équivalent microstrip
W_{eq}	Largeur équivalente
L_1, L_2, L_t, L_{so}	Longueurs de différentes sections du filtre
L_f, L_p, L_{siw}	Longueurs des sections du filtre SIW
W_t, W_m, W_f, W_P	Largeurs des sections du filtre SIW
Y_{siw}	Largeur totale de la structure SIW
$X1, Y1$	Dimensions du substrat
gp	Espacement d'une fente peigne (HMSIW)
ml	Paramètre géométrique optimisé
W	Largeur de la fente DGS
L	Longueur de la fente DGS
$g1, g2$	Largeurs des fentes de la cellule DGS
sp	Espacement entre fentes ou vias

S	Paramètre d'espacement (fente)
C_p	Capacité parallèle équivalente de la cellule DGS (pF)
L_p	Inductance parallèle équivalente de la cellule DGS (nH)
C_c	Capacité du circuit équivalent DGS (forme curseur)
L_c	Inductance du circuit équivalent DGS (forme curseur)
L_1	Longueur de la fente DGS (forme curseur)
W_1	Largeur de la fente DGS (forme curseur)
L_2	Longueur du curseur DGS
G	Distance entre le CSRR et la structure DGS
l_o	Longueur de l'anneau extérieur du CSRR
l_i	Longueur de l'anneau intérieur du CSRR
g	Largeur de la fente (split) du CSRR
s	Largeur de l'anneau du CSRR
r	Espacement entre les deux anneaux du CSRR
L_r	Inductance totale du CSRR
C_r	Capacité totale du CSRR
L_{out}	Inductance caractéristique unitaire de l'anneau extérieur
C_{out}	Capacité caractéristique unitaire de l'anneau extérieur
L_{in}	Inductance caractéristique unitaire de l'anneau intérieur
C_{in}	Capacité caractéristique unitaire de l'anneau intérieur
L_o	Longueur initiale de la cavité CSRR
s_l	Paramètre géométrique de l'anneau CSRR
l_l, l_i	Longueurs des anneaux CSRR
r_l	Rayon interne du CSRR
L_2	Longueur de l'anneau externe CSRR
g_l	Largeur de fente du CSRR
w_l	Largeur de piste du CSRR
p	Pas des vias dans la structure SIW-CSRR
ω'	Pulsation dans le plan transformé (passe-bande/passe-haut)
A, B	Paramètres intermédiaires de calcul de l'impédance micro-ruban
w_1/h	Rapport largeur/épaisseur de la ligne micro-ruban

ε_e	Permittivité effective pour la largeur médiane
$\lambda_0/2$	Ligne demi-onde court-circuitée $\rightarrow$ résonateur inductif
$\lambda_0/4$	Ligne quart-d'onde court-circuitée $\rightarrow$ résonateur capacitif
L_{eq}	Inductance équivalente d'une ligne résonante
C_{eq}	Capacité équivalente d'une ligne résonante

Introduction générale

Introduction générale:

Le développement rapide des systèmes de télécommunications modernes, des réseaux sans fil, des radars et des applications satellitaires a entraîné une croissance considérable des besoins en dispositifs hyperfréquences performants, compacts et à faibles pertes. Dans ce contexte, les filtres micro-ondes occupent une place essentielle dans les chaînes de transmission et de réception, puisqu'ils permettent de sélectionner les bandes de fréquences utiles, de supprimer les signaux parasites et d'améliorer la qualité globale des communications. Les technologies classiques des guides d'ondes métalliques offrent d'excellentes performances électriques, notamment en termes de faibles pertes et de facteur de qualité élevé. Cependant, leur encombrement important, leur coût de fabrication élevé et leur difficulté d'intégration dans les circuits planaires limitent leur utilisation dans les systèmes modernes miniaturisés. Afin de répondre à ces contraintes, la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) est apparue comme une solution hybride combinant les avantages des guides d'ondes conventionnels et ceux des circuits planaires micro-rubans. Cette technologie permet de réaliser des composants hyperfréquences intégrés, compacts, économiques et facilement compatibles avec les circuits imprimés modernes. Par ailleurs, l'amélioration des performances fréquentielles des filtres SIW a conduit les chercheurs à intégrer des structures électromagnétiques artificielles telles que les structures DGS (Defected Ground Structure) et les résonateurs CSRR (Complementary Split Ring Resonator). Les structures DGS permettent de perturber la distribution des courants dans le plan de masse afin d'obtenir une meilleure sélectivité, une réduction des harmoniques et l'introduction de bandes interdites. De leur côté, les résonateurs CSRR contribuent à la miniaturisation des circuits et à l'amélioration des caractéristiques de résonance et de réjection hors bande. L'association des technologies SIW, DGS et CSRR constitue ainsi une approche très prometteuse pour la conception de filtres hyperfréquences à hautes performances.

Le présent mémoire porte sur l'étude, la conception et la modélisation de filtres passe-bande en technologie SIW intégrant différentes structures DGS et CSRR destinées aux applications hyperfréquences en bande C et bande X. Ce travail vise principalement à analyser l'influence des paramètres géométriques et des différentes topologies de structures résonantes sur les performances du filtre, notamment la fréquence centrale, la bande passante, les pertes d'insertion, la sélectivité et la réjection hors bande.

Dans cette étude, une démarche de conception complète a été adoptée. Elle repose d'abord sur une synthèse analytique basée sur les matrices de couplage et les circuits équivalents localisés, suivie d'une modélisation électromagnétique tridimensionnelle à l'aide du logiciel Ansys HFSS afin d'évaluer les performances des structures proposées. Plusieurs configurations de structures DGS et CSRR ont été étudiées, notamment les formes triangulaire, circulaire et losange, afin d'optimiser les caractéristiques électromagnétiques du filtre.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres principaux :

Introduction générale:

Le premier chapitre présente des généralités sur les filtres hyperfréquences, leurs caractéristiques fondamentales, les différentes fonctions de filtrage ainsi que les principales technologies utilisées dans les circuits micro-ondes.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la technologie SIW, à ses principes de fonctionnement, ses méthodes de conception et ses avantages dans les applications hyperfréquences modernes. Une étude des structures DGS et CSRR y est également présentée.

Enfin, le troisième chapitre traite la conception et la modélisation des filtres passe-bande SIW intégrant les structures DGS et CSRR. Les résultats de simulation, les études paramétriques ainsi que l'analyse des performances électromagnétiques des structures proposées y sont détaillées.

À travers cette étude, nous cherchons à proposer des structures de filtres compactes, performantes et adaptées aux exigences des systèmes de télécommunications hyperfréquences modernes.

Chapitre I : Introduction à la synthèse des filtres hyperfréquences

I.1 Introduction :

Les filtres hyperfréquences jouent un rôle important dans les systèmes de télécommunication modernes. Ils permettent à de nombreuses applications (audio, vidéo, télécommunications, instrumentation, radars) de se partager et d'utiliser au mieux la ressource limitée qu'est le spectre, en permettant notamment de limiter le brouillage des systèmes les uns par rapport aux autres. La conception des filtres aux hyperfréquences est compliquée, car les éléments que l'on utilise sont à paramètres distribués, il n'existe pas de procédures de synthèse totalement générales. La conception de filtre en générale est divisée en deux grandes parties : la synthèse et la mise en œuvre technologique. La synthèse du filtre nous permet d'identifier la topologie du circuit de filtrage et de définir les valeurs (impédances, longueurs électriques) des éléments constitutifs du filtre en rapport avec les caractéristiques électriques à atteindre (bande passante, fréquence, niveau de réjection, etc..). Cette étape constitue alors le point de départ de la mise en œuvre technologique.

I.2 Théorie des filtres :

Un filtre est un circuit électronique, caractérisé par une fonction de transfert, qui réalise une opération de traitement du signal. Il se base sur le couplage entre plusieurs cellules résonantes qui forment finalement un certain gabarit en matière de pertes, de transmission et de réflexion. Il élimine des composantes parasites appelées bandes atténuées et laisse passer les composantes utiles appelées bandes passantes. Le rôle d'un filtre s'agit d'éliminer certaines fréquences perturbatrices indésirables appelées aussi bruit et de laisser passer qu'une bande passante désirable et particulière. Le bruit peut provenir de sources diverses : il peut être externe, apporté par le canal, ou interne, apporté par les éléments passifs et actifs constitutifs du système lui-même. Le rapport signal sur bruit qui désigne la qualité d'une transmission d'informations et qui définit ce rapport de la puissance du signal utile sur celle du bruit, est donc un paramètre essentiel dans les systèmes. De plus, la séparation des parasites des signaux utiles est nécessaire car les signaux émis et reçus sont parasites les uns par rapport aux autres [1].

Le choix de la technologie du filtre dépend du :

- Gabarit.
- L'atténuation ou affaiblissement.
- La fréquence de coupure.
- La sélectivité, raideur ou pente de réjection.

I.2.1 Catégories Des Filtres :

En générale il y'a deux grandes catégories de filtres :

I.2.1.1 Filtres passifs :

Un quadripôle caractérisé par une combinaison de composants électriques passifs, c'est-à-dire des résistances, des condensateurs et des inductances, atténue le signal en fonction de la gamme de fréquences souhaitée. Les filtres passifs peuvent gérer des courants importants car ils sont utilisés dans les systèmes électriques pour réduire la distorsion de tension qui apparaît dans les parties sensibles du système. Les filtres passifs présentent plusieurs avantages, notamment leur simplicité de conception, leur grande stabilité et leur capacité à fonctionner efficacement aux hautes fréquences et aux hyperfréquences. Ils offrent également une bonne fiabilité et génèrent peu de bruit puisqu'ils ne contiennent pas de composants actifs. Cependant, les filtres passifs possèdent aussi quelques inconvénients. Ils ne permettent pas l'amplification du signal et introduisent généralement des pertes d'insertion. De plus, l'utilisation des inductances peut augmenter la taille, le poids et le coût du circuit, surtout dans les applications à basse fréquence. Leur réglage est également moins flexible que celui des filtres actifs, et leurs performances peuvent être influencées par les tolérances des composants utilisés. [2]

I.2.2.2 Filtres actifs :

Ce sont des filtres électroniques utilisant des composants actifs, généralement un amplificateur. Les amplificateurs peuvent être utilisés dans la conception des filtres, pour améliorer leur coût, leurs performances et leur prévisibilité. Ce type de filtres peut être utilisé comme transducteur (source de courant ou de tension harmonique), totalement contrôlable, comme dispositif de contrôle et de coordination de l'évolution des grandeurs d'énergie liées au récepteur ou au générateur.

Un filtre actif présente plusieurs avantages importants dans les systèmes électroniques. Il permet non seulement de filtrer les signaux, mais aussi de les amplifier grâce à l'utilisation de composants actifs tels que les amplificateurs opérationnels. Contrairement aux filtres passifs, il ne nécessite pas d'inductances, ce qui réduit la taille, le poids et le coût du circuit tout en facilitant son intégration dans les circuits électroniques. De plus, les filtres actifs offrent une grande flexibilité dans le réglage de la fréquence de coupure et du facteur de qualité, avec de bonnes performances aux basses et moyennes fréquences. Cependant, les filtres actifs présentent également certains inconvénients. Leur fonctionnement nécessite une alimentation électrique externe et leurs performances dépendent fortement des caractéristiques des composants actifs utilisés. Ils sont généralement limités aux basses et moyennes fréquences, car leur efficacité diminue aux hautes fréquences et aux hyperfréquences. En outre, ils peuvent introduire du bruit, de la distorsion et des phénomènes de saturation, ce qui peut affecter la qualité du signal traité.

Type de Technologies	Gamme de fréquences
Filtres numériques	0 à W max
Filtres RC actifs discrets	10 Hz à 1 MHz
Filtres à condensateur commuté	10 Hz à 5 MHz
Filtres RLC passifs	0,1 MHz à 0,1 GHz
Filtres RC actifs intégrés	0,1 MHz à 15 GHz
Filtres hyperfréquences	0,5 GHz à 500 GHz

Tableau I. 1: Comparaison des technologies de filtrage.

I.2.2 Filtre idéal et filtre réel :

Filtre idéal : Un filtre est dit ‘idéal’ s’il possède la propriété de transmettre toutes les fréquences considérées par l’utilisateur comme utiles sans atténuation et sans déphasage, et d’éliminer toutes les autres. D’une autre façon, un filtre idéal vérifie les conditions suivantes [3]:

- L’affaiblissement est réel dans la bande passante.
- L’affaiblissement est infini dans la bande bloquante.
- Le déphasage est linéaire dans la bande passante.

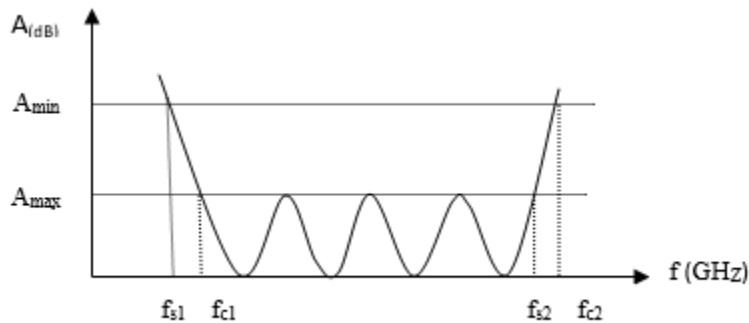


Figure I. 1: Réponse d'un filtre passe bande réelle.

Filtre réel : Dans la pratique, il est impossible de construire des circuits électroniques satisfaisant les caractéristiques des filtres idéaux. Les filtres réels présentent les défauts suivants :

- L’affaiblissement en bande bloquante n’est pas infini.
- L’affaiblissement en bande passante n’est pas constamment nul.
- La transition bande passante bande bloquante n’est pas brutale.

I.2.3 Cahier de gabarit :

Un filtre idéal, avec un gain constant dans la bande de transmission et un affaiblissement infini dans la bande que l'on désire éliminer avec une transition abrupte entre les deux bandes, est impossible à réaliser. Ainsi nous nous contentons d'approcher cette réponse idéale en conservant une atténuation inférieure à $A_{\max}$ (D_{ond}) dans la bande passante et une atténuation supérieure à $A_{\min}$ (Att) hors bande (bande atténuée) (figure I.2). Cela conduit ainsi à définir un gabarit présentant des zones interdites et des zones dans lesquelles devront impérativement se situer les courbes représentant l'atténuation du filtre en fonction de la fréquence. Le gabarit doit donc préciser les limites de tolérance pour les différents éléments du filtre à savoir :

- La ou les fréquences de coupure F_c ou F_{c1} , F_{c2} .
- L'atténuation dans la bande coupée Att en dB.
- L'ondulation dans la bande passante en dB.

La largeur de la bande de transition située entre la fréquence de coupure et la zone atténuée car la coupure d'un filtre n'est jamais parfaite $D_{\text{f trans}}$. La figure (I.2) illustre les différentes notations de gabarits suivant les filtres. $A(\text{dB})$ représente l'atténuation en dB.

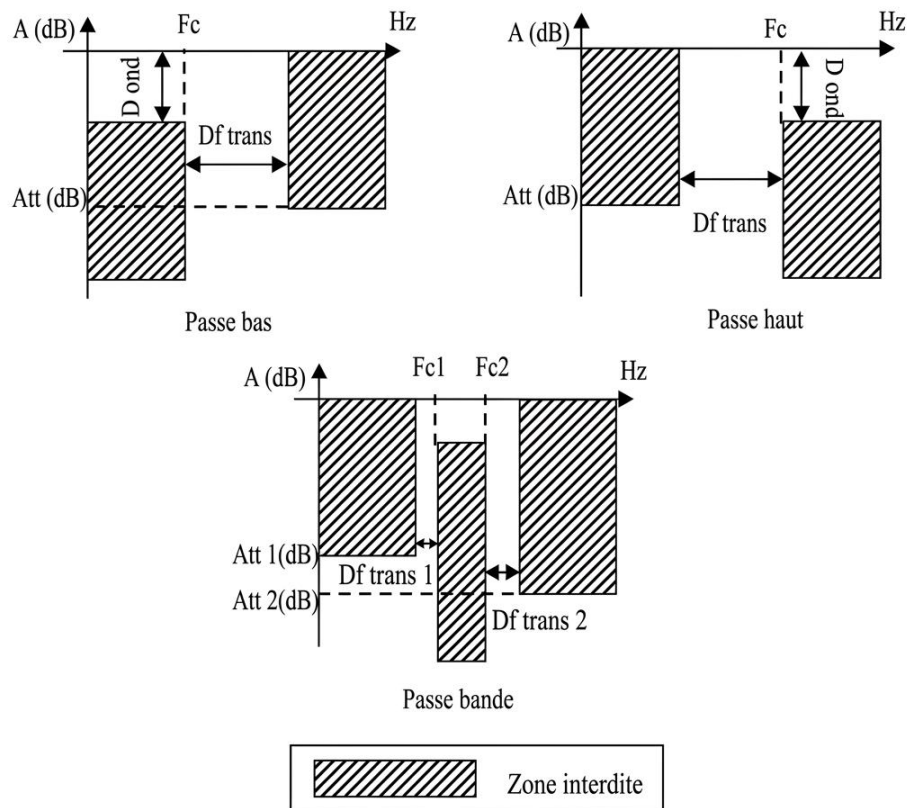


Figure I. 2: Gabarit des différents types de filtres.

Ces schémas représentent les gabarits de filtrage (en anglais Filter Template). Ils servent à définir les spécifications techniques qu'un filtre électronique doit respecter. La zone hachurée est la Zone interdite : la réponse en fréquence du filtre ne doit jamais y pénétrer.

I.2.4 Utilisation des filtres électriques :

Les filtres électriques sont des composants essentiels dans de nombreux systèmes technologiques. Leurs applications principales se déclinent selon les domaines suivants ;

- Radiocommunications et sélection de porteuse : Dans les systèmes de réception sans fil, le filtre d'entrée joue un rôle de sélecteur de canal. Il permet d'isoler une bande de fréquences spécifique (celle de l'émetteur souhaité) tout en rejetant les signaux parasites.
- Systèmes de modulation et démodulation ; Le filtrage est indispensable à la gestion de l'encombrement spectral. À l'émission : un filtre de modulation limite le spectre du signal émis pour s'assurer qu'il reste dans le canal alloué, évitant ainsi de perturber les communications voisines sur le support de transmission et à la réception : Le filtre permet d'extraire uniquement la composante utile du signal modulé, facilitant ainsi une démodulation fidèle et précise de l'information.
- Analyse spectrale et filtres en peigne : Pour analyser des signaux complexes, notamment lorsqu'ils sont fortement perturbés, on utilise des filtres en peigne (combfilters). Ce dispositif est constitué d'une succession de filtres à bandes très étroites. Il permet de décomposer le signal en ses différentes composantes fréquentielles ou d'éliminer des harmoniques spécifiques avec une grande précision.
- Optimisation du rapport Signal sur Bruit (SNR) : L'amélioration de la qualité d'un signal "noyé" dans un bruit de fond repose sur la connaissance de son spectre fréquentiel. En appliquant un filtre sélectif qui ne laisse passer que les fréquences utiles, on réduit drastiquement la puissance du bruit total présent en dehors de cette bande. Cette opération augmente le rapport Signal/Bruit, garantissant une meilleure intégrité des données ou de la voix. [4]

I.3 Les Caractéristiques D'un Filtre :

Ce sont les grandeurs qui permettent de décrire son comportement en fonction de la fréquence du signal d'entrée. Elles servent à le dimensionner et à choisir le bon type de filtre pour une application donnée.

I.3.1 Ordre Des Filtres :

L'ordre d'un filtre est un paramètre fondamental qui correspond au nombre d'éléments réactifs (condensateurs et inductances) ou, de manière équivalente, au degré du dénominateur de sa fonction de transfert. Il permet d'évaluer la capacité du filtre à rejeter les fréquences indésirables, plus l'ordre est élevé, plus l'atténuation est importante.

En effet, un filtre du premier ordre présente une pente de 20 dB par décade (6 dB par octave), un filtre du deuxième ordre atteint 40 dB par décade, et un filtre du troisième ordre 60 dB par décade. Ainsi, chaque augmentation d'ordre ajoute environ 20 dB par décade à l'atténuation, ce qui améliore la sélectivité du filtre.

I.3.2 Facteur De Qualité :

Le facteur de qualité, souvent désigné par la lettre « Q » est une mesure importante dans les domaines de l'électricité et du magnétisme. Il caractérise la performance d'un résonateur tels que les circuits LC (inductance-capacité), les cavités résonnantes, et même les résonateurs mécaniques. Le facteur de qualité peut être interprété comme une indication de l'efficacité d'un système à conserver l'énergie. Le facteur de qualité est défini comme étant le rapport de la fréquence de résonance f_0 sur la largeur de bande Δf , qui est la différence entre les fréquences auxquelles la puissance tombe à la moitié de sa valeur à la résonance. Mathématiquement, cela est exprimé :

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (I.1)$$

La réponse pulsionnelle, le facteur de qualité Q exprime l'amortissement de la réponse. Plus Q est élevé, plus la sortie aura d'oscillations après l'impulsion sur l'entrée.

I.3.3 Le Rôle Du Filtre :

Le rôle essentiel d'un filtre consiste à modifier le spectre des signaux qui vont y transiter afin d'obtenir des caractéristiques particulières. Citons, par exemple, le cas des filtres qualifiés de correcteurs, qui amplifient les signaux de fréquences basses et laissent passer les signaux de fréquences élevées sans les modifier, afin de pallier à la déficience des haut-parleurs dans le domaine des basses fréquences. Bien que le filtrage concerne principalement l'amplitude des signaux, les filtres ne se contentent pas d'agir sur l'amplitude des signaux, leur action s'exerce aussi sur la phase. Si l'on n'y prend pas garde, cette seconde action peut être catastrophique sur le plan des résultats obtenus. C'est pour cette raison qu'un filtre doit être caractérisé par deux courbes représentant respectivement l'action du filtre sur l'amplitude et sur la phase des signaux. [5]

I.3.4 Paramètres S du quadripôle :

Un filtre peut être représenté par un quadripôle passif (pas de source auxiliaire de puissance électrique) décrit sur la figure I.3. Les paramètres S sont des descripteurs d'ondes qui nous permettent de définir les relations entrée-sortie d'un réseau en termes d'ondes de puissance incidente et réfléchie au point désiré dans le circuit tel qu'illustré à la figure I.4.

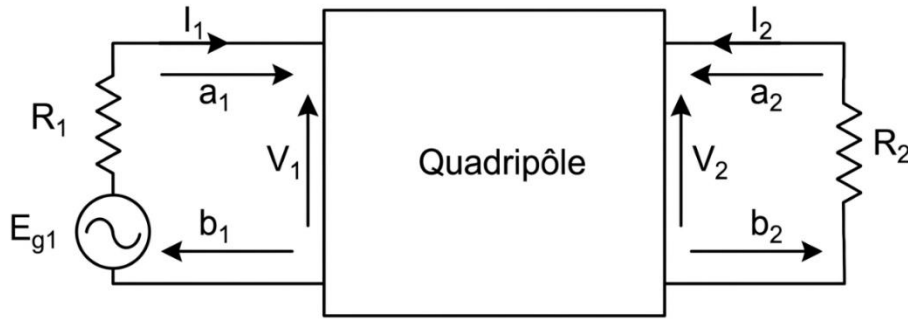


Figure I. 3: Représentation du filtre par un quadripôle.

Le fonctionnement électrique du quadripôle est caractérisé par :

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

Dans le domaine des hyperfréquences, un quadripôle est généralement défini par ses paramètres S (Scattering paramètres : paramètres de répartition) qui permettent de définir complètement les caractéristiques d'un multi-pôle linéaire ne comportant pas de sources d'énergie internes et en particulier d'un quadripôle linéaire passif tel qu'un filtre (passif). Le graphe de fluence des paramètres S est représenté sur la figure I-4.

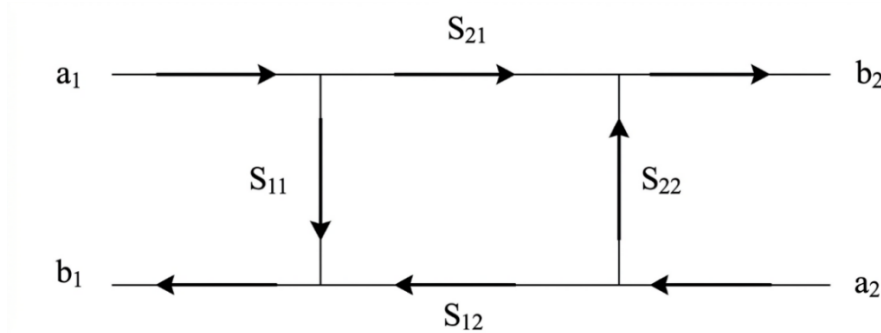


Figure I. 4: Graphe de fluence d'un quadripôle.

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

$$[b_1 ; b_2] = [S_{11} \ S_{12} ; S_{21} \ S_{22}] [a_1 ; a_2] = [S] [a_1 ; a_2] \quad (I.2)$$

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

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

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

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

Un quadripôle est dit linéaire lorsqu'il est constitué uniquement de dipôles et éléments linéaires.

On peut ainsi définir différents paramètres comme suit :

La puissance disponible du générateur P_A :

$$P_A = \frac{|E_{g1}|^2}{8R_1} \quad (I.3)$$

La puissance réfléchiée en entrée P_1 :

$$P_1 = \frac{|y_1|^2}{2y_1} \quad (I.4)$$

La puissance délivrée à la charge P_2 :

$$P_2 = \frac{|y_2|^2}{2y_2} \quad (I.5)$$

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

Les pertes d'insertions sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_2} = \frac{1}{\left(4 \cdot \frac{(|V_2|^2 \cdot R_1)}{(|E_{g1}|^2 \cdot R_2)}\right)} = \frac{1}{|H(jW)|^2} \quad P_2 = \frac{|V_1|^2}{2R_1} \quad (I.6)$$

Avec ω est la pulsation du signal.

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

$$\frac{P_A}{P_2} = \frac{1}{|H(jW)|^2} = \frac{1}{|S_{21}(jW)|^2} \quad (I.7)$$

Les pertes par réflexion sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_1} = \frac{1}{\left(4 \cdot \frac{|V_1|^2}{|E_{g1}|^2}\right)} = \frac{1}{|T(jW)|^2} = \frac{1}{|S_{11}(jW)|^2} \quad (I.8)$$

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

$$|H(j\omega)|^2 + |T(j\omega)|^2 = |S_{21}(j\omega)|^2 + |S_{11}(j\omega)|^2 = 1 \quad (I.9)$$

I.3.5 Définition Du Filtrage :

Le filtrage est une opération de traitement du signal qui consiste à sélectionner certaines composantes fréquentielles d'un signal et à atténuer ou éliminer les autres. Cette opération est réalisée à l'aide d'un filtre électronique capable de modifier le spectre de fréquence et parfois la phase du signal afin d'obtenir une information plus utile ou plus exploitable. Le filtrage est largement utilisé dans les systèmes électroniques, les télécommunications et les applications hyperfréquences pour supprimer les fréquences parasites, réduire le bruit ou isoler une bande de fréquences précise. [6]

I.4 Caractéristiques des filtres passe-bande :

Un filtre passe-bande est un dispositif (électronique, optique ou numérique) conçu pour laisser passer une plage spécifique de fréquences, située entre une limite basse et une limite haute, tout en atténuant (bloquant) toutes les fréquences en dehors de cet intervalle figure I.5. [7]

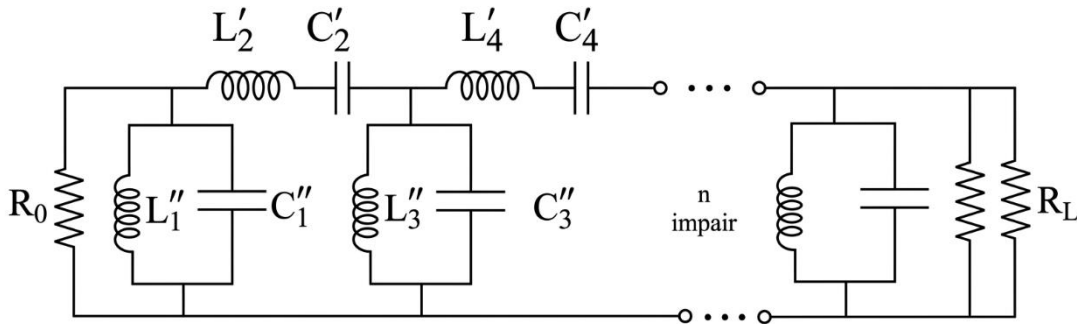


Figure I. 5:circuit de filtre passe bande.

Voici les caractéristiques fondamentales :

I.4.1 La Bande Passante (B ou BP) :

C'est l'intervalle de fréquences $[f_1, f_2]$ à l'intérieur duquel le signal est transmis sans atténuation majeure. Elle est généralement mesurée à -3 dB, ce qui correspond au moment où la puissance du signal est divisée par deux.

I.4.2 La Fréquence Centrale (f_0) :

Il s'agit de la fréquence pour laquelle le gain du filtre est maximal. Pour un filtre symétrique, elle se calcule souvent par la moyenne géométrique des fréquences de coupure figure I.6 :

$$f_c = \sqrt{f_{c1} f_{c2}} \quad (I.10)$$

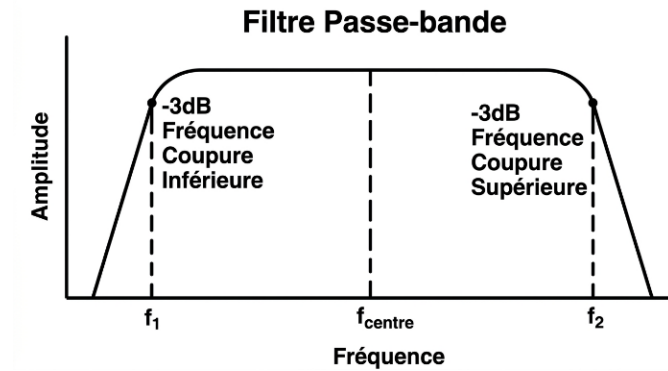


Figure I. 6:La fréquence centrale.

I.4.3. Le Facteur de Qualité (Q) :

C'est un indicateur de la "sélectivité" du filtre. Plus « Q » est élevé, plus la bande passante est étroite et le filtre "pointu". Il se définit par le rapport entre la fréquence centrale et la bande passante :

$$Q = \frac{f_0}{B} \quad (I.11)$$

I.4.4 Filtre coupe-bande :

Un filtre coupe-bande aussi appelé filtre éjecteur de bande c'est un filtre qui empêche le passage d'un intervalle de fréquences, composé d'un filtre passe-haut et d'un filtre passe-bas, La bande passante $BP = [0, f_{c1}] \cup [f_{c2}, \infty [$.

I.5 Caractéristiques de base d'un filtre :

Les caractéristiques de base d'un filtre électronique définissent sa capacité à sélectionner ou atténuer des fréquences spécifiques dans un signal.

I.5.1 Fréquence de coupure :

C'est la fréquence limite où le gain du filtre chute de -3 dB (ou puissance divisée par 2) par rapport à sa valeur maximale dans la bande passante. Elle marque la transition entre la zone de transmission et d'atténuation, avec une pente typique de -20 dB par décade pour un filtre d'ordre 1.

I.5.2 Gain et atténuation :

Le gain exprime le rapport en dB entre les amplitudes de sortie et d'entrée ; les filtres passifs ont un gain ≤ 0 dB, tandis que les actifs peuvent l'amplifier. L'atténuation mesure la réduction hors bande passante, souvent progressive selon l'ordre du filtre.

I.5.3 Bande passante :

Elle représente l'étendue fréquentielle (en Hz) où le signal passe avec un gain acceptable, calculée comme la différence entre les fréquences de coupure supérieure et inférieure. Pour les passe-bande, elle détermine la sélectivité via le facteur Q.

I.6 Classification des filtres :

Les filtres sont caractérisés selon leurs réponses en fréquence. La variation de l'amplitude en fonction de la fréquence est le critère le plus important, sont :

- Filtre passe haut.
- Filtre passe bas.
- Filtre passe bande.
- Filtre coupe bande.

I.6.1 Filtre passe haut :

Un filtre qui laisse passer les hautes fréquences et qui atténue les basses fréquences, c'est-à-dire les fréquences inférieures à la fréquence de coupure. Il pourrait également être appelé filtre coupe bas. Le filtre passe-haut est l'inverse du filtre passe bas et ces deux filtres combinés forment un filtre passe bande (figure I.7, figure I.8)

Fonction de transfert : L'équation du premier ordre s'écrit sous la forme suivante :

$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{jRC\omega}{1+jRC\omega} \quad (I.12)$$

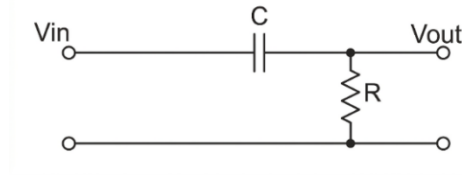


Figure I. 7:Schéma d'un filtre passe-haut RC passif du 1er ordre.

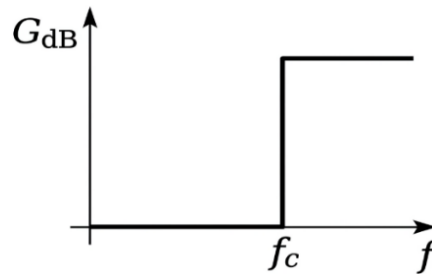


Figure I. 8:signal d'un filtre passe haut.

I.6.2 Filtre passe bas :

Un filtre passe-bas est un filtre qui laisse passer les basses fréquences et qui atténue les hautes fréquences, c'est-à-dire les fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Il pourrait également être appelé filtre coupe-haut. Le filtre passe-bas est l'inverse du filtre passe haut et ces deux filtres combinés forment un filtre passe bande figure I.9.

Fonction de transfert : La fonction de transfert $H(j\omega)$ représente le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée en notation complexe :

$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1+jRC\omega} \quad (\text{I. 13})$$

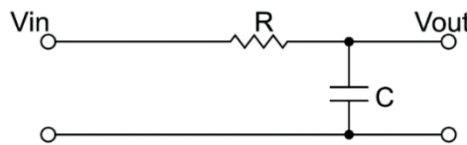


Figure I. 9:Schéma d'un filtre passe-bas RC passif du 1er ordre.

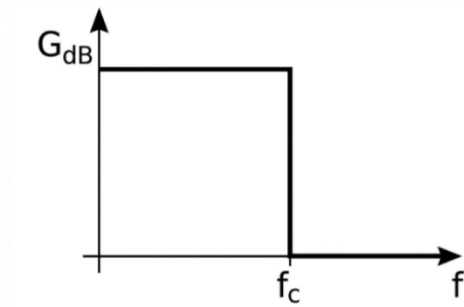


Figure I. 10: signal d'un filtre passe- bas.

I.6.3 Filtre passe bande :

Un filtre passe-bande est un filtre ne laissant passer qu'une bande ou intervalle de fréquence compris entre une fréquence de coupure basse et une fréquence de coupure haute du filtre. Il est très utilisé dans le domaine des transmissions pour isoler le signal qu'on souhaite capter figure I.11.

Fonction de transfert : En notation complexe fonction de transfert $H(j\omega)$ est :

$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}} \quad (I.14)$$

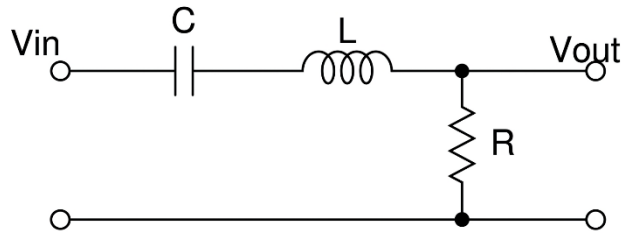


Figure I. 11: Schéma d'un filtre passe-bande RLC passif.

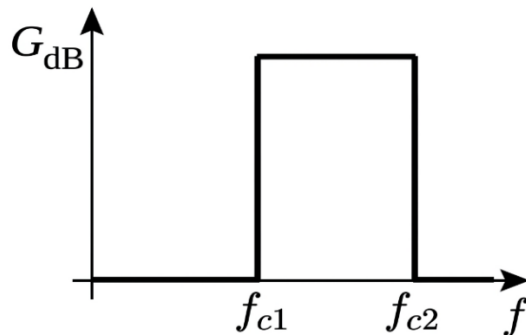


Figure I. 12:signal d'un filtre passe- bande.

I.6.4 Filtre coupe bande :

Un filtre coupe-bande aussi appelé filtre réjecteur de bande est un filtre empêchant le passage d'un Intervalle de fréquence, Il est composé d'un filtre passe-haut et d'un filtre passe-bas dont les fréquences de coupure sont souvent proches mais différentes, la fréquence de coupure du filtre passe-bas est systématiquement inférieure à la fréquence de coupure du filtre passe-haut figure I.13.

Fonction de transfert : L'expression de la fonction de transfert est :

$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{R + \frac{j\omega L}{1 - LC\omega^2}} \quad (I.15)$$

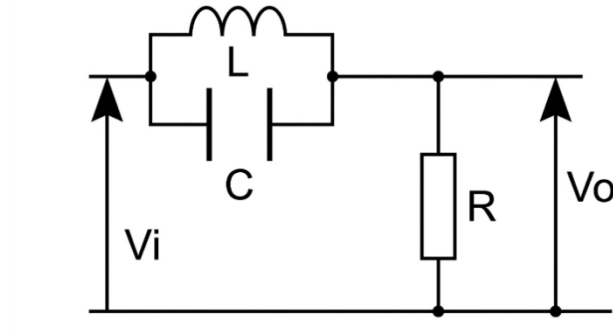


Figure I. 13:Schéma d'un filtre coupe-bande RLC (circuit LC parallèle en série).

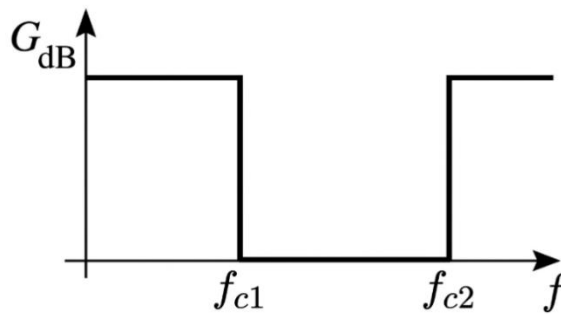


Figure I. 14:signal d'un filtre coupe bande.

I.7 Méthodes classiques de conception de filtres (Butterworth, Tchebychev, etc.) :

Les méthodes classiques de conception de filtres constituent une approche fondamentale utilisée dans le domaine du génie électronique pour concevoir des filtres analogiques et numériques. Parmi les méthodes les plus couramment utilisées, on retrouve les filtres Butterworth et Tchebychev. [8] Ces deux méthodes permettent de spécifier et de réaliser des filtres répondant à des caractéristiques spécifiques telles que la pente de coupure, l'atténuation des fréquences indésirables et la linéarité de la phase.

I.7.1 Filtres Butterworth :

Le filtre Butterworth, développé par l'ingénieur anglais Stephen Butterworth, est un type de filtre qui présente une réponse en fréquence maximale de plate (ou maximale de pente de coupure) avec une atténuation progressive à partir de la fréquence de coupure. Il s'agit d'un filtre optimal en termes de réponse en fréquence plate dans la bande passante et d'atténuation régulière hors de la bande passante. Les filtres Butterworth sont largement utilisés dans les applications audios, les communications sans fil et d'autres systèmes où une réponse en fréquence plate est souhaitée. [9]

I.7.1.1 Fonctions De Filtrage :

La fonction de filtrage de Butterworth est conçue pour offrir la réponse la plus plate possible (absence d'ondulations) dans la bande passante. On l'appelle souvent filtre à "platitude maximale".

I.7.1.2 L'approximation de Butterworth :

L'approximation de Butterworth est définie par la fonction d'atténuation suivante (en dB) :

$$\alpha(dB) = 10 \log_{10} \left| 1 + \left(\frac{w}{w_c} \right)^{2n} \right| \quad (I.16)$$

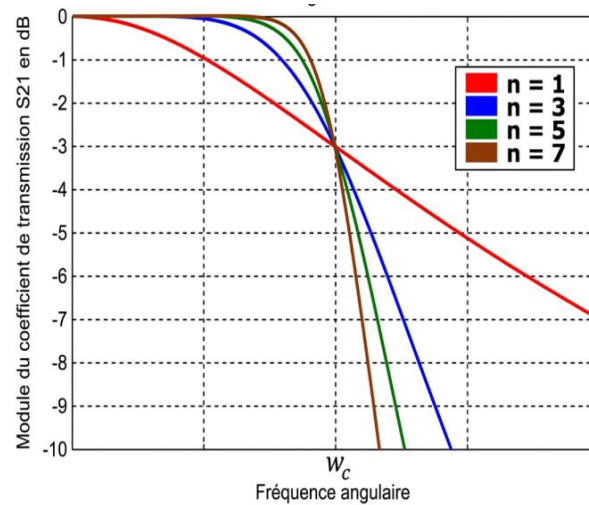


Figure I. 15:Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour Différents ordres n.

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	2.0000	1.0								
2	1.4142	1.4142	1.0							
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0						
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0					
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0				
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0			
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0		
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.6902	1.0	
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0

Tableau I. 2:Paramètres g_i en fonction de l'ordre n pour un filtre de type Butterworth. ($G_0=1.0$, $ce=1$, $A_{\max}=3.01\text{dB}$ pour ce).

I.7.1.3 Les Caractéristiques :

Le gain d'un filtre de Butterworth est le plus constant possible dans la bande passante et tend vers 0 dB dans la bande de coupure. Sur un diagramme de Bode logarithmique, cette réponse décroît linéairement vers $-\infty$, de -6 dB/octave (-20 dB/décade) pour un filtre de premier ordre, -12

dB/octave soit -40 dB/décade pour un filtre de second ordre, -18 dB/octave soit -60 dB/décade pour un filtre de troisième ordre, etc.

Le gain d'un filtre de Butterworth passe-bas d'ordre n est :

$$G_n(W) = |H_n(jw)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{w}{wc}\right)^{2n}}} \quad (I.17)$$

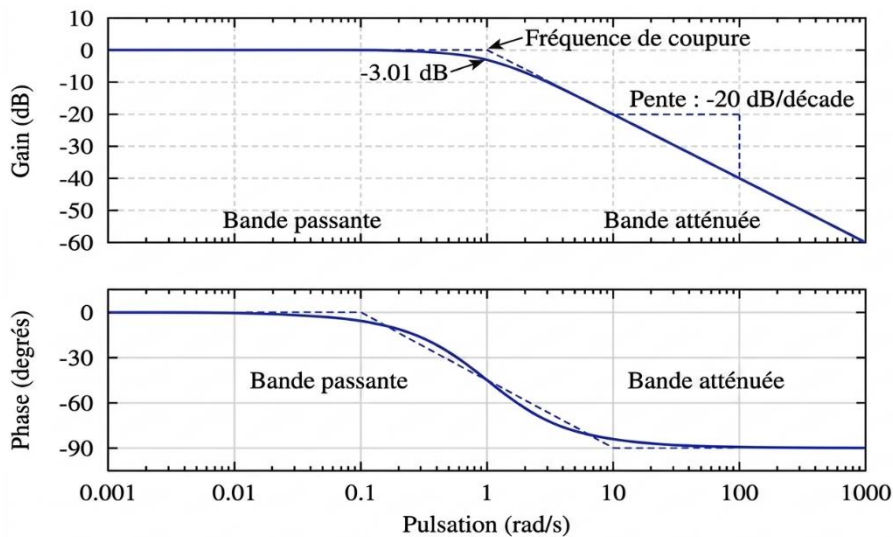


Figure I. 16: Diagramme de Bode d'un filtre de Butterworth passe-bas du premier ordre.

I.7.2 Filtres Tchebychev :

Le filtre Tchebychev, développé par le mathématicien russe Pafnuty Tchebychev, est un autre type de filtre couramment utilisé dans la conception de filtres analogiques et numériques. Les filtres Tchebychev offrent une atténuation plus raide dans la bande passante par rapport aux filtres Butterworth, mais présentent des anomalies de magnitude ou d'ondulation dans la bande de transition. Ces anomalies peuvent être acceptables dans certaines applications où une atténuation plus élevée est requise. [10]

I.7.2.1 Fonctions De Filtrage :

Est l'une des familles de filtres les plus utilisées en traitement du signal. Contrairement au filtre de Butterworth qui cherche une réponse la plus plate possible. Le filtre de Tchebychev accepte une certaine

ondulation (ripple) pour obtenir une transition beaucoup plus rapide entre la bande passante et la bande coupée.

I.7.2.2 L'approximation de Tchebychev :

L'approximation de Tchebychev est définie par la fonction d'atténuation suivante (en fB) :

$$\alpha(dB) = 10 \log_{10} \left[1 + \varepsilon^2 T_n^2 \left(\frac{w}{w_c} \right) \right] \quad (I.18)$$

Avec : **Tn** est le polynôme de Tchebychev défini par :

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \arccos(x)) & |x| \leq 1 \\ \cosh(n \operatorname{arccosh}(x)) & |x| \geq 1 \end{cases} \quad (I.19)$$

Et ε est définie par le choix du niveau d'ondulation r par :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{r}{10}} - 1} \quad (I.20)$$

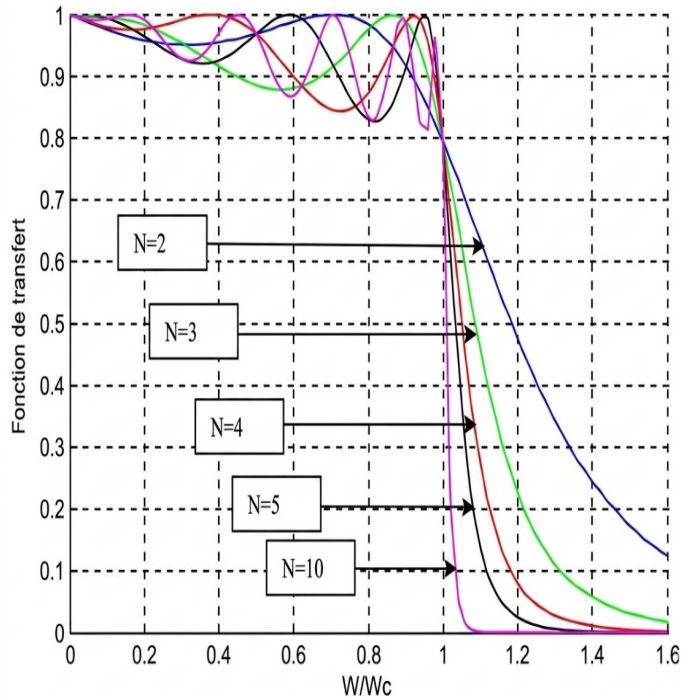


Figure I. 17:Réponse de la fonction Tchebychev pour différents ordres n.

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.2000	1.0								
2	0.6648	0.5445	1.2210							
3	0.8516	1.1032	0.8516	1.0						
4	0.9314	1.2920	1.5775	0.7628	1.2210					
5	0.9714	1.3721	1.8014	1.3721	0.9714	1.0				
6	0.9940	1.4131	1.8933	1.5506	1.7253	0.8141	1.2210			
7	1.0080	1.4368	1.9398	1.6220	1.9398	1.4368	1.0080	1.0		
8	1.0171	1.4518	1.9667	1.6574	2.0237	1.6107	1.7726	0.8330	1.2210	
9	1.0235	1.4619	1.9837	1.6778	2.0649	1.6778	1.9837	1.4619	1.0235	1.0

Tableau I. 3: Paramètres g_i en fonction de l'ordre n pour un filtre de type Tchebychev ($g_0=1.0$, $\omega_c=1$, $A_{\max}=3.01\text{dB}$ pour ω_c).

I.7.3 Filtre elliptique :

Est un filtre dont la réponse en fréquence présente des ondulations (ripple) à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée.

I.7.3.1 L'approximation de cauer ou Elliptique :

L'approximation d'Elliptique se caractérise par une équiondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée. De plus, elle possède des zéros de transmission dans sa réponse électrique permettant d'atteindre bon niveau de sélectivité pour un ordre de filtre restreint. Elle est définie par sa fonction d'atténuations. [11]

$$a(\text{dB}) = 10 \log_{10}[1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega)] \quad (\text{I.21})$$

Où la fonction C_n cette fois ci est une fonction elliptique d'ordre n et ε est un paramètre qui détermine l'ondulation dans la bande passante à la pulsation de coupure ω_c .

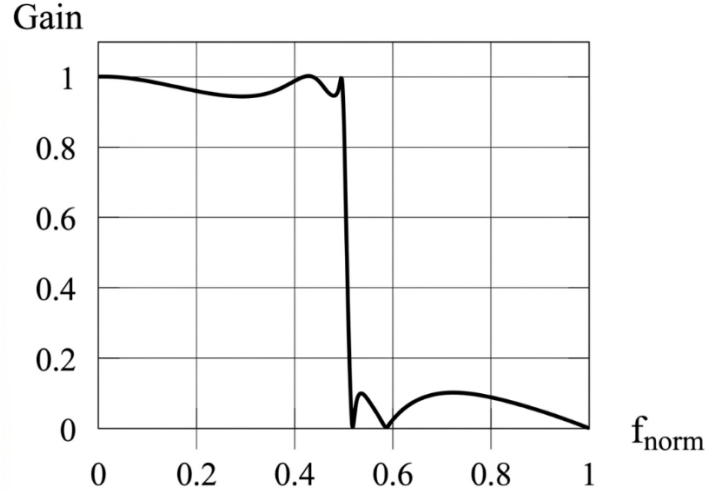


Figure I. 18: Réponse du prototype passe bas elliptique.

I.7.3.2 Calcul des paramètres g_i :

Cas des filtres de Butterworth :

$$g_i = 2 \sin \left[\frac{(2i-1)}{2n} \pi \right] \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (\text{I.22})$$

Cas des filtres de Tchebychev Source spécifiée non valide.:

$$g_i = \begin{cases} \frac{2a_i}{y} & \text{pour } i = 1 \\ \frac{4a_{i-1}a_i}{b_{i-1}g_{i-1}} & \text{pour } i = 2, 3, \dots, n \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} a_i = \sin \left[\frac{(2i-1)}{2n} \right] \\ b_i = y^2 + \sin^2 \left(\frac{i\pi}{n} \right) \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (\text{I.24})$$

$$\gamma = \sinh \left[\frac{\ln \left[\cot g \left(\frac{A_{max}}{17.37} \right) \right]}{2n} \right] \quad (\text{I.25})$$

I.8 Gabarit d'un filtre :

Plus un filtre se rapproche du filtre idéal, plus les bandes de transition deviennent raides ($A_{\max}$ faible $A_{\min}$ élevée) et plus il nécessite de composants.

Donc la réalisation d'un filtre consiste à rechercher un compromis performances- nombre de composants. Pour parvenir à ce but on définit un gabarit à l'intérieur duquel, la courbe d'affaiblissement doit se situer.

I.8.1 Généralités sur les filtres passe-bande :

Un filtre passe-bande est un dispositif fréquentiel permettant la transmission d'une bande déterminée de fréquences centrée autour d'une fréquence centrale f_0 . Tout en atténuant fortement les fréquences situées de part et d'autre de cette bande. La réponse fréquentielle de ce type de filtre est caractérisée par une bande passante limitée par deux fréquences de coupure f_1 et f_2 , ainsi que par des bandes rejetées assurant l'élimination des signaux indésirables. Les principales caractéristiques électriques d'un filtre passe-bande sont la fréquence centrale, la largeur de bande, les pertes d'insertion, les pertes de retour, la sélectivité et la planéité dans la bande passante. Ces paramètres sont généralement définis à travers un gabarit électrique spécifiant les performances que le filtre doit satisfaire afin de répondre aux exigences des systèmes RF et hyperfréquences.

I.8.2 Synthèse de filtre passe-bande :

La synthèse d'un filtre passe-bande consiste, dans un premier temps, à déterminer le prototype passe-bas équivalent correspondant aux spécifications du filtre à concevoir. Cette étape débute par le choix de la topologie du filtre, qui dépend des caractéristiques électriques imposées dans le cahier des charges, telles que la fréquence centrale, la largeur de bande ainsi que les pertes d'insertion. Par la suite, il convient de sélectionner le type de réponse fréquentielle le plus adapté, parmi les approximations classiques telles que Filtre de Tchebychev, Filtre de Butterworth, les filtres elliptiques ou pseudo-elliptiques, afin d'obtenir les performances souhaitées en termes de sélectivité et de réjection fréquentielle. [12]

I.9 transposition en impédance :

Comme le prototype passe bas est normalisé par rapport à l'impédance et en fréquence pour tous ses éléments g_k , on doit dénormaliser ses éléments. La dénormalisation en impédance se fait tout simplement en multipliant les g_k représentant les selfs en série par la résistance de charge R_0 et en divisant les g_k représentant des capacités parallèles par R_0 . Cette dénormalisation en impédance est illustrée par la figure 1.7.

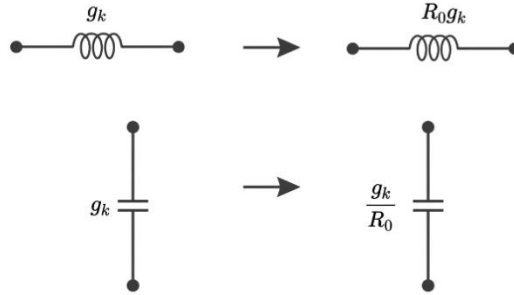


Figure I. 19: Transformation en impédance.

Pour pouvoir créer des filtres passe haut, passe bande ou coupe bande à partir du prototype passe bas, on doit effectuer la transformation de fréquence.

I.9.1 transformation en fréquence passe bas-passe bande :

Le gabarit d'un filtre passe bande est défini par :

- Sa pulsation centrale, ω_0 de la bande passante
- Sa pulsation de coupure basse, ω_{c1}
- Sa pulsation de coupure haute, ω_{c2}

Soit:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}} \quad (I.26)$$

$$\Delta = \frac{\omega_{c2} - \omega_{c1}}{\omega_0} \quad (I.27)$$

Où Δ est la largeur relative de la bande passante. La transformation en fréquence du plan de passe-bas (ω) vers le plan de passe-bande (ω') est définie par :

$$\omega \rightarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega_0}{\omega'} - \frac{\omega'}{\omega_0} \right) \quad (\text{I.28})$$

L'obtention du filtre passe-bande à partir du prototype passe-bas se fait en deux étapes.

Premièrement, les inductances en série doivent être remplacées par un circuit résonant LC en série, avec les valeurs des éléments définies comme suit :

$$C'_i = \frac{\Delta}{\omega_0 g_i Z_0} \quad (\text{I. 29})$$

$$L'_i = \frac{g_i Z_0}{\Delta \omega_0} \quad (\text{I. 30})$$

La deuxième étape consiste à remplacer les capacités en parallèles par un circuit résonant en parallèle, dont les valeurs sont les suivantes :

$$C'_i = \frac{g_i}{\Delta \omega_0 Z_0} \quad (\text{I. 31})$$

Cette transformation en fréquence du filtre passe-bas vers le filtre passe-bande est résumée par la figure I.8 pour le cas d'un filtre d'ordre 3.

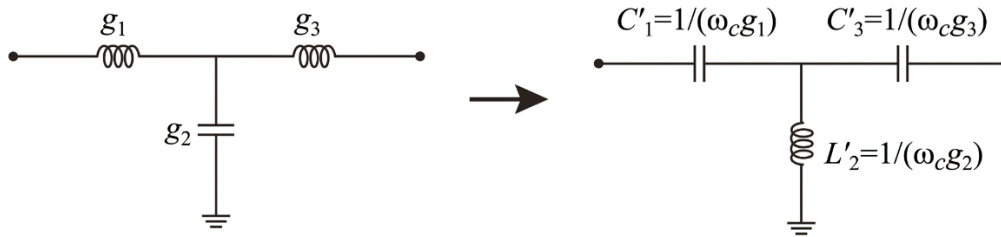


Figure I. 20: Transformation passe-bas → passe-bande.

I.9.2 Transformation en fréquence : passe-bas → passe-haut :

La transformation en fréquence du plan de passe-bas (ω) vers le plan de passe-haut (ω') est définie par :

$$\omega \rightarrow -\frac{\omega_0}{\omega'} \quad (\text{I. 32})$$

Dans ces conditions le prototype passe-haut se déduit facilement de celui du passe-bas. Pour cela, il faut remplacer chaque self par une capacité et réciproquement.

Soient les capacités C_i et inductances L_i du prototype passe-bas, alors les valeurs (dénormalisées en fréquence) pour les capacités C'_i et inductances L'_i du filtre passe-haut sont calculées par :

$$C'_i = \frac{1}{\omega_c L_i} = \frac{1}{\omega_c g_i} \quad (\text{I. 33})$$

$$L'_i = \frac{1}{\omega_c C_i} = \frac{1}{\omega_c g_i} \quad (\text{I. 30})$$

Cette transformation est illustrée dans la figure I.21 :

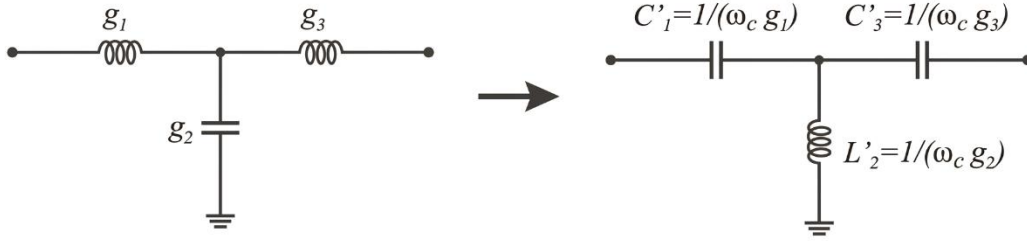


Figure I. 21: Transformation passe-bas → passe-haut.

I.9.3 Transformation en fréquence : passe-bas → coupe-bande :

Pour le cas de la transformation en fréquence pour le filtre coupe-bande, nous utilisons la transformation suivante :

$$\omega \rightarrow -\Delta \left(\frac{\omega'}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega'} \right)^{-1} \quad (\text{I.35})$$

Il suffit alors pour obtenir le filtre coupe-bande, de faire l'inverse du cas du filtre passe-bande, où il faut remplacer les inductances par le circuit LC parallèle défini par :

$$C'_i = \frac{1}{\Delta L_i \omega_0} = \frac{1}{\Delta g_i \omega_0} \quad (\text{I. 36})$$

$$L'_i = \frac{\Delta L_i}{\omega_0} = \frac{\Delta g_i}{\omega_0} \quad (\text{I. 37})$$

Et remplacer les capacités par le circuit LC série défini par :

$$C'_i = \frac{\Delta C_i}{\omega_0} = \frac{\Delta g_i}{\omega_0} \quad (\text{I. 38})$$

$$L'_i = \frac{1}{\Delta C_i \omega_0} = \frac{1}{\Delta g_i \omega_0} \quad (\text{I. 39})$$

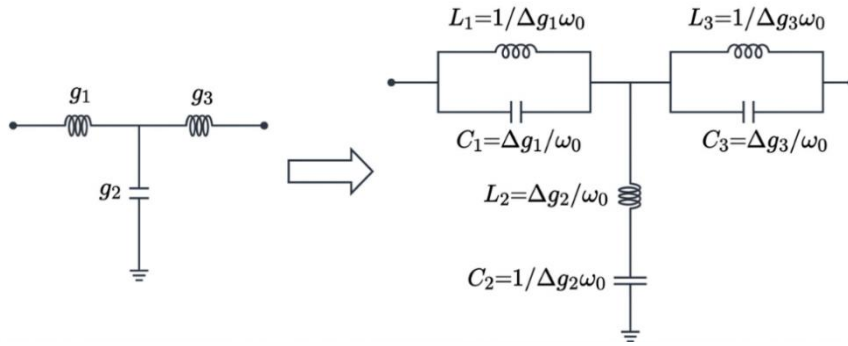


Figure I. 22: Transformation passe-bas → coupe-bande.

I.9.4 Calcul du degré de filtre passe-bande de Tchebychev :

Le nombre d'ondulation (ordre du filtre) est le nombre de cellules, ce nombre est donné par l'approximation de Tchebychev :

$$N \geq \frac{10 \log_{10} \left(10^{\frac{A_{\min}}{10}} - 1 \right) \log_{10} \left(10^{\frac{A_{\max}}{10}} - 1 \right) + 0.6}{0.6 + 2 * \log \left(\frac{F_{c2} - F_{c1}}{F_{s2} - F_{s1}} \right)} \quad (\text{I. 40})$$

I.10 Différentes technologies de filtres passifs :

Les filtres passifs hyperfréquences peuvent être réalisés selon plusieurs technologies, dont le choix dépend principalement des performances recherchées, de la gamme de fréquences de fonctionnement, du coût de fabrication ainsi que des contraintes d'intégration. Parmi les technologies les plus utilisées, on distingue la technologie volumique, qui repose sur l'utilisation de cavités résonnantes offrant de faibles pertes et un facteur de qualité élevé, mais avec un encombrement important. La technologie planaire, largement utilisée dans les circuits microondes, permet une intégration compacte grâce à des structures telles que les lignes micro ruban, strip-line

et coplanaires. On retrouve également la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide), qui combine les avantages des guides d'ondes métalliques et des circuits planaires, en offrant de bonnes performances avec une taille réduite. D'autres technologies avancées utilisent des structures DGS (Defected Ground Structure), CSRR (Complementary Split Ring Résonateur) ou métamatériaux afin d'améliorer la sélectivité, réduire les dimensions ou créer des réponses multibandes. [13]

I.10.1 Technologie volumique:

Les filtres volumiques se composent de cavités métalliques, généralement réalisées par des tronçons de guides d'ondes (rectangulaires, circulaires), ou de résonateurs diélectriques. Ces filtres sont très intéressants pour réaliser des filtres à bande étroite car ils présentent d'excellentes performances électriques (faibles pertes) grâce à des coefficients de qualité élevés. De plus, ils peuvent supporter des signaux de forte puissance tout en conservant une stabilité en température acceptable.

I.10.2 Technologie planaire :

Dans les applications où le transport de signaux de fortes puissances n'est pas un paramètre essentiel, l'utilisation de technologies planaires est une solution pour remédier aux problèmes d'encombrement et de poids des structures volumiques. Les filtres planaires sont très intéressants sur ces deux points, mais ils le sont également sur les coûts de réalisation qui sont plus faibles, leurs bonnes reproductibilités et leurs facilités d'interconnexion avec les autres circuits et notamment les circuits actifs. La réalisation de systèmes complets compacts est alors possible, puisque la partie interconnexion est simplifiée. Parmi les technologies planaires, nous pouvons distinguer les technologies micro-ruban, coplaire, multicouche et membrane, chacune d'entre elles ayant ses spécificités propres tant d'un point de vue géométrique qu'électrique.

I.10.3 La technologie microruban :

Très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences, la structure micro-ruban est constituée d'un conducteur métallique déposé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique et d'un plan de masse sur la face inférieure [11]. Le mode fondamental de propagation d'un tel support de propagation n'est pas TEM (Transverse Electro- Magnétique) car la section transverse n'est pas homogène.

Cependant, étant donné que les amplitudes des composantes longitudinales des champs électriques et magnétiques sont suffisamment faibles pour être négligées, on parle de mode quasi-TEM.

Ceci rend alors possible la modélisation de la structure sous la forme d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c « baignant » dans un milieu homogène équivalent caractérisé par une permittivité relative effective ϵ_{eff} .

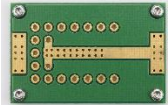
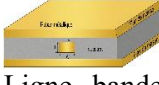
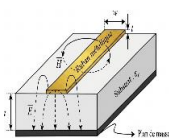
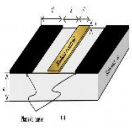
Caractéristique	 Ligne coaxial	 Guide d'onde rectangulaire	 Guide D'onde SIW	 Ligne bande ou tri-plaque	 Ligne micro-ruban	 Ligne coplanaire
Mode de propagation le plus utilisé	TEM	TE ₁₀	TE ₁₀	TEM	Quasi-TEM	CPW/ Quasi-TEM
Dispersion de mode	Très faible	Moyenne	Basse	Très faible	Basse	Moyenne
Largeur de bande	Haute	Basse	Haute	Haute	Haute	Moyenne
Tenue en puissance	Moyenne	Haute	Moyenne	Basse	Basse	Faible
Taille physique	Haute	Très haute	Moyenne	Moyenne	Basse	Moyenne
Facilité de fabrication	Moyenne	Moyenne	Très basse	Basse	Très basse	Très Basse
Intégration avec les composants	Faible	Faible	Haute	Moyenne	Haute	Haute

Tableau I. 4: Comparaison des lignes de transmission et des guides d'ondes les plus utilisées.

I.11 Résonateurs :

Les résonateurs hyperfréquences sont utilisés dans plusieurs applications, comme les filtres, oscillateurs, appareils de mesure de fréquence et amplificateurs.

L'opération de résonatrices hyperfréquences est très semblable à celle des résonateurs des circuits électriques. Cette partie commence avec une révision des concepts des circuits résonants RLC série et parallèle.

I.11.1 Circuits résonants Série et Parallèle :

A la résonance, un circuit hyperfréquences peut généralement être modélisé par un circuit RLC série ou parallèle. Les propriétés de base de ce type de circuit sont étudiées ici.

I.11.1.1 Circuit Résonant Série :

L'impédance d'entrée de ce circuit est :

$$Z_{in} = R + jX(\omega) \text{ Ou } X(\omega) = \omega.L - \frac{1}{C\omega} \quad (\text{I.41})$$

Et la puissance complexe fournie au résonateur est :

$$P_{in} = \frac{1}{2} V * I = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 = \frac{1}{2} Z_{in} \left| \frac{V}{Z_{in}} \right|^2 \quad (\text{I.42})$$

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 \left(R + j\omega L - j \frac{1}{\omega C} \right) \quad (\text{I.43})$$

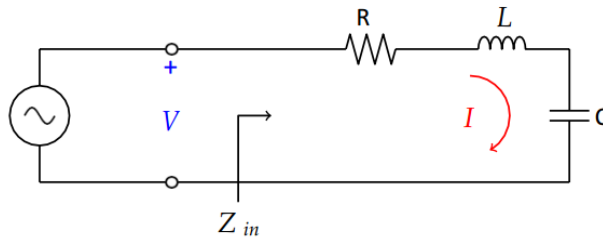


Figure I. 23: Circuit RLC série.

La puissance dissipée par la résistance est :

$$P_{pertes} = \frac{1}{2} R |I|^2 \quad (\text{I.44})$$

Et l'énergie magnétique emmagasinée dans l'inductance est :

$$w_m = \frac{1}{4} L |I|^2 \quad (\text{I.45})$$

Et l'énergie électrique emmagasinée dans la capacitance est :

$$w_e = \frac{1}{4} C |V_c|^2 = \frac{1}{4} \frac{1}{\omega^2 C} |I|^2 \quad (\text{I.46})$$

Ou V_c est la tension aux bornes du condensateur. L'équation de la puissance complexe peut alors être réécrite :

$$P_{in} = \frac{1}{2} V \cdot I^* = \frac{1}{2} Z_{in} \cdot |I|^2 \quad (\text{I.47})$$

$$P_{in} = P_{pertes} + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (\text{I.48})$$

et impédance entrée deviant:

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{pertes} + 2j\omega(W_m - W_e)}{0.5|I|^2} \quad (\text{I.49})$$

La résonance a lieu lorsque $W_m = W_e$, ce qui donne une impédance d'entrée à la résonance de :

$$Z_{in} = \frac{P_{pertes}}{0.5|I|^2} = R \quad (\text{I. 50})$$

Ce qui est purement réel. La fréquence à la résonance est :

$$X(\omega_0) = \omega_0 \cdot L - \frac{1}{C\omega_0} = 0 \quad \Rightarrow \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{I. 51})$$

Un paramètre important des résonateurs est le facteur de qualité Q , qui est défini par :

$$Q = \omega \frac{\text{Energie moyenne emmagasine}}{\text{Energie perdue / seconde}} = \omega \frac{W_m + W_e}{R} \quad (\text{I. 52})$$

Le facteur de qualité est une indication des pertes dans un circuit : un facteur de qualité plus élevé implique moins de pertes. Pour le circuit Série, le facteur de qualité donne:

$$Q = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{\text{pertes}}} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{RC\omega_0} \quad (\text{I. 53})$$

Ce qui montre que Q augmente si R diminue.

I.11.1.2 Circuit Résonant Parallèle :

Le circuit RLC parallèle de la figure (I.24) est le dual du circuit RLC série.

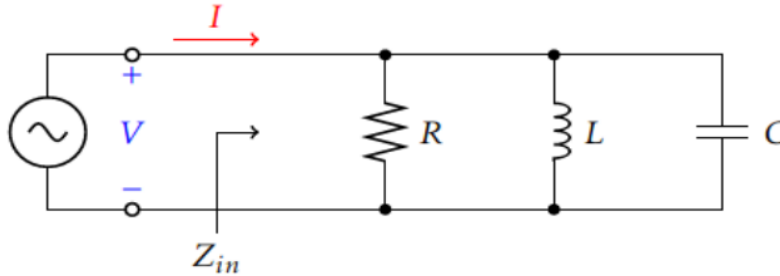


Figure I. 24: Circuit RLC parallèle.

L'impédance d'entrée est :

$$Z_{in} = \left[\frac{1}{R} + jB(\omega) \right]^{-1} \quad \text{OUB}(\omega) = \omega \cdot C \frac{1}{\omega L} \quad (\text{I. 54})$$

$$Z_{in} = \left[\frac{1}{R} - \frac{j}{\omega L} + j\omega C \right]^{-1} \quad (\text{I. 55})$$

La puissance complexe fournie au résonateur est :

$$P_{in} = \frac{1}{2} VI^* = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 = \frac{1}{2} |V|^2 \frac{1}{Z_{in}^*} \quad (\text{I. 56})$$

La puissance dissipée par la résistance est :

$$P_{pertes} = \frac{1}{2} \frac{|V|^2}{R} \quad (\text{I. 57})$$

Et l'énergie électrique emmagasinée dans la capacitance est :

$$W_e = \frac{1}{4} C |V|^2 \quad (\text{I. 58})$$

Et l'énergie magnétique emmagasinée dans l'inductance est :

$$W_m = \frac{1}{4} |L_L|^2 = \frac{1}{4} |V|^2 \frac{1}{\omega^2 L} \quad (\text{I. 59})$$

La puissance complexe est:

$$P_{in} = \frac{1}{2} VI^* = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 \quad (\text{I. 60})$$

$$P_{in} = P_{pertes} + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (\text{I. 61})$$

Ce qui est identique à l'équation . De façon similaire, l'impédance d'entrée est :

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{pertes} + 2j\omega(W_m - W_e)}{0.5|I|^2} \quad (\text{I. 62})$$

La résonance a lieu lorsque $W_m = W_e$, ce qui donne :

$$Z_{in} = R \quad (\text{I. 63})$$

Comme dans le cas série. La fréquence de résonance est la même :

$$B(\omega_0) = \omega_0 \cdot C - \frac{1}{L\omega_0} = 0 \quad \Rightarrow \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{I. 64})$$

Le facteur de qualité, pour le cas parallèle, est :

$$Q = \omega_0 \frac{2E_m}{P_{pertes}} = \frac{R}{\omega_0 L} = RC\omega_0 \quad (\text{I. 65})$$

Dans ce cas-ci, le facteur de qualité augmente si la résistance augmente. Près de la résonance, l'impédance d'entrée peut être simplifiée en utilisant l'approximation.

$$Q = \omega_0 \frac{2E_m}{P_{pertes}} = \frac{R}{\omega_0 L} = RC\omega_0 \quad (\text{I. 66})$$

Si on définit $\omega = \omega_0 \Delta + \omega_0$, OU $\Delta\omega$ est petit, l'impédance d'entrée peut être écrite selon :

$$Z_{in} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1 - \Delta\omega/\omega_0}{j\omega_0} + j\omega_0 C + j\Delta\omega C \right)^{-1} \quad (\text{I. 67})$$

$$Z_{in} = \frac{R}{1 + 2j\Delta\omega RC} = \left(\frac{R}{1 + 2jQ\Delta\omega/\omega_0} \right) \quad (\text{I. 68})$$

En utilisant le fait que $\omega_0 = 1/LC$. lorsque $R = \infty$, l'équation dévient :

$$\omega_0 \left(1 + \frac{j}{2Q} \right) \rightarrow \omega_0 \quad (\text{I. 69})$$

I.11.3 Court-circuit / circuit ouvert du résonateur de la ligne de transmission :

a) Ligne $\lambda_0/2$ court-circuitée :

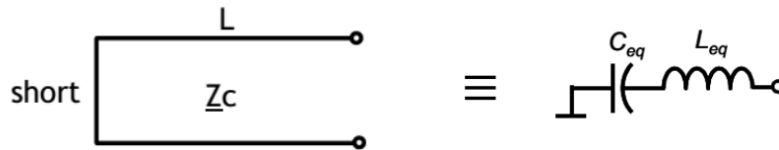
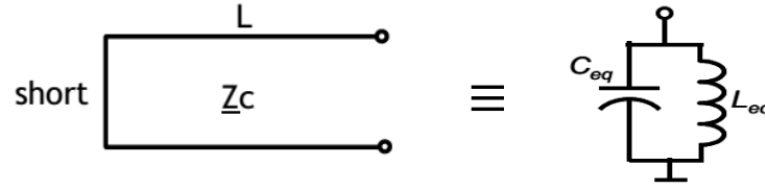


Figure I. 25: Ligne $\lambda_0/2$ court-circuitée.

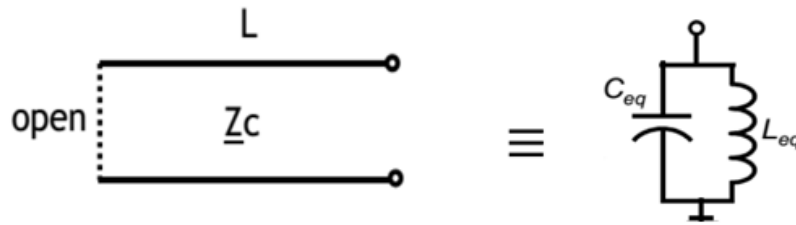
$$L = \frac{\lambda_0}{2}, L_{eq} = \frac{\pi}{2} \frac{Z_c}{\omega_0} \quad (\text{I. 70})$$

b) Ligne $\lambda_0/4$ court-circuitée:

Figure I. 26: Ligne $\lambda_0/4$ court-circuitée.

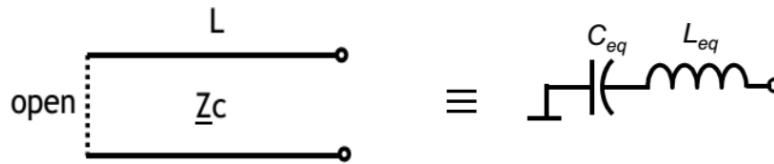
$$L = \frac{\lambda_0}{4}, C_{eq} = \frac{\pi}{4} \frac{Y_c}{\omega_0} \quad (\text{I. 71})$$

c) Ligne $\lambda_0/2$ en circuit ouvert [14]:

Figure I. 27: Ligne $\lambda_0/2$ court-ouvert.

$$L = \frac{\lambda_0}{2}, C_{eq} = \frac{\pi}{2} \frac{Y_c}{\omega_0} \quad (\text{I. 72})$$

c) Ligne $\lambda_0/4$ en circuit ouvert [15]:

Figure I. 28: Ligne $\lambda_0/4$ court-ouvert.

$$L = \frac{\lambda_0}{4}, L_{eq} = \frac{\pi}{4} \frac{Z_c}{\omega_0} \quad (\text{I. 73})$$

I.12 Principales bandes de fréquences utilisées en télécommunications hyperfréquences :

Les systèmes de télécommunication (satellite, radar, mobile, Wi-Fi, etc.) utilisent surtout les bandes suivantes :

Bande	Plage de fréquences	Applications principales
Bande L	1 – 2 GHz	GPS, Galileo, téléphones satellites (Iridium), technologies cellulaires (4G/5G), radars de contrôle aérien.
Bande S	2 – 4 GHz	Wi-Fi (2,4 GHz), Bluetooth, fours à micro-ondes, radars météorologiques et maritimes, réseaux mobiles.
Bande C	4 – 8 GHz	Liaisons satellites (télévision, données), Wi-Fi (5 GHz), liaisons de faisceaux hertziens terrestres.
Bande X	8 – 12 GHz	Radars militaires et civils de haute précision, communications spatiales profondes (NASA/ESA), imagerie radar terrestre.
Bande Ku	12 – 18 GHz	Télévision directe par satellite (généralement grand public), réseaux VSAT (internet par satellite), radars de vitesse.
Bande K	18 – 27 GHz	Radars à courte portée, détection de vitesse, télécommunications par satellite. (Note : Forte atténuation par la vapeur d'eau autour de 22 GHz).
Bande Ka	27 – 40 GHz	Internet par satellite à haut débit (ex. Star Link, terminaux récents), radars militaires, liaisons de communication à haute capacité.

Tableau I. 5:Répartition des bandes fréquentielles hyperfréquences (C, X, Ku, K et Ka) et domaines d’application.

I.13 Conclusion :

Dans ce premier chapitre, nous avons promis de faire une présentation générale sur les filtres hyperfréquences. Nous avons discuté sur les théories des filtres et de leur rôle, les différents types de filtres, les caractéristiques d'un filtre, les différentes technologies de filtre et les fonctions de filtrage (l'approximation Butterworth, Tchebychev, Elliptique) ainsi que la transformation en fréquence à partir du prototype passe-bas. Ensuite nous avons présenté la synthèse d'un filtre. Dans le chapitre suivant, nous présenterons une généralité sur SIW (substrate integrated waveguide) ...

Chapitre II : Guide d'onde intégré au substrat (SIW)

II.1. Introduction :

La réduction des coûts de fabrication et l'amélioration des propriétés électriques sont des paramètres fondamentaux qui préoccupent les chercheurs depuis des années [16], [17]. Plusieurs travaux de recherche ont été menés pour répondre à ces critères [18], [19]. La dernière décennie a vu la naissance de plusieurs composants SIW en guide d'ondes rectangulaires. D'un côté la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) a déjà suscité beaucoup d'intérêt dans le développement de nombreux circuits intégrés micro-ondes. Le guide d'ondes Intégrés au Substrat (ou en anglais : Substrate Integrated Waveguide SIW) est un type particulièrement intéressant de la technologie des lignes de transmission, par rapport aux autres types traditionnels de lignes de transmission planaires (telles que le micro-strip, strip-line, etc.). La technologie permet la réalisation de complètement blindé, à faible coût et composants hyperfréquences à faibles pertes. Depuis son introduction au début des années 2000. La technologie a été appliquée sur un large éventail d'applications, allant des capteurs, aux antennes, alters, et oscillateurs. Le principal inconvénient de la technologie SIW est l'occupation de la surface du substrat par rapport aux autres technologies planaires. Comme tout dispositif de télécommunication du 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.

Band	Fréquence	Applications
L	1 à 2 GHz	Communications 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 en télécommunication spatiale.

II.1.1 Historique :

Depuis le début des années 1990, diverses tentatives ont été proposées pour la mise en œuvre de structures de guides d'ondes planaires. La première référence dans la littérature est un brevet japonais en 1994 où un nouveau guide d'onde diélectrique-chargé est proposé sous la forme de deux rangées de Vias métalliques dans un substrat diélectrique [20]. Plus tard en 1995, un brevet américain propose un guide d'onde avec un processus LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) aussi appelé structure diélectrique multicouche [21] comme représenté sur la figure II.1.

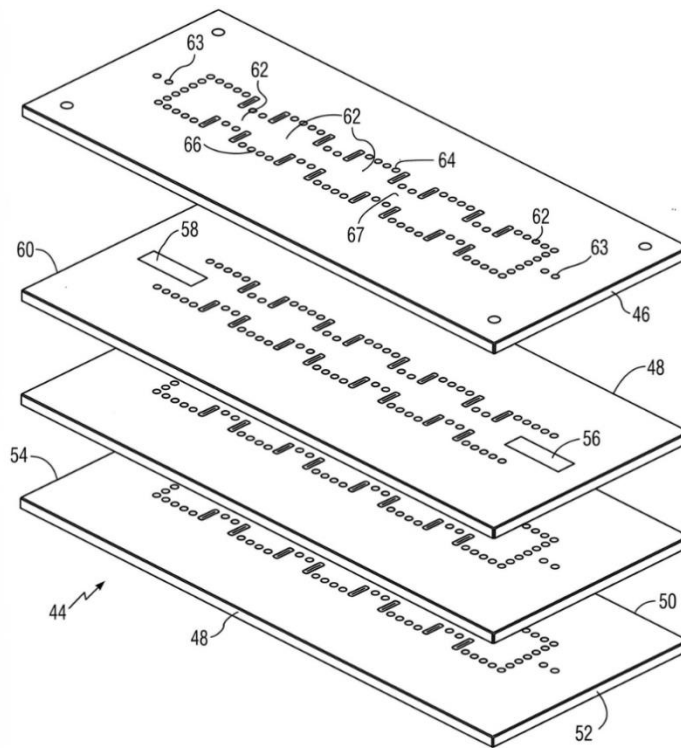


Figure II. 1: La structure multicouche.

En 1997, une première application de la technologie SIW apparaît pour les antennes millimétriques, suivie par d'autres études connexes, puis l'utilisation des composants SIW en LTCC. 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 de poly-Grames de l'école polytechnique de Montréal. L'excitation par ligne micro-ruban comme transition vers une topologie SIW a fait l'objet d'un rapport en 2001 [22].

cette excitation est devenue, la référence des excitations de circuits SIW. La plupart des fonctions électroniques micro-ondes ont été reprises avec une technologie SIW. Par exemple, les différentes transitions planaires, les filtres, les coupleurs, les duplexeurs, les hexapôles, les circulateurs et les antennes. Grâce à sa facilité d'intégration, plusieurs fonctions actives ont été mise en œuvre avec les technologies SIW, comme les oscillateurs, les mélangeurs et les amplificateurs.

II.2. La Matrice de Répartition :

Les jonctions multiports sont des dispositifs micro-ondes à plusieurs accès, dans lesquels convergent différents types de supports de transmission, tels que les guides d'ondes rectangulaires. Ainsi, tout réseau micro-onde linéaire peut être décrit à l'aide d'une matrice caractéristique, appelée matrice de diffusion ou matrice S.

Cette matrice est obtenue en exprimant les grandeurs tension et courant à chaque port de la jonction sous forme d'ondes incidentes et réfléchies. À chaque accès i , défini par un plan de référence Γ , correspond alors une onde incidente a_i se propageant vers la jonction, ainsi qu'une onde réfléchie b_i se propageant en sens inverse figure II.2.

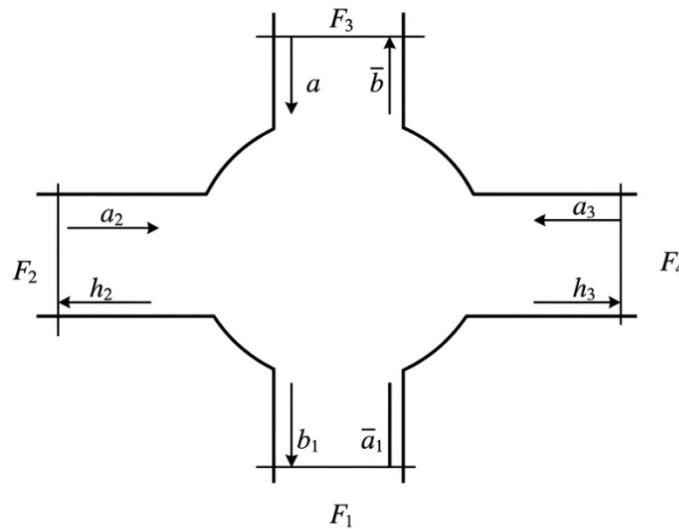


Figure II. 2: Jonction multiports.

La popularité de la matrice de répartition pour la caractérisation des réseaux linéaires provient du fait que les termes de cette matrice sont plus facilement mesurables aux hyperfréquences.

II.2.1. Signification des paramètres S :

Pour un dispositif microondes linéaire à n accès, sa matrice $[S]$ traduit n équations reliant les ondes a_i et b_i des différents accès. Été mise en œuvre avec les technologies SIW, comme les oscillateurs, les mélangeurs et les amplificateurs.

II.3 Principales technologies micro-ondes :

II 3.1 Technologie planaire :

Les technologies planaires sont complémentaires des technologies volumiques. Là où ces dernières peignent à cause de leur encombrement et poids trop important, ou à cause de leur mauvaise connectivité, les technologies planaires répondent favorablement à ces critères. Elles sont par ailleurs adaptées aux productions de masse, et donc à la réduction des coûts. Ces qualités ont un prix qui se paye par des coefficients de qualité bien plus faible (de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines), et des puissances admissibles limitées au Watt. Le principe est basé sur l'utilisation d'un substrat diélectrique sous forme de plaques, métallisé sur l'une ou les deux faces. Plusieurs conceptions sont alors possibles, comme par exemple le microruban, le coplanaires ou les triplaques [23].

II.3.2 Technologie coplanaire :

La technologie coplanaire (ou Coplanar Waveguide, CPW) est une technologie de transmission planaire utilisée en hyperfréquences, dans laquelle le conducteur central et les plans de masse sont situés sur le même plan de la couche supérieure du substrat.

Contrairement aux structures micro-ruban classiques, où le plan de masse est situé sur la face inférieure, la CPW permet une meilleure intégration des composants passifs et actifs, ainsi qu'un accès facilité pour le montage et la caractérisation.

Dans cette configuration, le champ électromagnétique est principalement confiné entre la piste centrale et les deux plans de masse adjacents, ce qui permet de contrôler l'impédance caractéristique et de réduire les pertes à haute fréquence. Grâce à sa géométrie simple et sa compatibilité avec les circuits monolithiques (MMIC), la technologie coplanaire est largement utilisée dans la conception de filtres, antennes et circuits RF/micro-ondes à haute intégration. [24].

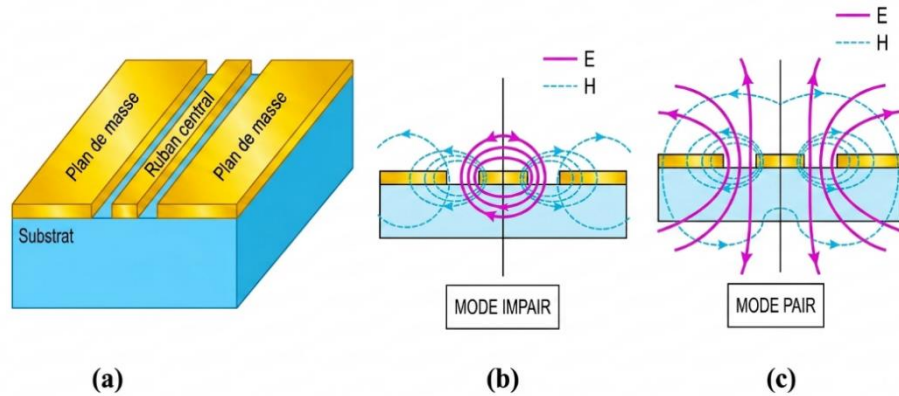


Figure II. 3: Vue d'une ligne coplanaire (a). Et de ces lignes de champs (électriques et magnétiques) pour, le mode impair quasi-TEM (b). Mode pair quasi-TE (c).

Avantages :

- Fabrication simple avec une seule couche métallisée.
- Bonne intégration des composants actifs et passifs.
- Compatible avec les circuits MMIC.
- Absence de vias → réduction de certaines pertes parasites.
- Grande flexibilité de conception (filtres, antennes, etc.).

Inconvénients :

- Pertes par rayonnement plus importantes.
- Sensibilité aux désadaptations d'impédance.
- Présence possible de modes parasites.
- Pertes conductrices et diélectriques non négligeables.
- Encombrement parfois plus important du circuit.

II.3.3 Technologie volumique:

La technologie volumique fait partie des premières approches utilisées pour la réalisation de filtres hyperfréquences. Elle repose sur la formation d'ondes stationnaires à l'intérieur d'une cavité métallique fermée, qui agit comme un résonateur permettant le confinement du champ électromagnétique et la sélection des fréquences de résonance figure II.4[25].



Figure II. 4:Topologie d'un guide d'ondes rectangulaire.

II.3.3.1 Les guides d'ondes :

Un guide d'ondes est une structure de transmission utilisée pour acheminer l'énergie électromagnétique entre une source et une charge, particulièrement dans les systèmes de télécommunications hyperfréquences, les radars et les applications de radiodiffusion. Il se présente généralement sous la forme d'un conducteur métallique creux de section rectangulaire ou cylindrique permettant la propagation des ondes électromagnétiques à des fréquences élevées avec de faibles pertes. La propagation dans un guide d'ondes peut s'effectuer selon différents modes, notamment les modes TE (Transverse Électrique) et TM (Transverse Magnétique). Dans le mode TE, le champ électrique est entièrement transversal à la direction de propagation, tandis que le champ magnétique possède une composante longitudinale. Les technologies de réalisation des guides d'ondes se divisent principalement en deux catégories : la technologie volumique, basée sur des structures métalliques tridimensionnelles, et la technologie planaire, qui favorise l'intégration compacte dans les circuits microondes modernes.

II.3.3.2 Les types des guides d'ondes :

On distingue deux types de guides d'ondes figure II.5:



Figure II. 5: Exemple des guides d'onde. (a) guide d'onde rectangulaire, (b) guide d'onde circulaire.

II.3.3.3 Guide d'ondes rectangulaire :

Un guide d'onde rectangulaire est un tube métallique conducteur parfait ayant une section rectangulaire qui permet de guider les ondes électromagnétiques. Un guide d'onde rectangulaire est défini horizontalement (selon X) par la largeur a et verticalement (selon Y) par l'épaisseur b tel que ($a > b$). Le matériau qui remplit l'intérieur du guide d'onde rectangulaire est un diélectrique caractérisé une permittivité ϵ et une perméabilité μ . L'axe (Z) définit toujours la direction de la propagation figure II.6.

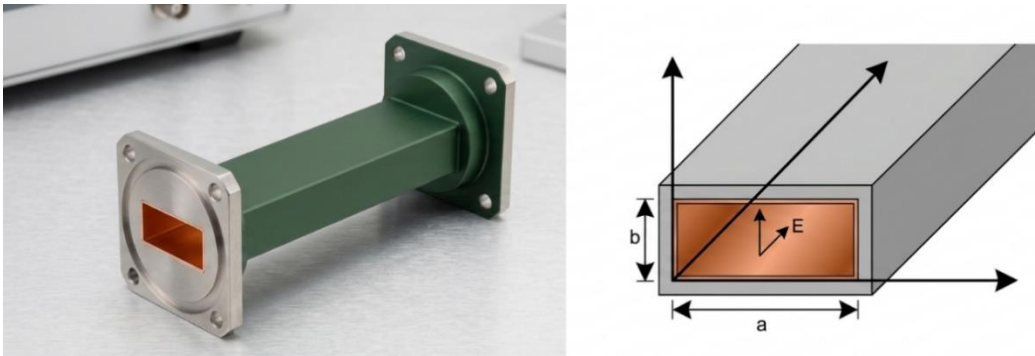


Figure II. 6: Guide d'ondes rectangulaire.

II.3.3.4 Les guides d'ondes circulaires :

Un guide d'onde circulaire est un tube métallique cylindrique de section circulaire de rayon a comme le montre la figure. Les guides d'ondes circulaires sont utilisés pour guider deux signaux polarisés orthogonalement dans le même guide figure II.7.

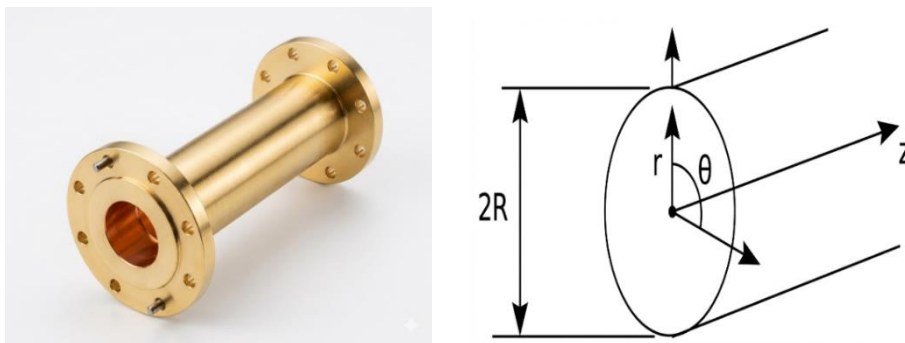


Figure II. 7: Guide d'onde circulaire.

Avantages :

- Bonne tenue en puissance grâce à la structure 3D fermée.
- Faibles pertes par rayonnement (structure confinée) .
- Excellent facteur de qualité (Q élevé) .
- Très adaptée aux applications hyperfréquences de haute performance .
- Bonne sélectivité des filtres et stabilité en fréquence .

Inconvénients :

- Fabrication complexe et coûteuse .
- Encombrement important (structure en volume) .
- Difficulté d'intégration avec les circuits planaires (MMIC) .
- Assemblage et alignement délicats .
- Moins adaptée aux systèmes miniaturisés modernes.

II.3.4 Technologie triplaque :

La technologie triplaque (stripline) est une technologie de guidage planaire utilisée en hyperfréquences. Elle consiste à insérer une piste conductrice entre deux plans de masse parallèles, entièrement enfouie dans un substrat diélectrique. Cette structure permet une propagation quasi-TEM avec un confinement total du champ électromagnétique. Ce qui réduit fortement les rayonnements parasites et améliore l'isolation. Elle est particulièrement adaptée aux circuits micro-ondes nécessitant de faibles pertes et une bonne stabilité électrique, bien que sa réalisation soit plus complexe en raison de la nécessité d'un alignement précis des plans de masse figure II.8 [26].

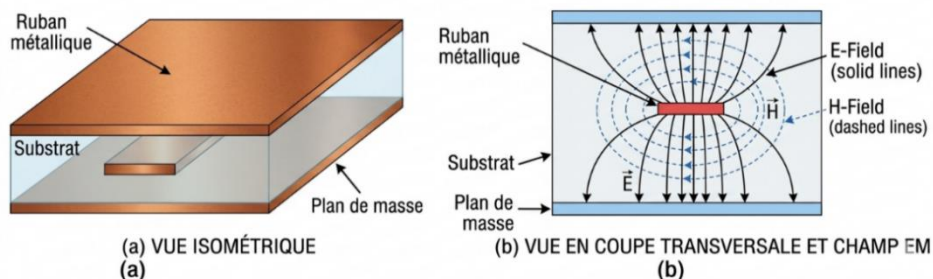


Figure II. 8:(a) Ligne tri-plaque, (b) Configuration des champs électrique et magnétique pour une ligne de transmission en technologie tri-plaque.

Avantages :

- La réalisation des circuits compacts en raison de la permittivité élevée sur l'ensemble de la structure.
- Les circuits triplaques sont bien isolés des parasites électromagnétiques grâce aux plans de masse situés sur les faces supérieure et inférieure du substrat, de plus, il n'y a pas de pertes par rayonnement.

Inconvénients :

- Les problèmes du triplaque sont d'avoir des coûts de réalisation plus élevés que les autres techniques planaires, et l'ajout de composants localisés est plus difficile à réaliser .

II.3.5 Definition de la technologie SIW :

La technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) est une technique moderne de conception en hyperfréquences qui permet d'intégrer des structures de type guide d'ondes dans un substrat diélectrique plan, généralement utilisé en circuits imprimés (PCB). Elle combine les avantages des guides d'ondes classiques (faibles pertes, fort facteur de qualité) avec ceux des technologies planaires (compacité et facilité d'intégration) figure II.9 [27] .

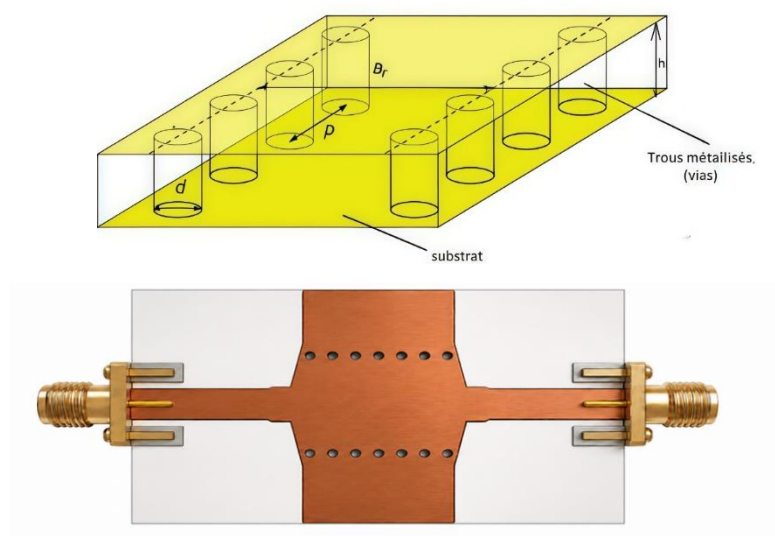


Figure II. 9:Topologie et dimensions d'un guide d'ondes intégré au substrat (SIW).

II.3.5.1 Les règles de conception de la structure SIW:

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 II.7 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 métalliques comme indiqué dans [28]. Pour ne pas avoir de chevauchement entre les vias métalliques la distance s doit être supérieure au diamètre du via 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 figure II.10 :

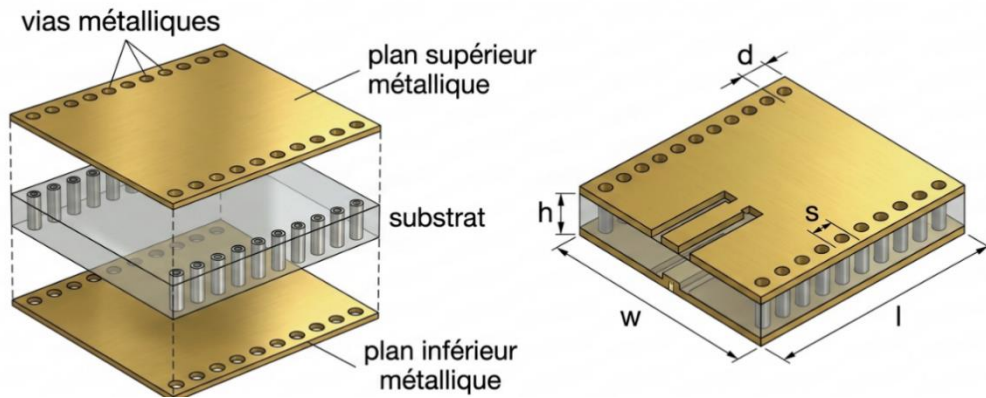


Figure II. 10: Structure de guide d'onde intégré au substrat.

$$s \leq 2d \quad (\text{II.1})$$

$$d < \frac{\lambda_g}{s} \quad (\text{II.2})$$

Où : λ_g est la longueur d'onde guidée donnée par [31] :

$$\lambda_g = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \varepsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (\text{II.3})$$

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.8. 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 :

$$f_{cmn} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{II.4})$$

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 la dimension a_d du guide d'ondes est calculé par l'équation (II.6) et avec la même fréquence de coupure du mode fondamental TE10 :

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (\text{II.5})$$

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (\text{II.6})$$

La largeur du guide d'onde SIW est donnée par :

$$a_s = a_d + \frac{d^2}{0.95s} \quad (\text{II.7})$$

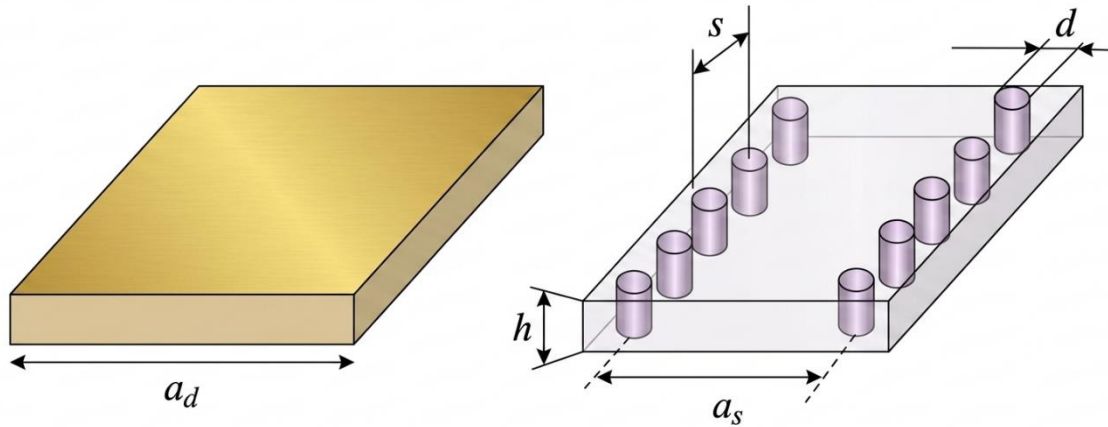


Figure II. 11:Guide d'onde rectangulaire remplis par un substrat avec configurations SIW.

II.3.5.2 Impédance caractéristique :

Comme le montre la figure II.12, cette transition nécessite le calcul des trois paramètres suivants :

- 1- $W1=w_{feed}$, la largeur initiale de la ligne micro-ruban .
- 2- $W2=w_{gap}$, la largeur finale de la ligne micro-ruban .
- 3- la longueur $L2=l_{feed}$ du taper.

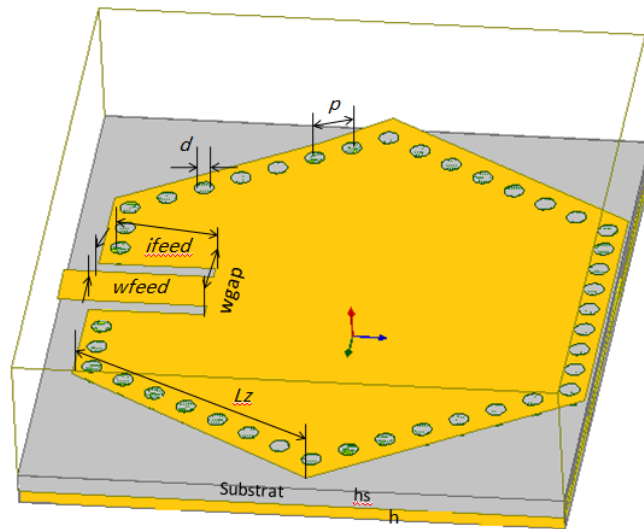


Figure II. 12:paramètre géométrique de la transition est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω .

$W1$ est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω . D'après, on calcule le rapport $W1/h$ par l'équation suivante:

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

$$A = \frac{z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad \text{Et } B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (\text{II.9})$$

Après le calcul de rapport $W1/h$ on peut déduire la valeur de $W1$ puisque on a la valeur de h .

D'après, on calcule la valeur de $W2$ en égalant les deux équations (II.10) et (II.11)

$$\frac{1}{w_e} = \begin{cases} \frac{60}{\eta h} \ln \left(8 \frac{h}{w_2} + 0.25 \frac{w_2}{h} \right) \\ \frac{120\pi}{\eta h \left[\frac{w_2}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w_2}{h} + 1.444 \right) \right]} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

$$-0.627 \frac{\varepsilon_r}{\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w_1}}}} \quad (\text{II.11})$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{4.38}{a_e} e$$

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 $L2$ on calcule la largeur médiane entre la ligne micro ruban et la fin de la transition d'après :

$$W_{milieu} = \frac{w_1 + w_2}{2} \quad (\text{II.12})$$

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 le constant diélectrique effectif correspond à cette largeur de la ligne micro-ruban par l'équation (II.13) :

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_{r+1}}{2} + \frac{\varepsilon_{r-1}}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W_{milieu}}}} \quad (\text{II.13})$$

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

$$\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_e}} \quad (\text{II.14})$$

Après le calcul de la longueur $L2$, 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 :

$$Z_{pi} = Z_{TE} \frac{\pi^2 h}{8a_s} \quad (\text{II.15})$$

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

$$\lambda_g = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \varepsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (\text{II.16})$$

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

$$Z_{TE} = j \frac{\omega}{\gamma} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \times \frac{\lambda_g}{\lambda} \quad (\text{II.17})$$

II.3.5.3 La géométrie d'une structure SIW :

La géométrie d'une structure SIW (Substrate Integrated Wave guide) est réalisée sur un substrat diélectrique métallisé sur ses deux faces. Elle est constituée de deux rangées parallèles de Vias métallisés reliant les plans métalliques supérieur et inférieur du substrat, afin de former les parois latérales équivalentes à celles d'un guide d'ondes rectangulaire classique.

Les paramètres géométriques principaux de cette structure sont la largeur du guide WSIW, le diamètre des Vias d , l'espacement entre deux Vias successifs p , ainsi que l'épaisseur du substrat h . Ces paramètres influencent directement les performances électromagnétiques de la structure, notamment la fréquence de coupure, les pertes et la propagation des modes figure II.13 [32].

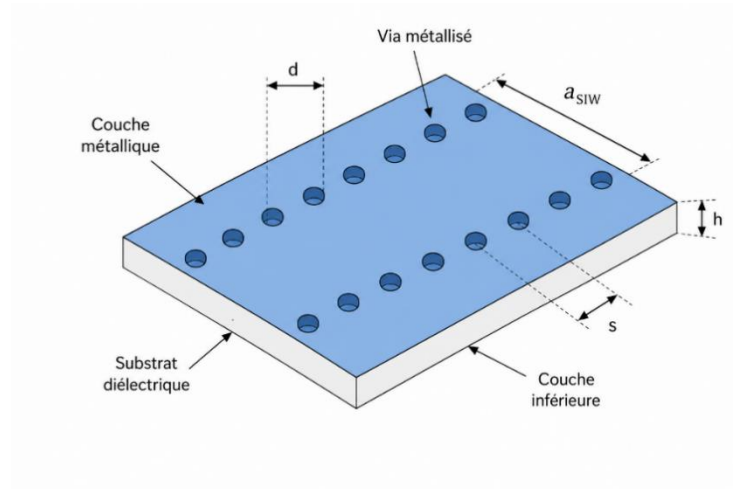


Figure II. 13:La géométrie d'une structure SIW.

Couche supérieure	Plan de masse métallique supérieur du circuit imprimé.
Couche inférieure	Plan de masse métallique inférieur du circuit imprimé.
Substrat diélectrique	Matériau isolant central caractérisé par sa permittivité relative (ϵ_r).
Via métallisé	Trou d'interconnexion vertical traversant le substrat pour relier les couches supérieure et inférieure.
a_{siw}	Distance entre les centres des deux rangées de vias métallisés. Elle détermine la fréquence de coupure du mode fondamental.
d	Diamètre des trous cylindriques métallisés.

s	Distance de centre à centre entre deux vias consécutifs d'une même rangée.
h	Hauteur du profil diélectrique séparant les deux plans conducteurs.

Tableau II. 2: description des paramètres géométriques d'un guide d'onde intégré au substrat (SIW).

II.4 l'adaptation d'un guide onde SIW:

L'adaptation d'un guide d'onde intégré au substrat (SIW) consiste à assurer une transmission efficace de l'énergie électromagnétique entre le guide SIW et les autres lignes de transmission micro-ondes, tout en minimisant les réflexions et les pertes d'insertion. Cette adaptation est généralement réalisée entre une ligne microruban (Microstrip) et une structure SIW à l'aide d'une transition progressive permettant d'assurer la continuité du champ électromagnétique. La technique la plus utilisée est la transition conique (tapered transition), qui permet une adaptation progressive d'impédance entre la ligne microruban quasi-TEM et le mode fondamental (TE₁₀) propagé dans le guide SIW. Cette méthode améliore le transfert de puissance et réduit le coefficient de réflexion dans la bande de fonctionnement. L'efficacité de l'adaptation dépend principalement des dimensions géométriques de la transition, de la largeur du guide SIW, des vias métallisés ainsi que des caractéristiques du substrat diélectrique utilisé. [33] Une bonne adaptation garantit de meilleures performances en termes de bande passante, de pertes d'insertion et de stabilité fréquentielle des dispositifs hyperfréquences.

II.4.1 la ligne micro-ruban:

La ligne micro-ruban, également appelée ligne microbande, représente l'une des technologies planaires les plus utilisées dans les circuits hyperfréquences grâce à sa structure simple, son faible coût de fabrication et sa facilité d'intégration dans les systèmes microondes. Elle est principalement employée dans les applications fonctionnant aux fréquences classiques inférieures à 20 GHz. Introduite dans les années 1950 par Grieg et Engelmann, cette ligne est constituée d'un substrat diélectrique d'épaisseur (d), métallisé sur sa face inférieure afin de former un plan de masse, tandis qu'un conducteur métallique de largeur (w) est déposé sur la face supérieure, comme illustré à la Figure II.14(a) [34].

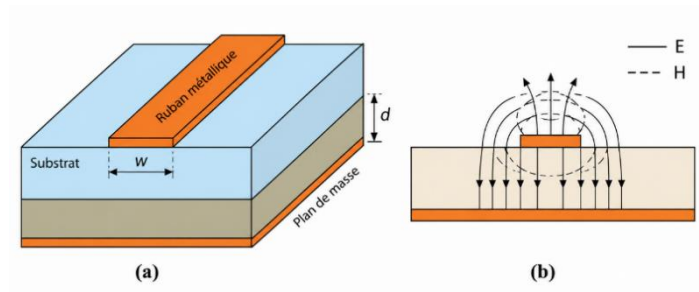


Figure II. 14:(a) : Ligne micro ruban et (b) : Distribution des champs électromagnétique.

II.4.1.1 Champ électromagnétique dans la ligne micro-ruban :

Dans une ligne micro ruban, les lignes de champ sont surtout concentrées dans le diélectrique entre le ruban métallisé et le plan de masse, bien qu'une faible portion se retrouve également dans l'air au-dessus du substrat.

Cela implique qu'une ligne micro ruban ne puisse supporter un mode TEM pur ; une onde TEM pure contient uniquement les composantes transversales et la vitesse de propagation dépend des propriétés matérielles (primitivité et perméabilité). La vitesse de phase des champs TEM dans le diélectrique $c/\sqrt{\epsilon_r}$ e diffère de celle dans l'air. Les ondes dans la ligne micro ruban présentent des composantes longitudinales pour les champs électrique et magnétique et la vitesse de propagation dépend des propriétés matérielles et des dimensions physiques de la ligne.

La distribution des champs électrique et magnétique est illustrée sur figure II.15:

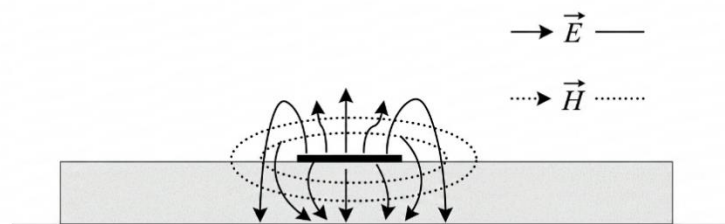


Figure II. 15:Distribution des champs électrique E et magnétique H.

Avantages :

- Le procédé technologique de réalisation des circuits est simple et bien maîtrisé. Cette technologie permet d'assurer une large gamme d'impédances caractéristiques réalisables en technologie circuit imprimé. Le report des éléments en série reste simple et les bibliothèques de modèles sont relativement fournies.

Inconvénients :

- L'implantation en parallèle est plus complexe compte tenu de la présence du plan de masse sur la face inférieure. L'influence des trous métallisés (pour réaliser les vias) sur les performances électriques du circuit n'est pas négligeable et leurs effets parasites doivent être pris en compte. De plus la plage d'impédances caractéristiques réalisables est restreinte une fois que les caractéristiques du substrat sont fixées.

II.4.2 La transition :

Le transfert d'un signal électromagnétique entre un circuit planaire en technologie microruban et un guide d'ondes nécessite généralement l'utilisation d'une structure de transition assurant la continuité de propagation entre les deux milieux. Cette transition a pour rôle principal d'assurer une adaptation d'impédance efficace entre le mode fondamental TE₁₀ du guide d'ondes et le mode quasi-TEM propagé dans la ligne microruban. Afin de garantir de bonnes performances, la transition doit présenter une structure simple, de faibles pertes d'insertion ainsi qu'un faible coefficient de réflexion. La conception de cette transition demeure relativement complexe en raison de la différence importante d'impédance entre le guide d'ondes et la ligne microruban, dont l'impédance caractéristique est généralement de 50 Ω dans les applications microondes [35].

Les dimensions géométriques de la transition sont alors soigneusement optimisées pour une bande de fréquences spécifique afin d'obtenir une adaptation optimale. Plusieurs techniques de transition entre circuits planaires et guides d'ondes rectangulaires ont été proposées dans la littérature. Parmi les méthodes les plus connues figure la transition par guide d'ondes corrugué, basée sur une discontinuité entre la ligne microruban et un guide corrugué évoluant progressivement vers un guide d'ondes rectangulaire métallique. D'autres approches utilisent une fente réalisée dans le plan de masse sous la ligne microruban, ou encore une sonde métallique et un patch placés à l'extrémité de la ligne microruban, comme illustré à la Figure II.16.

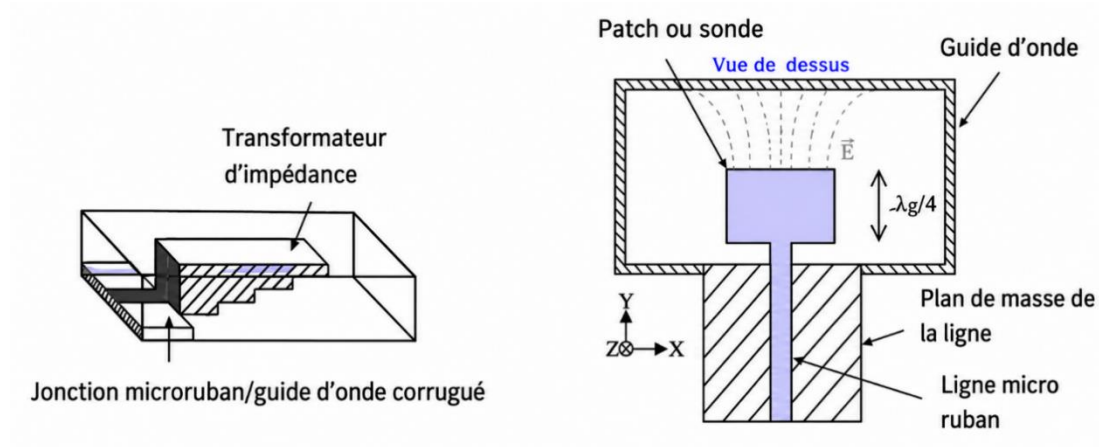


Figure II. 16:Exemples de transition ligne micro ruban-guide d'ondes.

D'autre part, avec l'intégration des composants SIW et des circuits planaires sur un même substrat, plusieurs transitions performantes ont été développées afin d'assurer l'adaptation entre les guides d'ondes et les technologies planaires. Parmi celles-ci, on peut citer la transition microruban à profil conique (taper) vers guide d'onde, qui présente l'avantage d'être simple à réaliser. L'association de ces deux technologies, à savoir le guide d'ondes intégré au substrat et la ligne microruban, nécessite de surmonter leurs différences physiques et électromagnétiques [36].

En effet, bien que les champs électromagnétiques présentent dans les deux cas une polarisation similaire, leur distribution spatiale diffère : les champs dans le guide d'onde occupent un volume plus important, tandis que ceux de la ligne microruban sont davantage confinés entre le plan de masse et le conducteur supérieur (voir figure II.17).

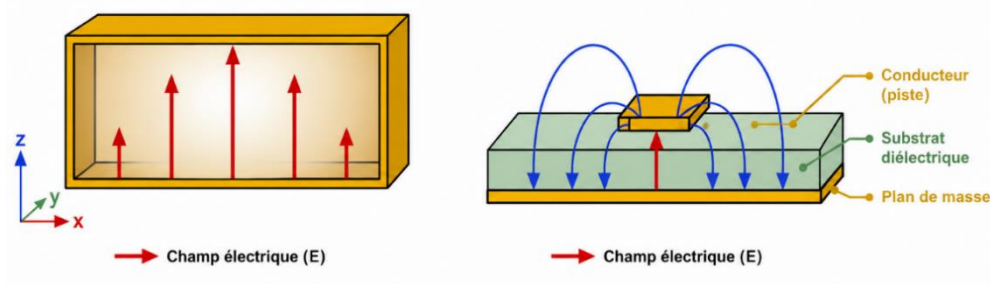


Figure II. 17:Lignes de champs dans un guide d'ondes rectangulaire et dans une ligne micro ruban.

Une des manières pour y remédier, consiste donc à forcer les lignes de champ du guide à se concentrer de façon continue. Une technique a été proposée comme solution à la transformation sans pertes du mode de propagation quasi-TEM dans la ligne micro ruban au mode fondamental transverse électrique TE_{10} du guide d'onde. Il s'agit de la transition coplanaire micro ruban-guide d'ondes (figure II.12), laquelle est très efficace et à large bande figure II.18.

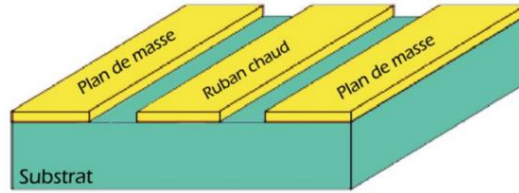


Figure II. 18:Guide d'ondes avec transition coplanaire.

Dans la gamme de fréquences millimétriques et pour un substrat avec une permittivité comprise entre 2 et 10, les longueurs L_T doivent être choisies comme un multiple d'un quart de longueur d'onde afin de minimiser les pertes par réflexion. Cette transition conique a été largement utilisée, vu que ses performances (faibles pertes et large bande) sont meilleures que d'autres transitions micro ruban-RSIW. Aussi, dans le but d'avoir une bonne transition entre la ligne micro ruban et le guide rectangulaire intégré dans un substrat, d'autres travaux proposent de calculer l'impédance du guide Z_G donnée par :

$$w_G = Z_{TE} \frac{\pi^2 h}{8W_{eq}} \quad (II.21)$$

Aussi il est nécessaire de calculer l'impédance d'onde Z_{TE} du mode TE :

$$Z_{TE} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\lambda E}{\lambda} \quad (II.22)$$

L'impédance du guide RSIW est calculée à partir des relations (II.22) et (II.23) et en utilisant la formule (II.21), on peut déduire la valeur initiale W_T du taper. Sur la base de l'impédance de guidage calculée, la transition conique de la ligne micro ruban du RSIW, est optimisée par la suite par simulation en utilisant HFSS.

Il n'y a eu aucune proposition d'équations analytiques afin d'accélérer le processus de conception de cette transition. Jusqu'à tout récemment, en 2010, ont proposé une étude permettant de

déterminer la largeur initiale W_T du taper reliant une ligne micro ruban à partir des équations analytiques suivantes :

$$\frac{1}{W_{eff}} = \begin{cases} \frac{60}{\eta h} \ln \left(\frac{8h}{w_T} + \frac{w_T}{4h} \right) & \text{si } \frac{w_T}{h} \leq 1 \\ \frac{z_0}{\eta h} \left(\frac{w_T}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w_T}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1} & \text{si } \frac{w_T}{h} > 1 \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

II.5. Quelques exemples de circuits:

Les Sic (Substrate Integrated Circuits) peuvent être construits en utilisant les structures synthétisées mentionnées ci-dessus intégrées avec les autres circuits planaires comme la ligne micro ruban ou autres sur le même substrat diélectrique. Divers Sic passifs et actifs sont rappelés dans cette partie.

II .5.1. Les circuits passifs SIW:

Concernant les circuits passifs, la plupart des composants hyperfréquences classiques ont été mis en œuvre dans les technologies SIW. Cette solution permet généralement d'obtenir des composants avec une taille réduite [37] par comparaison avec les fonctions de guide d'ondes classiques. On a par exemples, le filtre passe-bande [38], la cavité rectangulaire [39], le coupleur [40], et le duplexeur SIW figure II.19.

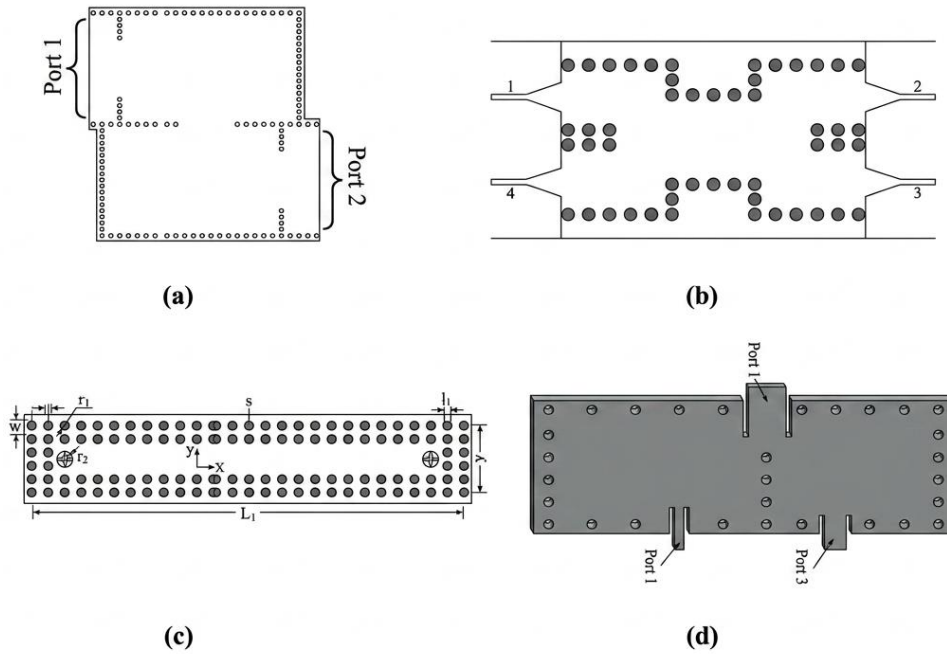


Figure II. 19:Exemples des circuits passifs SIW, a) Filtre passe-bande SIW, b) Coupleur SIW, c) Guide rectangulaire SIW, d) Duplexeur SIW.

II.5.2. Les circuits actifs SIW :

L'implémentation de composants actifs dans la technologie SIW a attiré moins d'attention comparée à celle des circuits passifs. Néanmoins, de nouvelles possibilités de conception vers une intégration complète S-o-S (System-on- Substrate) sont ouvertes. Essentiellement, la conception et l'optimisation des circuits actifs consistent à intégrer des dispositifs actifs dans des circuits SIW passifs et les relier en utilisant les avantages de la technologie tels que, par exemple, les faibles pertes, l'isolation élevée et une taille compacte pour obtenir de bonnes performances à faible coût. Généralement l'une des faces conductrices du SIW est utilisée pour reporter la fonction active, la connexion étant assurée par des lignes micro ruban. Les développements récents d'oscillateurs en 2012, de mélangeurs et d'amplificateurs sont notables. Quelques exemples sont reportés sur Figure (II.20) :

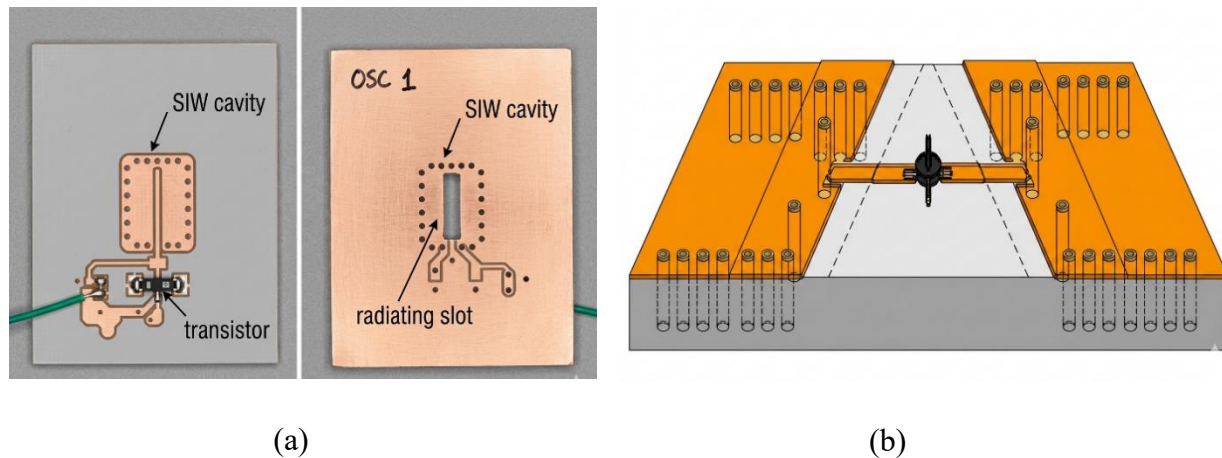


Figure II. 20:Exemples des circuits actifs SIW, a) oscillateur SIW, b) amplificateur SIW.

II.6 Types de structures SIW :

Différentes topologies ont été proposées pour améliorer la structure SIW en termes de taille et de bande passante (Figure I.8) ; La structure SIW pliée a été proposée dans (Figure II.21.a), et consiste à ajouter un troisième plan métallique entre les deux plans en haut et en bas et qui touche une seule rangée des trous conducteurs. Ceci permet une réduction significative de la taille accompagnée par une augmentation des pertes.

Le demi-mode (Half Mode SIW) a été introduit dans (Figure II.21.b). Ce dernier est basé sur une coupure verticale au milieu du guide d'ondes comme un plan magnétique virtuel, ce qui permet une réduction considérable de la taille [41].

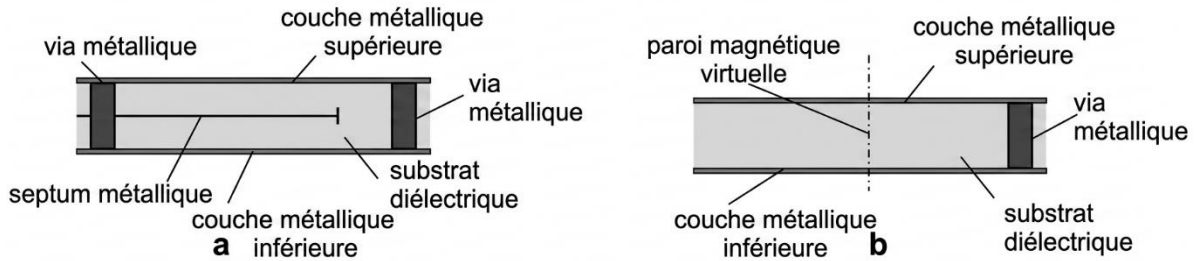


Figure II. 21: Différent topologie de SIW.

II.7. Les avantages de la technologie SIW :

La technologie SIW est une technologie hybride entre la technologie volumique et la technologie planaire qui réunit les avantages des deux technologies et vient régler les problèmes qui se posent dans chacune de ces technologies, pour une nouvelle technologie GIS Très prometteuse niveau qualité prix. Le tableau suivant résumera les caractéristiques des deux technologies (volumique et planaire) et nous permettra ainsi de déduire les avantages de la technologie SIW.

Téchnologie planaire	Téchnologie volumique
Faible coût de fabrication.	Faible pertes d'atténuation.
Peu encombrante (petite taille).	Facteur de qualité élevé.
Faible poids.	Coûteuse.
Performances électriques limitées.	Structure encombrante.
Faible facteur de qualité.	Bande passante étroite.
Meilleure bande passante.	Intégration impossible des circuits.
Facilité d'intégration.	

Tableau II. 3:Tableau comparatif des technologies planaire et volumique.

En combinant les avantages des deux technologies précédentes, on aura les avantages de la Technologie SIW comme suit :

- Faible coût de fabrication.
- Petite taille et faible poids.
- Facilité d'intégration des circuits à ondes millimétriques.
- Possibilité d'intégration avec les circuits passifs comme avec les circuits actifs.
- Aucune perte de rayonnement et faible pertes de transmissions.
- Facilité de mise en œuvre.
- Facteur de qualité élevé (le rapport entre la fréquence centrale et la bande passante).
- Excellente application large bande.
- Très bonne dispersion.
- Isolement de la plus part des modes parasites, voir élimination complète.

II.8. Les désavantages de la technologie SIW :

La difficulté de modélisation, et donc les temps de réglages importants sont des points faibles de ces structures de point de vue de la conception. Celle-ci est d'autant plus difficile que les structures SIW présentent une faible flexibilité. En effet, les possibilités de couplage et la flexibilité topologique sont peu importantes, ce qui rend le travail de conception difficile. La fragilité mécanique due à la multitude de trous métallisés restreint les domaines d'application possibles pour ces structures.

II.9 Application de la technologie SIW :

I.9.1 DGS dans les circuits SIW :

Dans les circuits « Substrate Integrated Waveguide (SIW) », la Defected Ground Structure (DGS) est une technique qui consiste à créer une perturbation géométrique dans le plan de masse du circuit afin de modifier les caractéristiques de propagation des ondes électromagnétiques. Le DGS agit en perturbant la distribution du courant dans le plan de masse, ce qui introduit une inductance et une capacité équivalentes. Cette structure permet d'améliorer les performances des circuits SIW, notamment :

- L'amélioration de la bande passante,

- La réduction des pertes,
- La suppression des harmoniques,
- L'amélioration de l'adaptation d'impédance,
- Et la miniaturisation du circuit.

La forme de la fente DGS peut être modifiée pour passer d'un simple trou à une forme plus complexe et les structures DGS peuvent être de forme unidimensionnelle ou bidimensionnelle figure Suivante figure II.22:

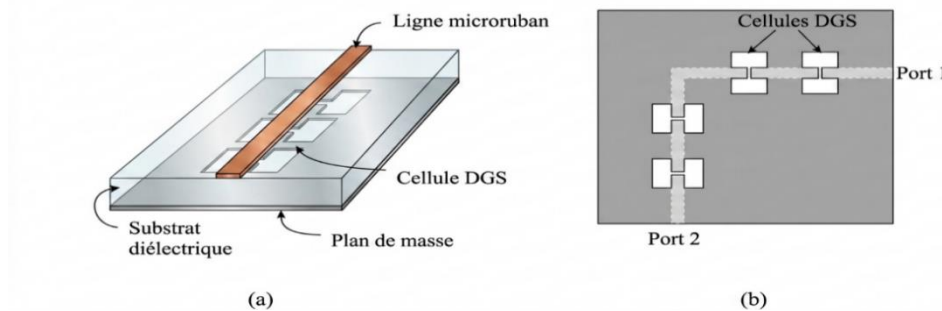


Figure II. 22:Structure de type DGS unidimensionnelle (a) et bidimensionnelle (b).

1.9.1.1 Différentes formes de DGS :

L'excitation et la propagation des ondes électromagnétiques à travers la couche du substrat sont contrôlées par la forme et les dimensions de la gravure, ce qui détermine la répartition du courant dans le plan de masse [42]. Les structures DGS sont divisées en deux catégories selon la classification mentionnée dans la figure II.23. La première proposition de cellule DGS était sous forme d'haltère carrée (Figure II.23). Ensuite, plusieurs formes d'haltères avec différentes têtes ont été proposées, notamment des têtes circulaires, carrées, en forme de flèche, et bien d'autres. Pour plus de détails, la figure II.5 récapitule les géométries DGS qui ont été rapportées jusqu'à présent et incluent des formes simples telles qu'un haltère (à savoir la tête : circulaire, rectangulaire [43]...), une spirale [44], en forme de H, une forme en U, une forme en V, en forme de croix, etc. Des structures DGS plus élaborées, comme les résonateurs en anneau fendu, ont été proposées, et finalement, les fractales ont également été explorées, comme nous le détaillerons ultérieurement.

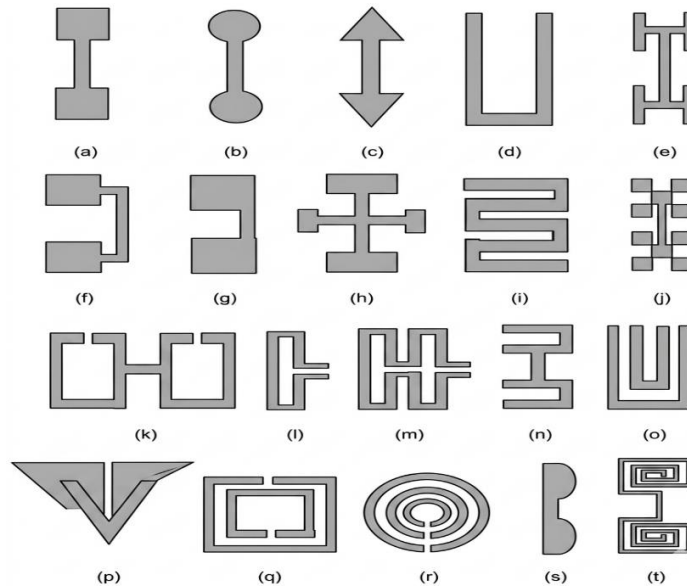


Figure II. 23: Différentes géométries de DGS.

1.9.1.2 Modélisation de circuit LC Parallèle :

La première cellule DGS proposée est constituée de deux rectangles gravés dans le plan de masse, reliés par une fente, comme illustré sur la figure II.24.

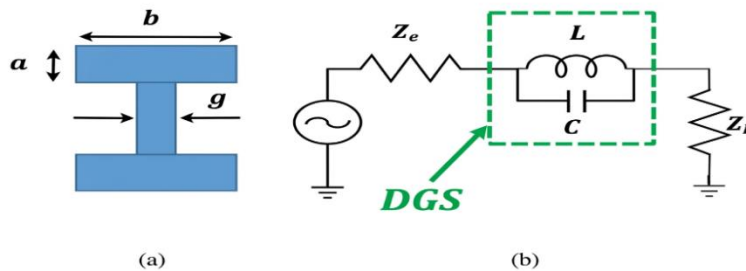


Figure II. 24: La cellule DGS de type Haltère (a) et son circuit équivalent L-C (b).

A- Avantages DGS :

- Les caractéristiques les plus importantes du DGS sont les suivantes :
- Amélioration des performances des filtres : permet de créer facilement des bandes interdites ou des filtres passe-bande/passe-bas.
- Réduction de la taille des circuits : aide à miniaturiser les dispositifs micro-ondes.
- Augmentation de la sélectivité : améliore la sélectivité fréquentielle des filtres.
- Réduction des harmoniques : suppression efficace des fréquences indésirables.

- Contrôle précis de la fréquence de résonance : ajustable via la géométrie de la cellule.
- Intégration facile : peut être intégrée dans les lignes microstrip ou structures SIW sans modification majeure du circuit.
- Coût faible : aucune couche supplémentaire ou technologie complexe nécessaire (simple gravure).

B- Inconvénients de DGS :

- Perte d'insertion possible : peut augmenter les pertes dans la ligne de transmission.
- Rayonnement parasite : la perturbation du plan de masse peut provoquer des rayonnements non désirés.
- Complexité de conception : nécessite une optimisation fine des dimensions.
- Sensibilité aux variations de fabrication : les performances peuvent changer avec les tolérances de fabrication.
- Limitation en puissance : peut-être moins adaptée aux applications haute puissance.
- Modélisation parfois complexe : le comportement équivalent LC n'est pas toujours parfaitement précis.

1.9.2 CSRR dans les circuits SIW :

Le Complementary Split Ring Resonator (CSRR) est une structure résonante artificielle appartenant à la famille des métamatériaux électromagnétiques. Il est obtenu en gravant dans une surface métallique conductrice, généralement le plan de masse ou la couche métallique d'un circuit microstrip ou SIW une géométrie composée d'anneaux concentriques fendus. Le CSRR constitue la structure complémentaire du : Split Ring Resonator (SRR), selon le principe de complémentarité de Babinet. Alors que le SRR est constitué d'anneaux métalliques déposés sur un substrat diélectrique, le CSRR est formé par des fentes gravées dans une surface métallique [45]. Le CSRR permet de contrôler la propagation des ondes électromagnétiques dans les circuits micro-ondes et millimétriques figure II.25. Il est largement utilisé pour :

- La miniaturisation des circuits,
- L'amélioration de la sélectivité des filtres,
- L'augmentation de la bande passante,
- La réduction des pertes,

- Et l'amélioration de l'adaptation d'impédance.
- Les structures CSRR sont principalement intégrées dans :
 - Les filtres micro-ondes,
 - Les antennes compactes,
 - Les circuits Substrate Integrated Waveguide (SIW),
 - Les capteurs RF,
 - Et les systèmes de communication 5G et radar.

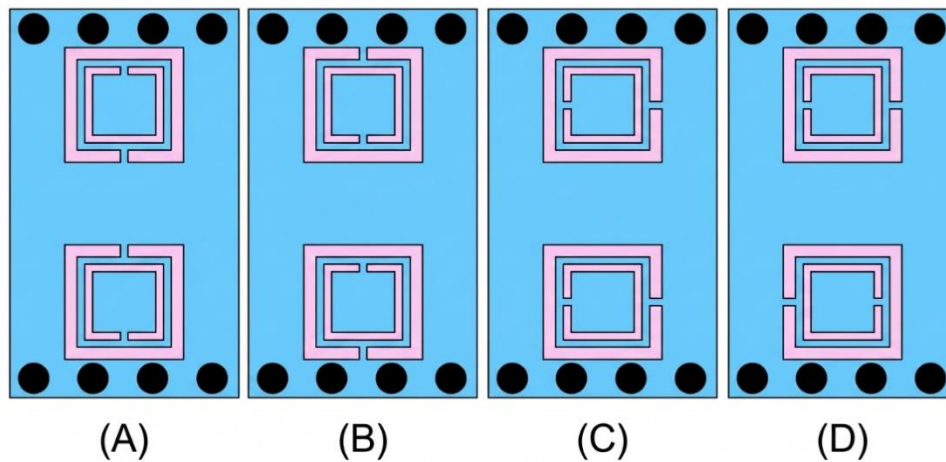


Figure II. 25: Configuration de la structure de guide d'ondes intégré au substrat (SIW) chargée par des résonateurs à anneaux fendus complémentaires (CSRR) avec différentes orientations : A, face à face ; B, dos à dos ; C, côte à côte orientés de la même manière ; et D, côte à côte orientés de manière inversée.

1.9.2.1 Modélisation de circuit LC Parallèle :

La structure Complementary Split Ring Resonator (CSRR) peut être modélisée de manière équivalente par un circuit résonant LC parallèle afin de simplifier l'analyse de son comportement électromagnétique. Cette modélisation repose sur l'analogie entre les phénomènes électromagnétiques de la structure et les éléments concentrés d'un circuit électrique figure II.26.

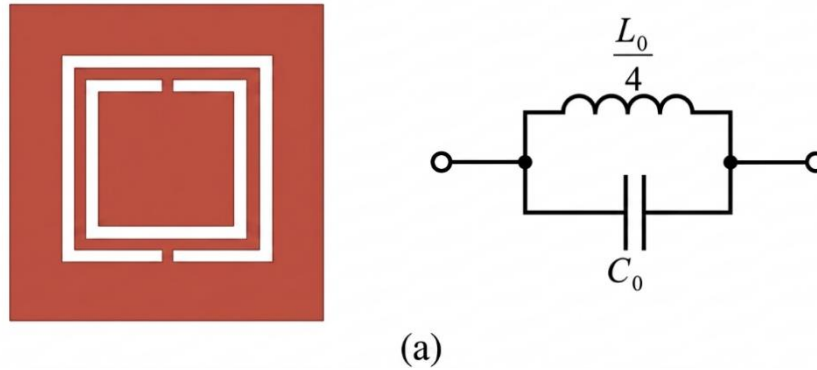


Figure II. 26:(a) Equivalent circuit model of the CSRR.

1.9.1.2 Différentes formes de CSRR :

Les résonateurs à anneaux fendus complémentaires (CSRR – Complementary Split Ring Résonateurs) [46] sont largement utilisés dans les structures hyperfréquences et particulièrement dans les filtres SIW, les antennes et les structures DGS. Ils existent sous plusieurs géométries afin d'améliorer la miniaturisation, la sélectivité, la bande interdite ou encore les zéros de transmission figure II.27.

Telle que :

- Circula SRR : résonateur à anneaux fendus de géométrie circulaire classique, largement utilisé dans les applications micro-ondes grâce à sa symétrie électromagnétique et sa stabilité fréquentielle.
- Square SRR : résonateur à anneaux fendus de forme carrée, offrant une intégration plus simple dans les circuits planaires et les structures SIW.
- Double Circular CSRR : résonateur complémentaire constitué de deux anneaux circulaires concentriques, permettant d'améliorer le couplage électromagnétique et la sélectivité fréquentielle.
- Double Square CSRR : résonateur complémentaire composé de deux anneaux carrés concentriques, utilisé pour la miniaturisation des filtres et l'optimisation des performances en transmission.

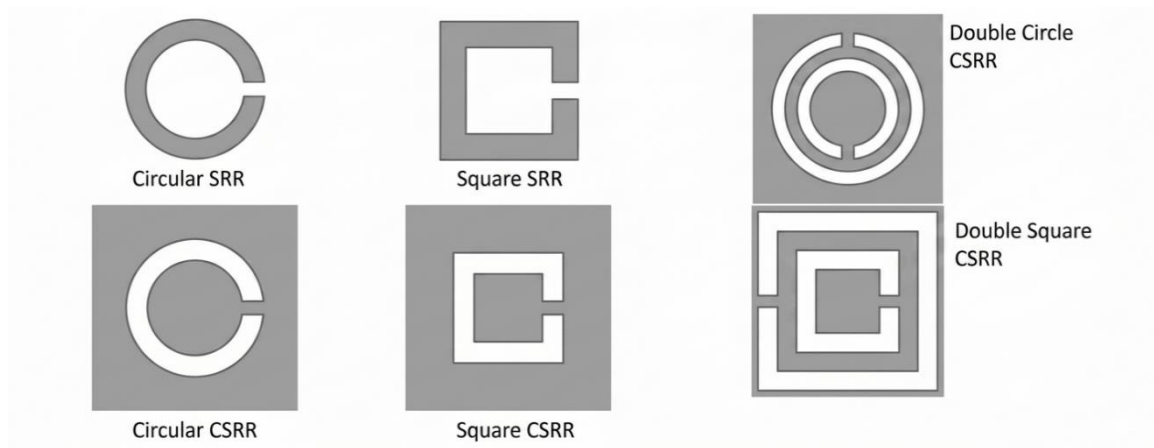


Figure II. 27: Split-Ring Resonator (SRR) and Complementary Split-Ring Resonator (CSRR) Geometries.

A-Avantages du CSRR :

Le CSRR offre plusieurs bénéfices importants dans la conception des circuits RF et micro-ondes :

- Miniaturisation des circuits : permet de réduire la taille des filtres et antennes en introduisant une forte résonance locale.
- Haute sélectivité fréquentielle : améliore la qualité des filtres en créant des bandes d'arrêt étroites et bien définies.
- Intégration facile : peut-être gravé directement dans les plans métalliques des circuits microstrip et SIW.
- Amélioration des performances RF : permet la suppression des harmoniques et des fréquences parasites.
- Flexibilité de conception : la fréquence de résonance peut être ajustée en modifiant les paramètres géométriques.

B- Inconvénients du CSRR :

Malgré ses performances, le CSRR présente certaines limitations [47] :

- Pertes ohmiques et diélectriques : surtout à haute fréquence, ce qui réduit le facteur de qualité (Q).
- Sensibilité aux tolérances de fabrication : de petites variations géométriques peuvent modifier fortement la fréquence de résonance.
- Couplage parasite : peut introduire des effets non désirés dans les circuits complexes.

- Bande passante limitée : souvent utilisé pour des applications étroites (narrowband).
- Complexité de modélisation précise : les modèles LC restent des approximations.

I.10 Étude comparative entre la structure DGS et le résonateur complémentaire CSRR :

Les structures DGS (Defected Ground Structure) et CSRR (Complementary Split Ring Resonator) sont largement utilisées dans les circuits hyperfréquences afin d'améliorer les performances des filtres, antennes et lignes de transmission. Bien qu'elles soient toutes deux basées sur la perturbation de la propagation électromagnétique, leurs principes de fonctionnement et leurs applications diffèrent.

Caractéristique	DGS	CSRR
Principe	Défaut dans le plan de masse	Résonateur dans le métal
Effet	Bande interdite	Résonance + zéros
Sélectivité	Moyenne	Élevée
Miniaturisation	Moyenne	Bonne
Applications	Antennes , filtres	Filtres, métamatériaux

Tableau II. 4: Comparaison entre les structures DGS et CSRR.

II.11 Conclusion :

En conclusion, nous avons présenté plusieurs topologies des filtres passe bande en technologie Guides Intégrés aux Substrats 'GIS'. Ce travail aborde l'analyse, et la conception des filtres en SIW avec plusieurs formes de cavités résonnantes et pour des différentes applications de télécommunications. En premier lieu nous avons présenté tout d'abord les deux familles de technologies volumiques et planaires, et par la suite nous avons présenté une synthèse détaillée de calcul basée sur les équations analytiques pour extraire les dimensions initiales des filtres SIW. Cette technologie est très prometteuse grâce à son faible coût de réalisation et la facilité d'intégration avec d'autres circuits intégrés.

CHAPITRE III : Conception des filtres SIW avec la technique DGS-CSRR

III.1 Introduction:

La conception des filtres micro-ondes modernes exige une approche intégrée combinant modélisation analytique, simulation électromagnétique et validation expérimentale. Dans ce contexte, la simulation constitue un outil incontournable permettant de prédire avec précision le comportement du dispositif, d'optimiser ses paramètres électriques et géométriques, et de réduire les itérations coûteuses liées à la fabrication. La démarche adoptée dans ce travail s'appuie sur une méthodologie en trois étapes. Dans un premier temps, la synthèse du filtre est réalisée à l'aide d'un modèle à éléments localisés basé sur la théorie des matrices de couplage, implémentée dans l'environnement de conception AWR. Dans un second temps, une modélisation électromagnétique tridimensionnelle est effectuée sous Ansys HFSS, reposant sur la méthode des éléments finis pour la résolution des équations de Maxwell, afin d'évaluer avec rigueur les performances du dispositif. Enfin, En raison des contraintes de temps liées au déroulement du projet, la phase de fabrication et de caractérisation expérimentale n'a pas pu être menée. Néanmoins, les résultats obtenus par simulation permettent de valider le comportement attendu de la structure et de démontrer la pertinence de l'approche proposée. Ce chapitre est consacré à l'étude et à la conception d'un filtre passe-bande opérant en bande C, basé sur la technologie Substrate Integrated Waveguide (SIW) associée à une structure de type Defected Ground Structure (DGS). L'intégration du DGS au sein de la structure SIW permet d'introduire des zéros de transmission et d'améliorer significativement la sélectivité du filtre, tout en assurant une réduction de taille et une meilleure intégrabilité. Cette approche hybride répond ainsi aux exigences croissantes des systèmes de télécommunications et des applications micro-ondes à haute performance.

III.1.1 Domaine d'utilisation de la bande C :

La bande C (environ 4 à 8 GHz) est largement utilisée dans les systèmes micro-ondes en raison de son bon compromis entre portée, atténuation atmosphérique et capacité de transmission. Ses principaux domaines d'application sont les suivants :

- Télécommunications par satellite : la bande C est très utilisée pour les liaisons satellites (uplink et downlink), notamment pour la diffusion télévisuelle et les communications longue distance. Elle est moins sensible aux conditions météorologiques (pluie) que les bandes de fréquences plus élevées.

- Radar : elle est employée dans les systèmes radar civils et militaires, en particulier pour la surveillance aérienne, maritime et météorologique, grâce à une bonne portée et une résolution adéquate.
- Réseaux sans fil : certaines applications de communication sans fil et de transmission de données utilisent cette bande pour assurer des liaisons fiables sur des distances moyennes à longues.
- Applications spatiales : la bande C est également utilisée pour la communication avec les satellites et les systèmes de télémétrie.
- Systèmes de navigation et de détection : elle intervient dans des systèmes nécessitant une bonne pénétration et une stabilité de signal.
- En résumé, la bande C est privilégiée pour des applications nécessitant une fiabilité élevée, une bonne couverture et une faible sensibilité aux perturbations atmosphériques, ce qui la rend particulièrement adaptée aux systèmes micro-ondes et satellitaires.

III.2 Modélisation d'un filtre Passe-bande à élément localisée :

La modélisation d'un filtre passe-bande à éléments localisés est une étape essentielle de la conception des circuits micro-ondes. Elle consiste à représenter le filtre à l'aide de composants concentrés (inductances et capacités) afin d'analyser et de définir ses performances fréquentielles.

Cette approche repose généralement sur la transformation d'un prototype passe-bas normalisé en filtre passe-bande, en utilisant des méthodes analytiques basées sur les réseaux et les matrices de couplage. Elle permet de déterminer les valeurs optimales des éléments du circuit afin d'assurer les performances souhaitées en termes de bande passante, sélectivité et adaptation, avant la phase de simulation électromagnétique et de réalisation.

III.2.1. Cahier de charge du filtre :

Le cahier de charge consiste à réaliser un filtre passe bande avec les spécifications présentées dans le tableau (III.1) :

Paramètres	Valeur
L'ordre de filtre	03
Fréquence centrale f_0	6.2 GHz
Bande passante à -3 dB	460MHz
Pertes d'insertion (IP)	< 0.1 dB
Ondulation maximale	0.0431
Adaptation	-20dB
FZT	7.35 GHz
Fonction de filtrage	Tchebychev

Tableau III. 1: Cahier de charge.

III.2.2. Elements de la Matrice de Couplage du filtre idéale :

Une fois que l'ordre du filtre est déterminé, connaissant l'ondulation maximale de 0.04321 dB fixée par le cahier de charge, nous obtenons les coefficients de prototype passe-bas du filtre de type Tchebychev [29] :

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4
1	0.8516	1.1032	0.8516	1

En utilisant les spécifications définies dans le cahier de charge, la matrice et les facteurs de qualités externes pour les résonateurs couplés sont calculés à partir de :

On calcule la fractionnel bandwidth (FBW) avec :

Données :

$$f_0 = 6.2 \text{ GHz}$$

$$FBW = \frac{B_p}{f_0} \quad (\text{III. 1})$$

$$FBW = \frac{B_p}{f_0} = \frac{0.46}{6.2} = 0.0742$$

On calcule le facteur de qualité externe pour un filtre passe-bande avec :

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \text{ et } Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \quad (\text{III. 2})$$

$$Q_{e1} = \frac{1 \times 0.8516}{0.0742} = 11.4771$$

Le coefficient $M_{i,i+1}$ représente la force du couplage électromagnétique entre deux cavités ou résonateurs, est donné par :

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{Pour } i=1 \text{ à } n-1 \quad (\text{III. 3})$$

Donc nous calculons les coefficients de couplage :

$$M_{12} = M_{21} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{0.0742}{\sqrt{0.8516 \times 1.1032}} = 0.0766 \quad (\text{III. 4})$$

$$M_{23} = M_{32} = \frac{FBW}{\sqrt{g_2 g_3}} = \frac{0.0742}{\sqrt{1.1032 \times 0.8516}} = 0.0766 \quad (\text{III. 5})$$

$$M_{13} = M_{31} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_3}} = \frac{0.0742}{\sqrt{0.8516 \times 0.8516}} = 0.0871 \quad (\text{III. 6})$$

$$M_{i,j} = (FBW / g_1 \times g_3) \quad \text{pour } i = 1, j = 3 \quad (\text{III. 7})$$

Synthèse de ce cahier charge donne un ordre de trois (3) de la matrice de couplage suivante :

$$M = \begin{bmatrix} 0 & M_{1,2} & M_{1,3} \\ M_{2,1} & 0 & M_{2,3} \\ M_{3,1} & M_{3,2} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0.0766 & 0.0871 \\ 0.0766 & 0 & 0.0766 \\ 0.0871 & 0.0766 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans notre cas, les facteurs de qualité du filtre d'ordre 3 sont donnés par :

$$\text{facteurs de qualité} \quad Q_{ext_e} = Q_{ext_s} = 11.48$$

Le filtre passe-bande et la matrice de couplage peuvent être représentés de manière plus synthétique par un graphe dans lequel chaque cercle indique un résonateur et chaque branche correspond à un couplage. Le couplage direct est le couplage entre deux résonateurs voisins (Figure III.1).

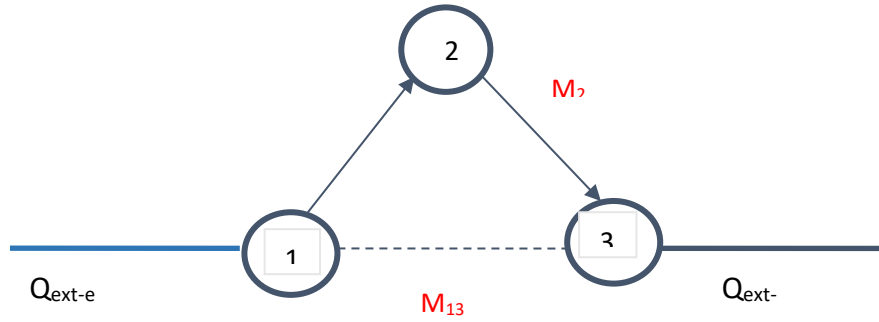


Figure III. 1:Graphe de couplage d'ordre 3 du filtre.

III.2.3. Circuit équivalent du filtre:

Les paramètres du circuit de la figure III.2 peuvent être liés à des filtres passe-bande de conception des paramètres par les équations suivantes:

Les éléments localisés L_0C_0 de résonateurs sont :

$$L_0 = \frac{Z}{\omega_0 Q_e} \times 10^{-9} (nH) \quad C_0 = \frac{Q_e}{\omega_0 Z} \times 10^{-12} (pF) \quad (III. 8)$$

Les impédances des résonateurs :

$$Z_{01} = Z(ohms) , Z_{12} = Z_{23} = \frac{Z}{M_{12}Q_e} , Z_{13} = \frac{Z}{M_{13}Q_e} \quad (III. 9)$$

Lorsque $Z = 50 \Omega$ est l'impédance au niveau des ports d'E/S. Les paramètres de conception correspondante pour ce filtre passe-bande sont calculés en utilisant les équations (III.8) et (III.9):

$$L_0 = 0.11183nH , C_0 = 5.8924pF$$

$$Z_{01} = 50\Omega \quad Z_{12} = Z_{23} = 56.9088 \quad Z_{13}=58.7130$$

Le prototype de filtre passe-bande s'opère à l'aide de l'impédance caractéristique des lignes de résonateurs quart d'onde positive, et circuit résonant L_0C_0 parallèle. Après le calcul des éléments des branches séries et parallèles, le circuit équivalent du filtre est illustré sur la figure III.2:

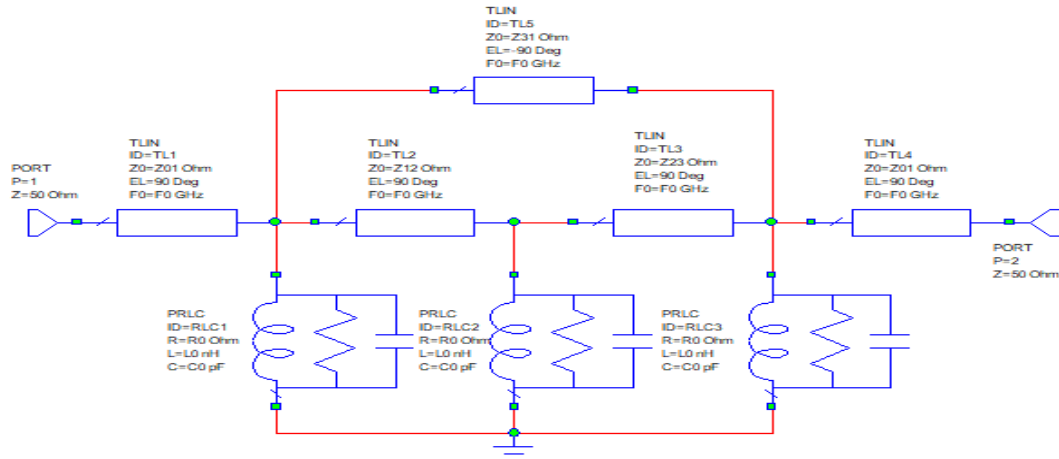


Figure III. 2: Circuit schématique du filtre passe-bande SIW.

Rappelons que la fréquence centrale de notre filtre passe bande est de 6.2 GHz, il est à bande large et sa bande passante est de 460 MHz, il présente des pertes de réflexion de -20 dB dans cette bande. Les réponses idéales en transmission et en réflexion du circuit en éléments équivalents localisés analysé avec Microwave office (Design Environnement AWR) sont représentées sur la figure III.3.

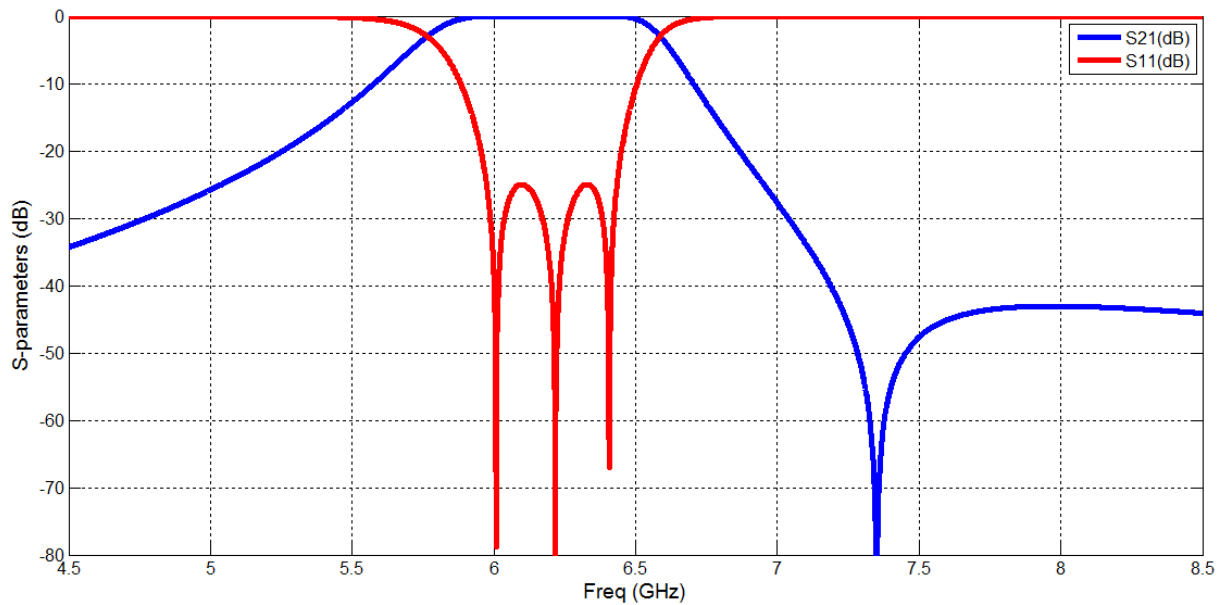


Figure III. 3: réponse idéal du filtre passe-bande Tchebychev d'ordre 3.

III.3 Configuration d'un filtre SIW en bande C :

Dans cette section, nous présentons la conception du filtre SIW qui fonctionne dans la bande de fréquence C [4-8] GHz.

Le filtre passe bande en technologie SIW est conçu sur un substrat à base de DiClad 880 ayant une permittivité relative de 2.2, une tangente de perte d'environ 0,0009, une épaisseur h de 0.017mm et une hauteur du conducteur $h_s = 0,508$ mm.

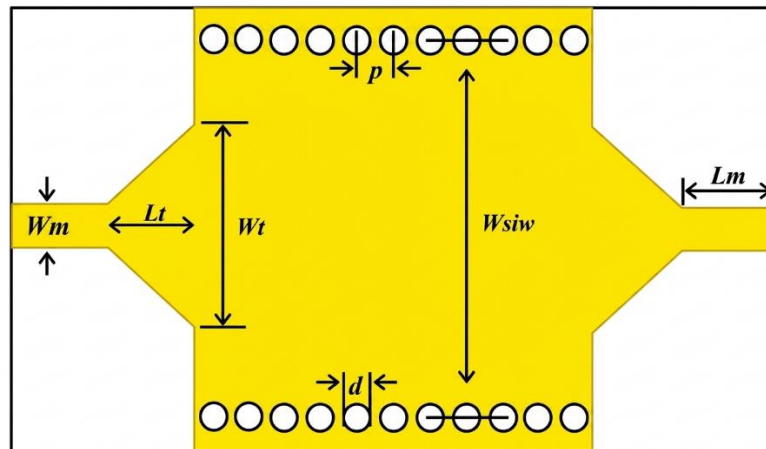


Figure III. 4:Le plan supérieur de la structure SIW.

Sur la Figure III.5, nous pouvons remarquer que le filtre SIW proposé présente une bande passante centrée autour de 6 GHz. Dans cette bande, le coefficient de transmission S_{21} est proche de 0 dB, ce qui traduit de faibles pertes d'insertion et une transmission efficace du signal. Le coefficient de réflexion S_{11} atteint une valeur minimale d'environ -8 dB à la fréquence de résonance, indiquant une adaptation acceptable de l'impédance. En dehors de la bande passante, une atténuation progressive du signal transmis est observée, assurant ainsi le rejet des fréquences indésirables. Ces résultats confirment les bonnes performances de la structure SIW proposée pour les applications micro-ondes en bande C.

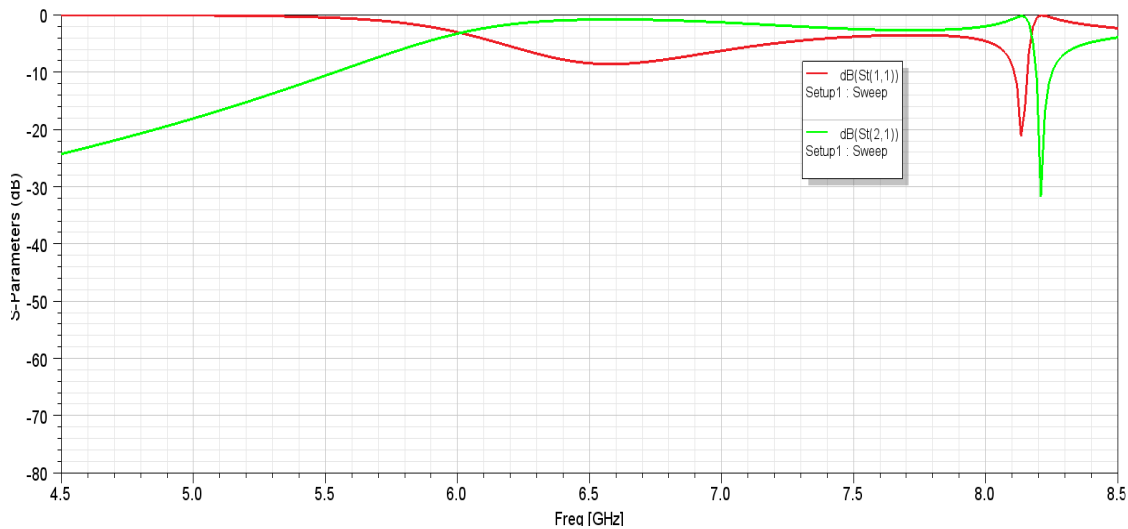


Figure III. 5:Réponse fréquentielle de filtre SIW en bande C .

III.4 Configuration d'un filtre SIW avec DGS en bande C :

Une cellule DGS (Defected Ground Structure) est une structure utilisée en microélectronique et en hyperfréquences consistant à introduire une perturbation (défaut) dans le plan de masse d'une ligne de transmission (souvent microstrip ou SIW). Concrètement, on réalise une forme gravée (slot, fente, motif géométrique) dans le plan de masse afin de modifier localement les propriétés électromagnétiques de la ligne. Depuis, une nouvelle cellule élémentaire DGS, proposée dans [32], est présentée dans la Figure III.6. Elle offre de meilleures performances que certaines cellules DGS simples et couramment utilisées, telles que les fentes à tête carrée, les fentes à tête circulaire, les fentes en forme de haltère (dumbbell) et les fentes en forme de flèche, sans ajouter de complexité supplémentaire à sa géométrie. Elle peut être intégrée plus facilement sur le plan supérieur des structures SIW plutôt que d'être gravée dans le plan de masse afin de produire une réponse de bande interdite (stopband). Ces avantages la distinguent des cellules traditionnelles. La cellule SIW-DGS proposée est représentée sur la figure III.6.(a).(b)

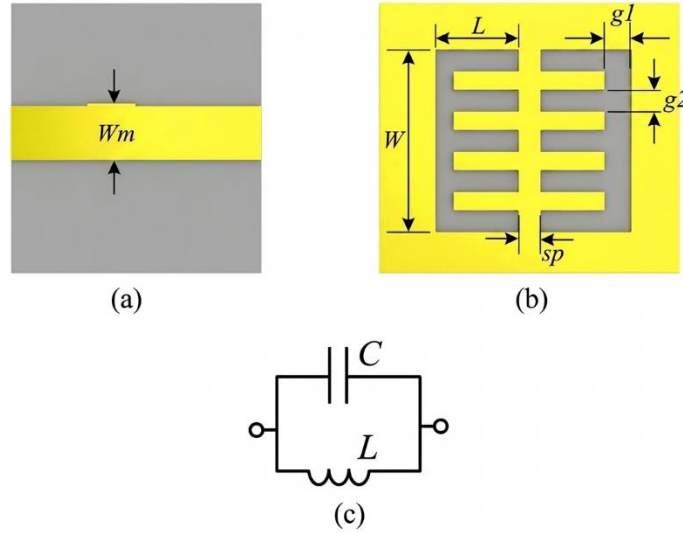


Figure III. 6: a) Ligne microstrip, b) Structure DGS (Defected Ground Structure / structure à défaut dans le plan de masse), c) Circuit équivalent de la cellule DGS.

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]. Pour obtenir les dimensions initiales permettant d'assurer la réjection de bande souhaitée, la cellule DGS a d'abord été gravée dans le plan de masse de la ligne de transmission microstrip afin de réaliser une exploration rapide des paramètres (fast parameter sweep). La ligne microstrip possède une largeur de 4 mm. Tous ces paramètres sont illustrés dans les Figures III.6 (a) et (b). La cellule DGS peut être représentée à l'aide d'un circuit résonant parallèle équivalent, comme montré sur la Figure III.6. Les paramètres du circuit équivalent peuvent être exprimés à l'aide des Équations III.10 et III.11 [33].

$$C_p = \frac{5f_c}{\pi(f_p^2 - f_c^2)} \text{ pF} \quad (\text{III. 10})$$

$$L_p = \frac{25}{C_p(\pi f p)^2} nH \quad (III. 11)$$

III.4.1 Conception d'un filtre passe-bande avec cellule DGS :

En utilisant les équations de la longueur approximative L_{eff} et la largeur W_{eff} pour une seule cavité carrée SIW sont calculés comme suit :

Fréquence centrale :

$$f_0 = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{L_{eff}}\right)^2} \quad (III. 12)$$

$$W_{eff} = \frac{c}{\sqrt{2}f_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (III. 13)$$

$$f_0 = 6.2GHz$$

$$L_{eff} = W_{eff} = 23.06mm$$

Longueur de coupure :

$$\lambda_c = \frac{c}{f_0\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \times 10^8}{6.2 \times 10^9 \sqrt{2.2}} \quad (III.14)$$

$$\lambda_c = 32.62mm$$

Diamètre de via :

$$\text{Donc } \frac{d}{\lambda_c} \approx 0.1 \Rightarrow d = 3.26 \text{ mm} \quad (III. 15)$$

Pas entre deux via :

$$\frac{d}{P} = 0.67 \Rightarrow P = \frac{d}{0.67} = 4.87 \text{ mm} \quad (III. 16)$$

La largeur diélectrique effective du guide d'ondes est liée à la largeur de la SIW par la relation :

$$W_{SIW} = W_{eff} + \frac{d^2}{0.95.p} \quad (III. 17)$$

Les dimensions en (mm) de la structure après optimisation du filtre sont présentées dans le tableau ci-dessous:

paramètres	Valeur (mm)	paramètres	Valeur (mm)
X1	40	sp	1.25
Y1	20	S	0,5
T	0.035	L	2.5
H	0.508	W	8,47
Wm	1.43	Lt	4.7
Wsiw	16,25	g1	0,5
d	1	g2	0.6
L50	4.8	Wt	7.587
LP	10.5	WP	19
P	1,9	m1	1.3675

Tableau III. 2:Dimensions du filtre passe-bande (BPF) SIW-DGS proposé.

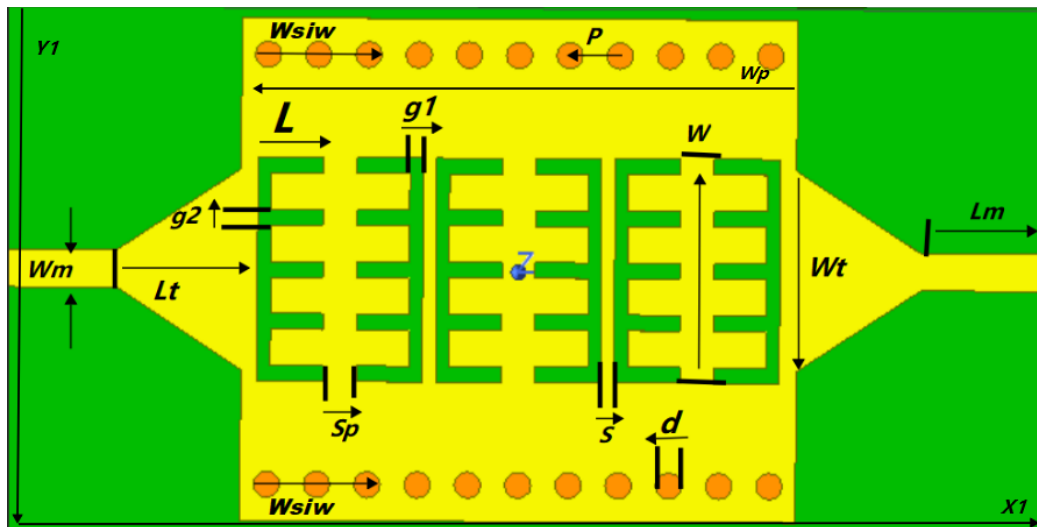


Figure III. 7:Configuration du filtre passe-bande (BPF) SIW-DGS de 3ème ordre.

La figure III.8 présente la réponse fréquentielle du filtre proposé. Celui-ci présente une bande passante comprise entre 6 GHz et 6.5 GHz, centrée autour de 6.2 GHz. Et une zéro de transmission

à -80dB. Le coefficient de réflexion S11 atteint une valeur minimale d'environ -60 dB à 6.1 GHz, indiquant une excellente adaptation d'impédance.

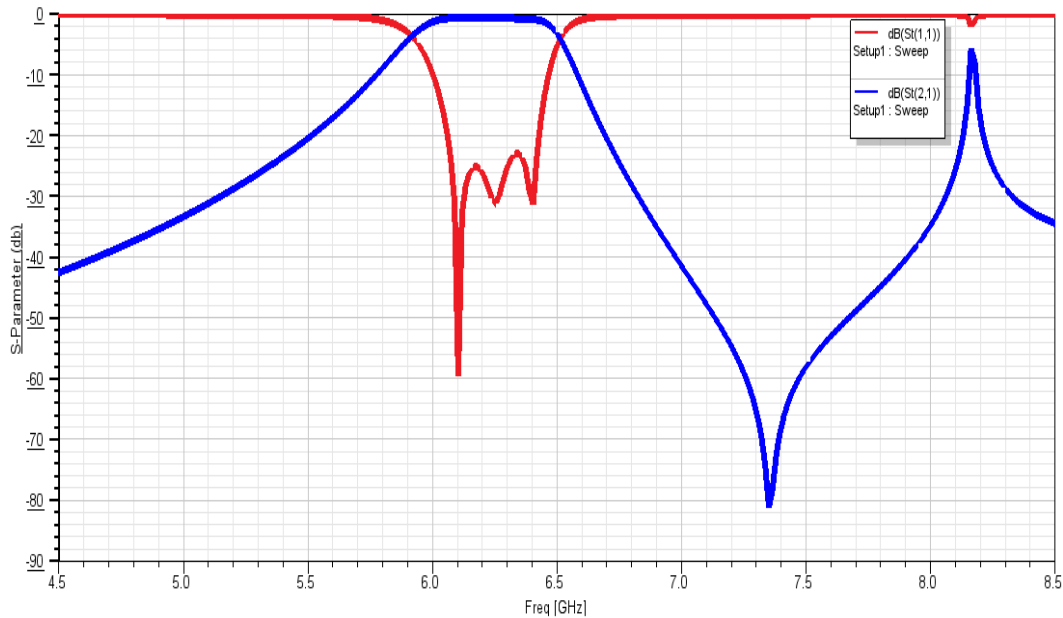


Figure III. 8: Simulation du SIW en bande C avec DGS.

III.4.2 Conception d'un SIW -DGS à demi-mode (HMSIW) en forme de peigne avec fentes en peigne:

La conception d'un HMSIW (Half-Mode Substrate Integrated Waveguide) en forme de peigne avec des fentes (Comb-shaped) est une approche avancée pour miniaturiser les composants micro-ondes tout en conservant de hautes performances. La figure illustre la structure de base d'un HMSIW avec son alimentation, conçue sur un substrat possédant une permittivité relative 2.2, une tangente 0.0009 de perte et une épaisseur 0.017 mm. De plus, des fentes en forme de peigne sont intégrées sur le plan supérieur du HMSIW. En utilisant les équations de conception standards du SIW [16] et du HMSIW [17] pour une fréquence de coupure $f_c = 4.7\text{GHz}$. En version demi -Mode (HMSIW), la matrice de couplage est l'outil mathématique essentiel. Elle représente les interactions physiques entre les résonateurs.

Voici les éléments clés pour établir la matrice de couplage d'un filtre idéal en Half-Mode.

On a :

$$f_0=4.718\text{GHz et }BP=1.6\text{ GHz.}$$

$$FBW = \frac{1590}{4718}=0.33417$$

On calcule le facteur de qualité externe pour un filtre passe-bande avec :

$$Q_e = \frac{1 \times 0.8516}{0.33417} = 2.5484$$

Nous calculons les coefficients de couplage half-mode :

$$M_{12}=0.3448, M_{23}=0.3448, M_{13}=0.3924$$

Synthèse de ce cahier charge donne un ordre de trois (3) de la matrice de couplage suivante :

$$M = \begin{bmatrix} 0 & M_{1,2} & M_{13} \\ M_{2,1} & 0 & M_{2,3} \\ M_{3,1} & M_{3,2} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0.3448 & 0.3924 \\ 0.3448 & 0 & 0.3448 \\ 0.3924 & 0.3448 & 0 \end{bmatrix}$$

La Figure III.9 présente la géométrie du filtre Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) conçu et simulé à l'aide du logiciel Ansys HFSS. La structure est réalisée sur un substrat diélectrique et comporte une cavité HMSIW compacte intégrée à une rangée de vias métalliques caractérisés par un diamètre d et un espacement sp , assurant le confinement des champs électromagnétiques et reproduisant les parois d'un guide d'onde conventionnel. Le filtre proposé est défini par plusieurs paramètres géométriques optimisés tels que W_{siw} , L_t , W_t , L_1 ainsi que les dimensions de l'alimentation, afin d'obtenir les performances fréquentielles souhaitées. Les simulations électromagnétiques complètes réalisées sous HFSS ont permis d'évaluer les paramètres de diffusion (S-parameters) et de valider le comportement du filtre en termes d'adaptation et de transmission.

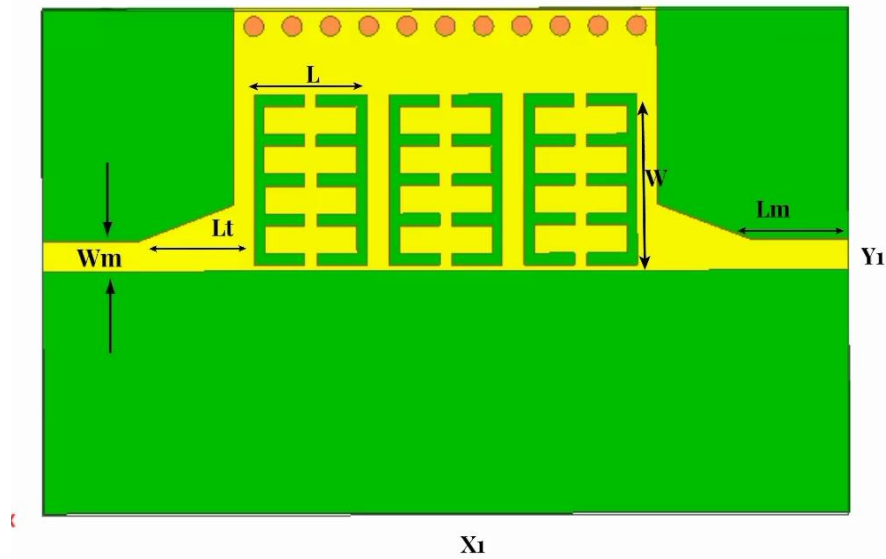


Figure III. 9:Guide d'ondes intégré au substrat à demi-mode (HMSIW) avec fente en peigne.

Le Tableau III.3 regroupe les dimensions géométriques du filtre HMSIW utilisées dans la conception et la simulation sous Ansys HFSS. Les paramètres présentés définissent les dimensions du substrat, des lignes d'alimentation, des vias métalliques ainsi que de la cavité résonante. Toutes les valeurs sont exprimées en millimètres et ont été optimisées afin d'obtenir de bonnes performances en termes d'adaptation et de transmission du filtre.

paramètres	Valeur (mm)	paramètres	Valeur (mm)
X_1	40	s_p	0.6
Y_1	25	S	0,5
T	0.035	L	2.5
H	0.508	W	8,47
W_m	2	L_t	4.7
W_{siw}	23,25	g_1	0,5
d	1	g_2	0.6
L_{50}	4.8	W_t	5.567
L_P	10.5	W_P	25
P	1,9	m_1	1.36
g_p	4	/	/

Tableau III. 3:Dimensions du filtre passe-bande (BPF) d'un SIW -DGS à demi-mode (HMSIW).

Sur la figure III.10, le filtre proposé présente une bande passante comprise entre 3.9 GHz et 5.5 GHz, centrée autour de 4.6 GHz. Le coefficient de réflexion S11 atteint un minimum d'environ -

50 dB à 4.3GHz, traduisant une excellente adaptation d'impédance. Et un zéro de transmission d'environ -60 à 6.7 GHz .

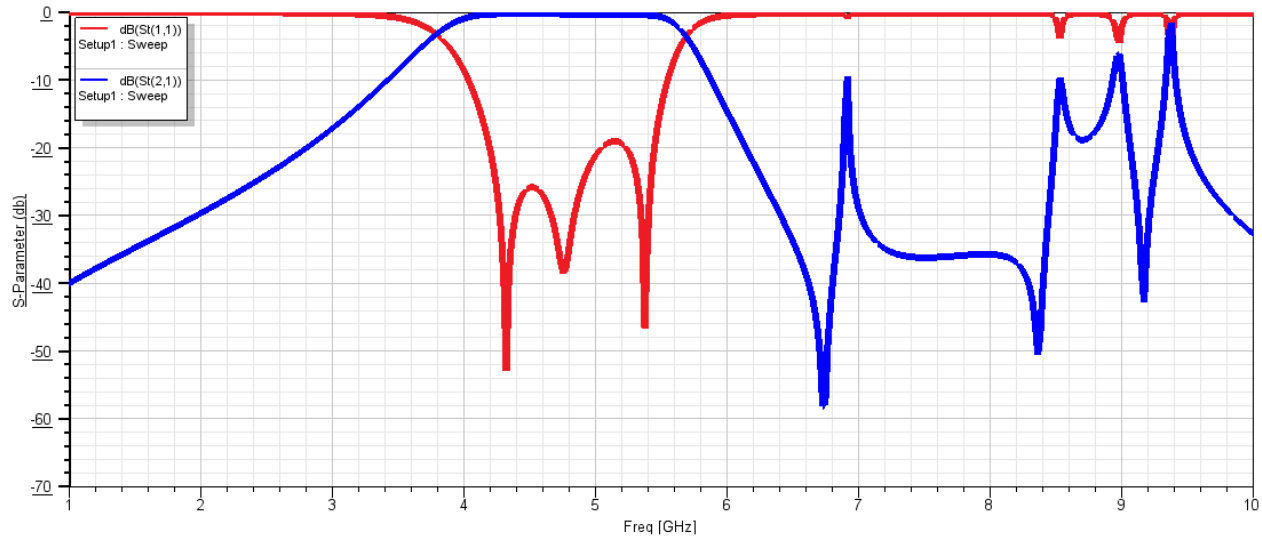


Figure III. 10: Simulation d'un SIW -DGS à demi-mode (HMSIW).

III.5 Un filtre passe-bande compact à double bande :

Un filtre passe-bande compact à double bande (en anglais : Compact Dual-Band Bandpass Filter) est un composant électronique radiofréquence (RF) conçu pour laisser passer deux plages de fréquences spécifiques tout en bloquant toutes les autres, le tout dans un format réduit.

1. Filtre Passe-bande (Bandpass Filter) :

Sa fonction principale est de permettre le passage des signaux dont les fréquences se situent entre deux limites déterminées (la bande passante), et d'atténuer les signaux ayant des fréquences inférieures ou supérieures à ces limites.

2. Double bande (Dual-band) :

Contrairement à un filtre classique qui n'ouvre qu'une seule "fenêtre" de fréquences, le filtre à double bande en ouvre deux. Dans notre cas : Bande 1 : Centrée à 5,57 GHz. Bande 2 : Centrée à 7,84 GHz. Cela permet à un seul appareil de fonctionner sur deux standards de communication différents (par exemple, deux canaux satellites distincts) sans avoir besoin de deux filtres séparés.

3. Compact (Miniaturisé) :

Le terme "compact" signifie que le design utilise des techniques avancées pour réduire la taille physique du composant. Dans notre cas, cela est rendu possible par :

La technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) : Elle intègre un guide d'ondes encombrant directement dans un circuit imprimé plat.

Les résonateurs CSRR et DGS : Ces motifs gravés (cercles fendus ou formes spécifiques) permettent de manipuler les ondes sur une surface très petite (17 mm x 10 mm), là où un filtre traditionnel serait beaucoup plus grand.

Le CSRR (Complementary Split Ring Resonator) est une structure résonante artificielle utilisée dans les circuits microondes et les dispositifs métamatériaux pour contrôler la propagation des ondes électromagnétiques. Il représente la version complémentaire du SRR (Split Ring Resonator), obtenue en gravant des anneaux fendus métalliques dans un plan conducteur, généralement le plan de masse d'une structure planaire ou SIW.

4.Cahier de charge du filtre :

Le cahier de charge consiste à réaliser un filtre passe bande compact à double bande avec les spécifications présentées dans le tableau (III.4) :

Paramètres	Valeur
L'ordre de filtre	02
Fréquence centrale F_0	5.57Ghz et 7.84 Ghz
Bande passante à -3 dB	420MHz et 1890MHz
Pertes d'insertion (IP)	< 1.8 Db et < 2 Db
Ondulation maximale	0.0431
Adaptation	-25dB
FZT	10.4GHz
Fonction de filtrage	Tchebychev (Filtre Passe-bande Dual-bande compact utilisant des résonateurs SIW, CSRR et DGS)

Tableau III. 4:cahier de charge.

III.5.1 Configuration d'un filtre SIW en bande C :

La Figure III.11 montre la structure du filtre SIW (Substrate Integrated Waveguide) réalisé sur un substrat Rogers RO4003C. Sa structure se compose de trois couches, dont une couche métallique supérieure, une couche de substrat et un plan de masse inférieur, où les parois latérales sont formées par deux rangées de poteaux métalliques (vias) pour confiner les ondes électromagnétiques. Le filtre SIW offre une structure compacte, de faibles pertes d'insertion et de bonnes performances pour les applications de communication en bande C.

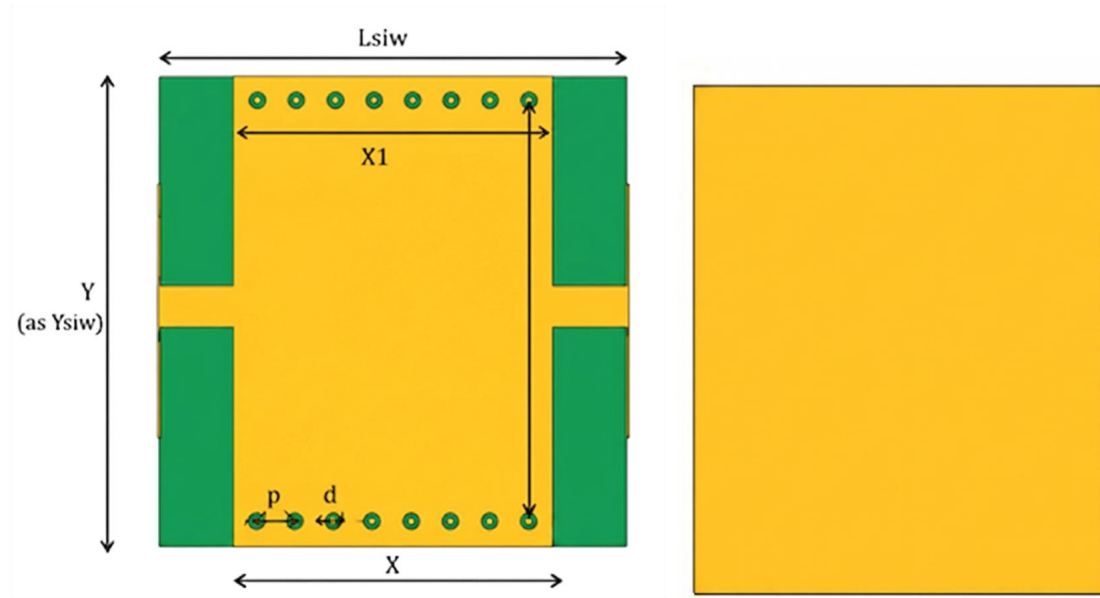


Figure III. 11:la structure SIW avec alimentation par ligne micro-ruban.

Le Tableau III.5 regroupe les principales dimensions géométriques du filtre SIW utilisées pour la conception et la simulation sous Ansys HFSS. Ces paramètres correspondent aux dimensions du guide SIW, des vias métalliques, des lignes d'alimentation et des éléments de couplage. Toutes les dimensions sont exprimées en millimètres et ont été choisies afin d'assurer un bon fonctionnement et de bonnes performances du filtre.

Paramètres	Valeur(mm)	paramètres	Valeur(mm)
Ysiw	17	d	0.5
Lsiw	14.08	S	1
h	0.017	p	1.2
hs	0.508	L0	3
X1	10	s1	0.2
Lf	0.8	l1	2.4
Wf	2.2	li	1.8
r1	0.2	L2	2.6
g	0.4	g1	1.5
W1	0.2	/	/

Tableau III. 5:Paramètres géométriques de la structure du filtre.

Sur la figure III.12, le filtre étudié présente une bande passante 1 comprise entre 5,4GHz et 6,1 GHz ,centrée autour de 5.7 GHz .et une bande passante 2 comprise entre 9,02 GHz et 10,1 GHz ,centrée autour de 9.5 GHz .Le coefficient de réflexion S11 présente à inférieurs à -30 dB à 5.7Ghz .

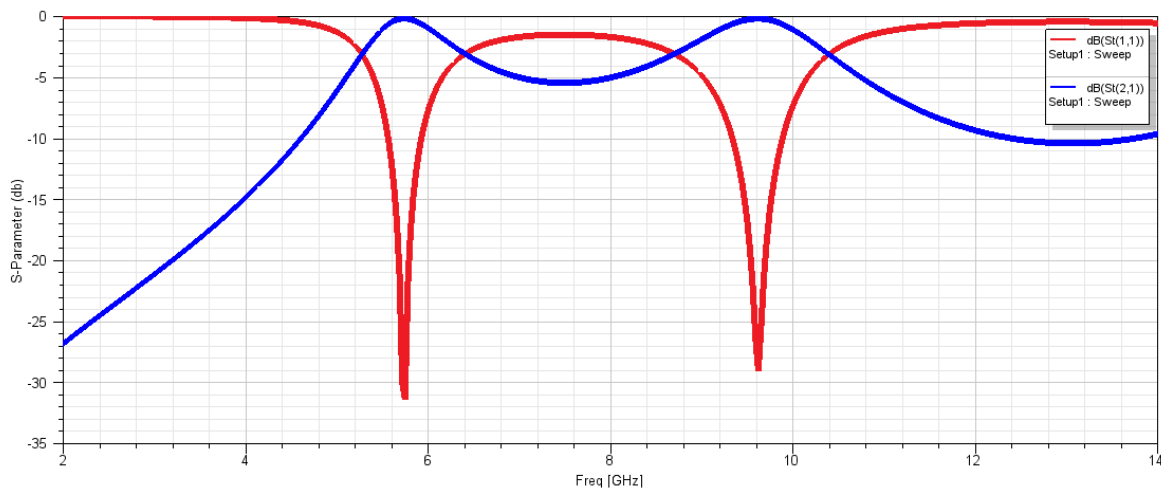


Figure III. 12:Réponse fréquentielle du SIW en bande C .

III.6 Conception et Modélisation Équivalente du Résonateur à Anneau Fendu Complémentaire (CSRR) :

La géométrie physique d'un CSRR est présentée à la Figure III.13(a). Lorsqu'il est incorporé dans une SIW, le CSRR crée une bande passante bien en dessous de la fréquence de résonance de la structure SIW [24]. Il se compose de deux anneaux résonants métalliques carrés avec une fente

(split) sur les côtés opposés. « l_o » est la longueur de l'anneau extérieur, « l_i » la longueur de l'anneau intérieur, « g » la largeur de la fente, « s » la largeur de l'anneau et « r » l'espacement entre les deux anneaux. Lorsqu'il fonctionne à la fréquence de résonance, le CSRR agit comme un dipôle électrique sous l'influence d'un champ électrique vertical. En conséquence, il peut être exploité comme un circuit inducteur et condensateur (LC) connecté en dérivation (shunt), comme illustré à la Figure III.13(b). L_r et C_r désignent respectivement l'inductance mutuelle et la capacité propre des deux anneaux. Elles sont calculées selon [10] :

$$L_r = (4l_o - g)L_{out} + (4l_i - g)L_{in} \quad (\text{III. 18})$$

$$C_r = (4l_o - g)C_{out} + (4l_i - g)C_{in} \quad (\text{III. 19})$$

où L_{out} et C_{out} sont l'inductance et la capacité caractéristiques unitaires de l'anneau extérieur, et L_{in} et C_{in} sont l'inductance et la capacité caractéristiques unitaires de l'anneau intérieur. La fréquence de résonance du CSRR est démontrée par :

$$f_{CSRR} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r C_r)}} \quad (\text{III. 20})$$

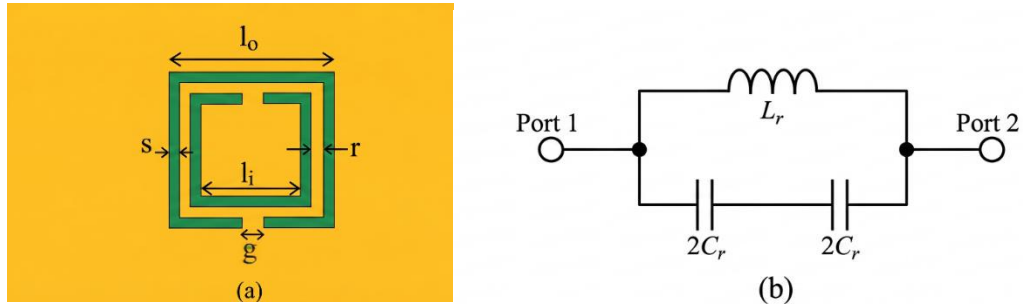


Figure III. 13:(a) CSRR - Structure physique. (b) CSRR - Structure équivalente.

En utilisant les équations (III.18) à (III.20), un CSRR carré avec une fréquence de résonance de 5,57 GHz est conçu, et il est gravé sur le plan inférieur de la structure SIW, comme illustré à la Figure III.14. Cette conception offre des bandes doubles dans lesquelles la seconde bande passante ne présente pas de réjection hors bande abrupte.

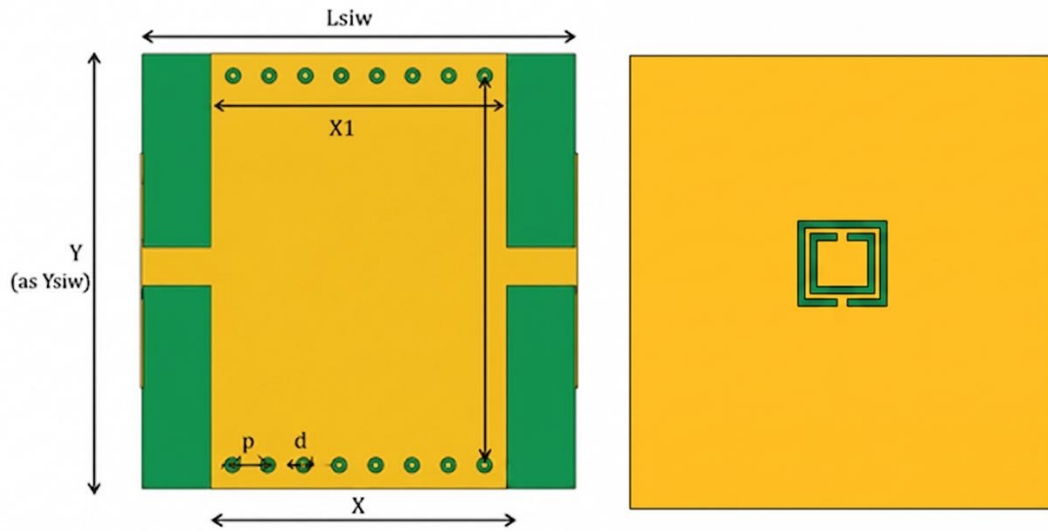


Figure III. 14: une structure SIW (substrat intégré au guide d'ondes) chargée par un CSRR (résonateur à anneau fendu complémentaire).

Sur la figure III.15, nous pouvons remarquer que le filtre étudié présente une bande passante 1 comprise entre 5,2GHz et 5,7 GHz ,centrée autour de 5.4 GHz .et une bande passante 2 comprise entre 7,3GHz et 9,4 GHz ,centrée autour de 8.2 GHz ..

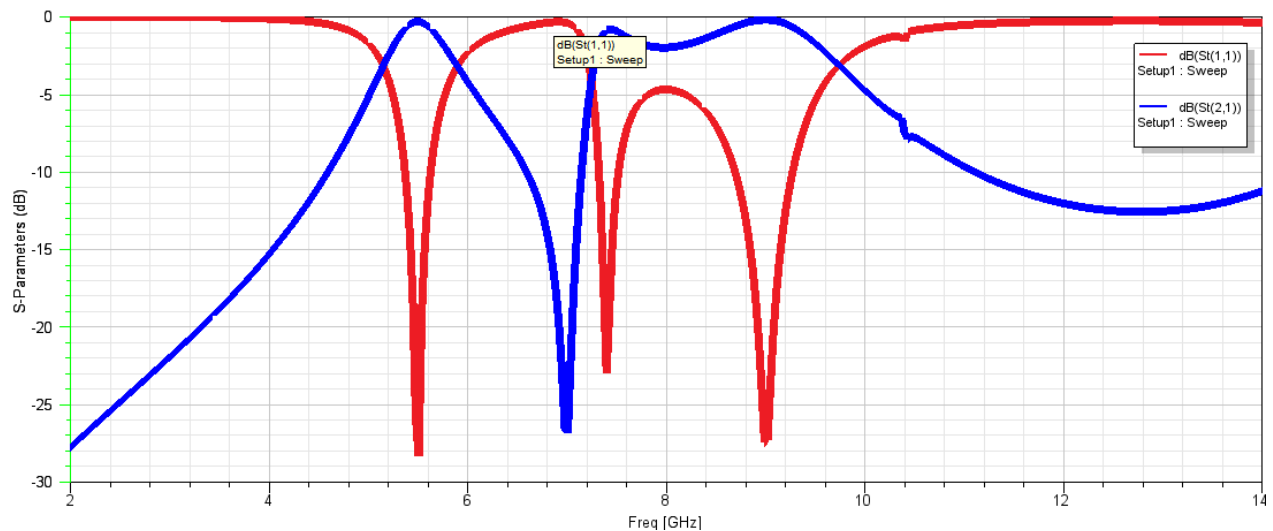


Figure III. 15: Réponse en paramètres S (S_{11} et S_{21}) du filtre SIW chargé par des CSRR.

III.7 Conception et modélisation par circuit équivalent d'une structure de plan de masse défectueux (DGS) en forme de tête de curseur pour le rejet hors bande:

Afin d'obtenir une bonne réjection hors bande au niveau de la seconde bande passante, une structure DGS (Defected Ground Structure) peut être gravée sur le plan inférieur. La DGS peut être soit une cellule élémentaire, soit plusieurs cellules disposées périodiquement. Diverses structures DGS, telles que les formes en haltère (dumbbell), en tête de curseur ou en H, sont utilisées en pratique. Toute fente géométrique gravée sur le plan de masse perturbe la distribution du courant, modifiant ainsi l'impédance caractéristique de la ligne de transmission [25].

Dans cette conception proposée, nous avons gravé des DGS périodiques en forme de tête de curseur fonctionnant à Dans notre cas 5,57 GHz à 7,84 GHz placées de chaque côté du résonateur à anneau fendu complémentaire (CSRR) carré à une distance « G », afin d'améliorer la sélectivité en fournissant une réjection abrupte en dehors de la bande. La structure du défaut en tête de curseur est illustrée à la Figure III. 16(a), et son circuit équivalent est présenté à la Figure III.16(b). « L_1 » est la longueur de la fente, « W_1 » la largeur de la fente et « L_2 » la longueur du curseur. Les éléments du circuit C_c et L_c peuvent être calculés comme dans [26]. résonance de la bande d'arrêt sont spécifiées respectivement par f_c et f_o .

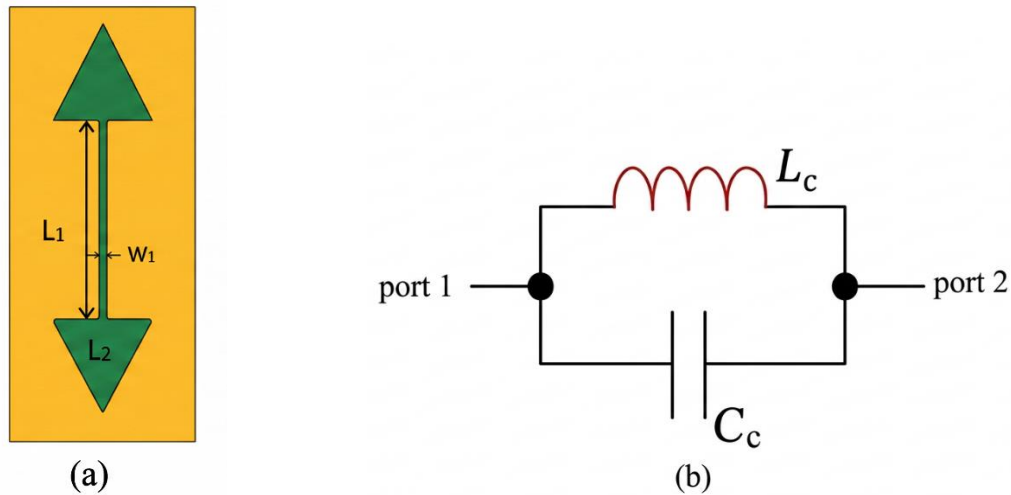


Figure III. 16:(a) Structure DGS en forme de curseur. (b) Son circuit équivalent.

III.8 Configuration d'un filtre SIW avec DGS et CSRR en bande X :

Le filtre proposé est basé sur la technologie Substrate Integrated Waveguide (SIW) et fonctionne en bande X (8–12 GHz). Il est réalisé sur un substrat diélectrique métallisé, avec deux rangées de vias formant les parois du guide et assurant la propagation du mode TE_{10} .

Les structures Defected Ground Structure (DGS) sont gravées dans le plan de masse afin d'améliorer les caractéristiques de filtrage, tandis que les résonateurs Complementary Split Ring Resonator (CSRR) renforcent la sélectivité et le rejet hors bande. Cette combinaison permet d'obtenir un filtre compact et performant pour les applications hyperfréquences.

III.8.1 Modélisation d'un filtre passe-bande SIW chargé par des structures CSRR et DGS :

Ce travail présente la conception et la modélisation d'un filtre passe-bande basé sur la technologie Substrate Integrated Waveguide (SIW), intégrant des structures Complementary Split Ring Resonator (CSRR) et Defected Ground Structure (DGS). La technologie SIW offre une solution compacte et performante pour les applications micro-ondes, grâce à ses faibles pertes et à sa facilité d'intégration dans les circuits planaires. L'ajout des structures CSRR améliore la sélectivité du filtre et contribue à sa miniaturisation, tandis que les structures DGS optimisent sa réponse fréquentielle en améliorant la bande rejetée et en réduisant les pertes d'insertion. La modélisation repose sur des simulations électromagnétiques visant à déterminer les dimensions optimales des différentes structures afin d'obtenir les performances souhaitées en termes de fréquence centrale, de largeur de bande et de facteur de qualité. Les résultats mettent en évidence l'efficacité de l'association des technologies SIW, CSRR et DGS pour la réalisation de filtres micro-ondes compacts et performants destinés aux systèmes de télécommunications modernes.

Paramètres	Y_{siw}	L_{siw}	h	h_s	X_1	L_f	W_f	d	S	w_1
Valeur(mm)	17	14.08	0.017	0.508	10	0.9	2.2	0.5	1	0.2
Paramètres	L_0	s_1	l_1	l_i	r_1	L_2	g	g_1	p	/
Valeur(mm)	3	0.2	2.4	1.8	0.2	2.6	0.4	1.4	1.2	/

Tableau III. 6:Dimensions du filtre passe-bande SIW chargé par des structures CSRR et DGS.

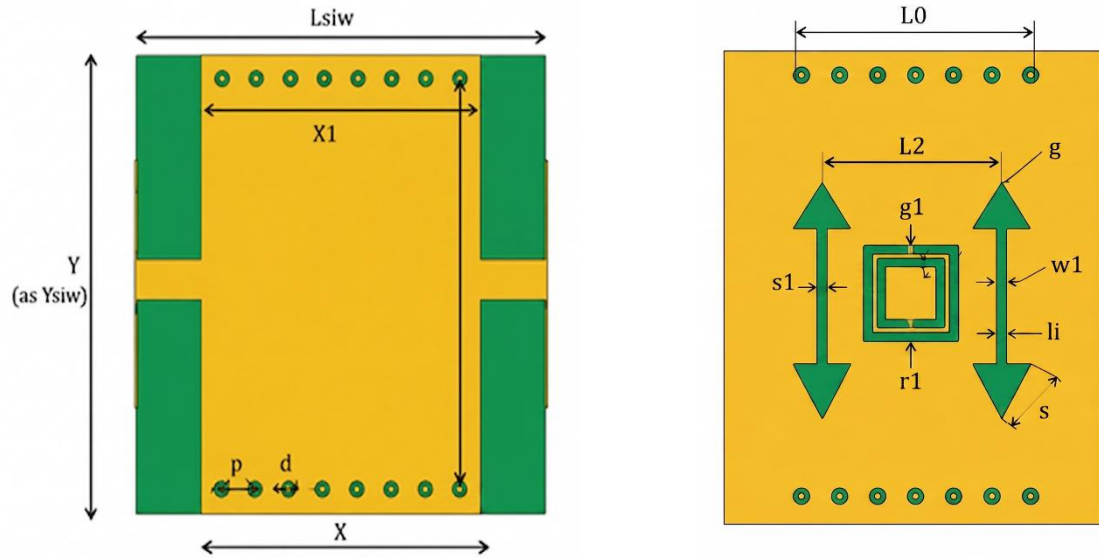


Figure III. 17:Géométrie du filtre SIW-CSRR-DGS proposé avec ses paramètres géométriques.

Sur la figure III.18, nous pouvons remarquer que le filtre étudié présente une bande passante 1 comprise entre 5,3GHz et 5,7 GHz ,centrée autour de 5.4 GHz .et une bande passante 2 comprise entre 7,5GHz et 9 GHz ,centrée autour de 8.2 GHz .Le coefficient de réflexion S_{11} présente à inférieurs à 30dB à 5.5Ghz .Et un zéro de transmission environ de 6.89Ghz à -28 dB.

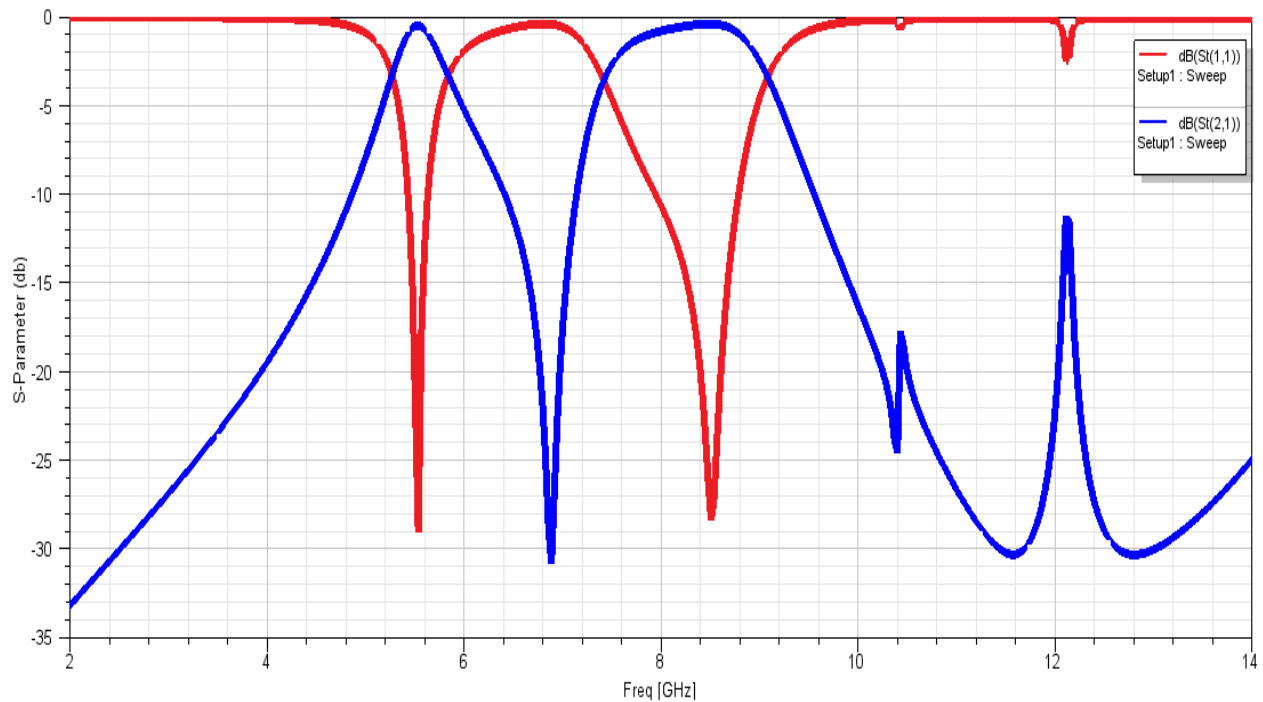


Figure III. 18: Réponse fréquentielle d'un filtre passe-bande SIW chargé par des structures CSRR et DGS .

III.9 Influence de la topologie DGS sur la réponse fréquentielle du filtre SIW :

Afin d'améliorer les performances du filtre SIW, différentes géométries de structures DGS ont été étudiées. Cette analyse vise à évaluer l'influence de la forme des défauts gravés sur le comportement électromagnétique et la réponse fréquentielle du filtre, dans le but d'identifier la configuration la plus performante.

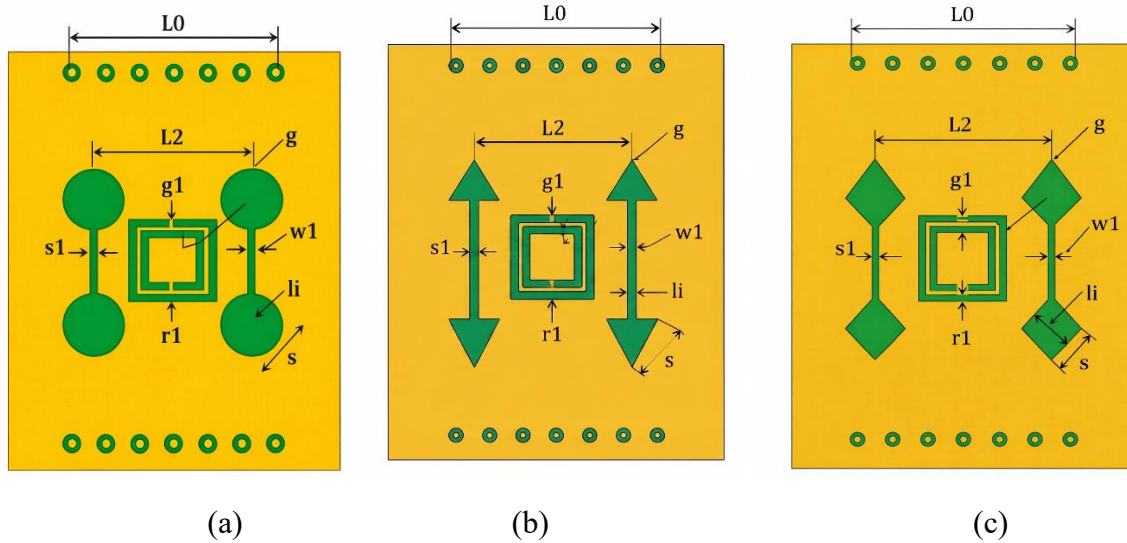


Figure III. 19: Topologies DGS étudiées (a) circulaire, (b) triangulaire et (c) losangique .

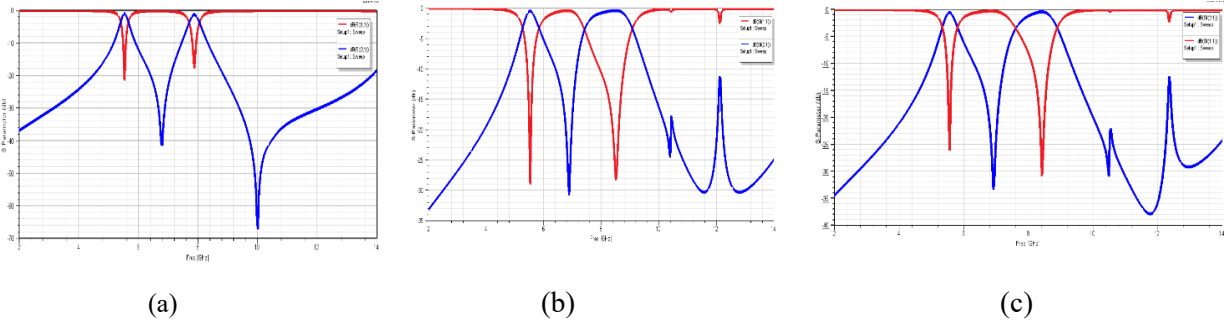


Figure III. 20: Réponses fréquentielles (paramètres S) du filtre SIW pour différentes topologies de DGS : circulaire, triangulaire et losangique.

La Figure III.20 présente la réponse fréquentielle du filtre proposé pour les trois topologies DGS étudiées. Les résultats Pour le filtre (a), on observe la présence de deux bandes passantes. La première s'étend de 5,4 GHz à 5,6 GHz, avec une fréquence centrale située autour de 5,4 GHz. La seconde bande passante est comprise entre 7,7 GHz et 7,9 GHz, centrée à environ 7,8 GHz.

Le coefficient de réflexion $|S_{11}|$ atteint une valeur inférieure à -20 dB à 5,5 GHz. Par ailleurs, un zéro de transmission est observé aux alentours de 10,01 GHz d'environ -70 dB. Concernant le filtre (b), celui-ci présente également un comportement 2 bande. La première bande passante s'étend de 5,3 GHz à 5,7 GHz, avec une fréquence centrale voisine de 5,5 GHz. La seconde bande passante couvre l'intervalle 7,5 GHz à 9 GHz, pour une fréquence centrale d'environ 8,2 GHz. Le coefficient de réflexion $|S_{11}|$ est inférieur à -30 dB à 5,5 GHz. En outre, un zéro de transmission apparaît aux environs de 6,89 GHz, avec -28 dB. Le filtre (c) présente une réponse fréquentielle très similaire à celle du filtre (b).

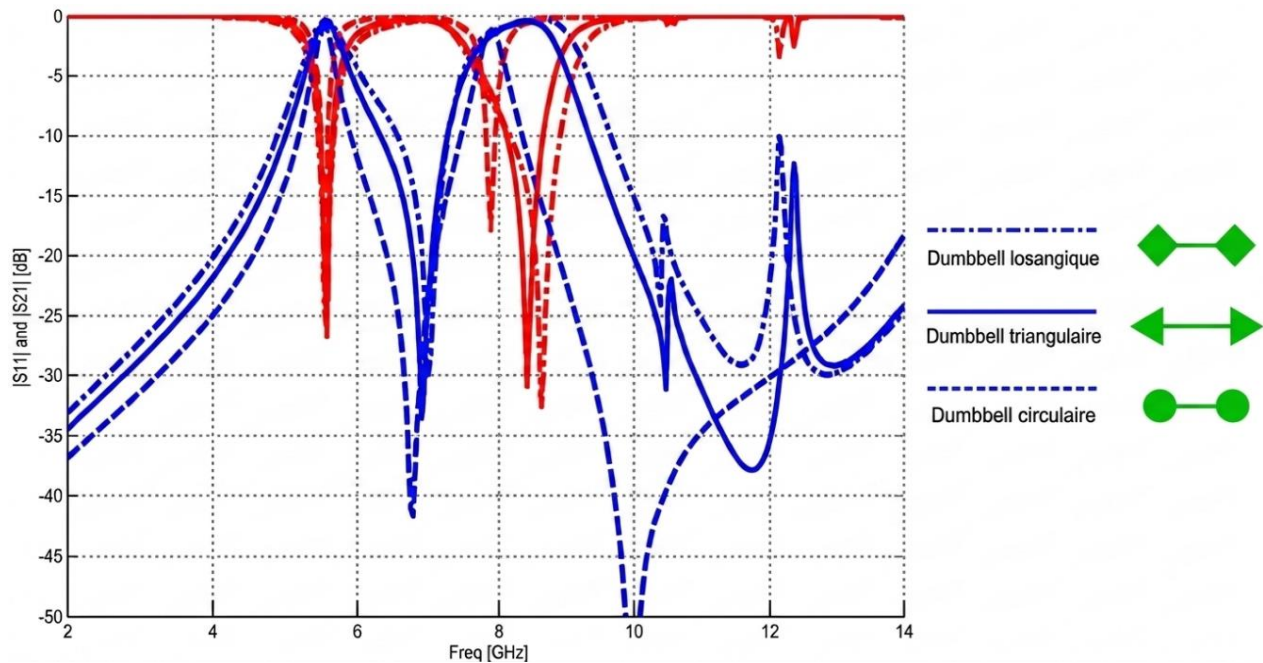


Figure III. 21: Réponses fréquentielles des paramètres de diffusion S_{11} et S_{21} du filtre SIW intégrant différentes géométries de structures DGS.

III.10 Analyse de l'impact de l'épaisseur du substrat sur les caractéristiques d'un filtre passe-bande SIW à base de CSRR et DGS :

L'étude paramétrique de la hauteur du substrat h_s vise à évaluer son influence sur les performances du filtre SIW chargé par des structures DGS et CSRR. En faisant varier h_s entre 0,254 mm, 0,508 mm et 0,81 mm, l'impact sur la fréquence de résonance, la bande passante, l'adaptation S_{11} et la transmission S_{21} est analysé afin de déterminer la configuration optimale du filtre.

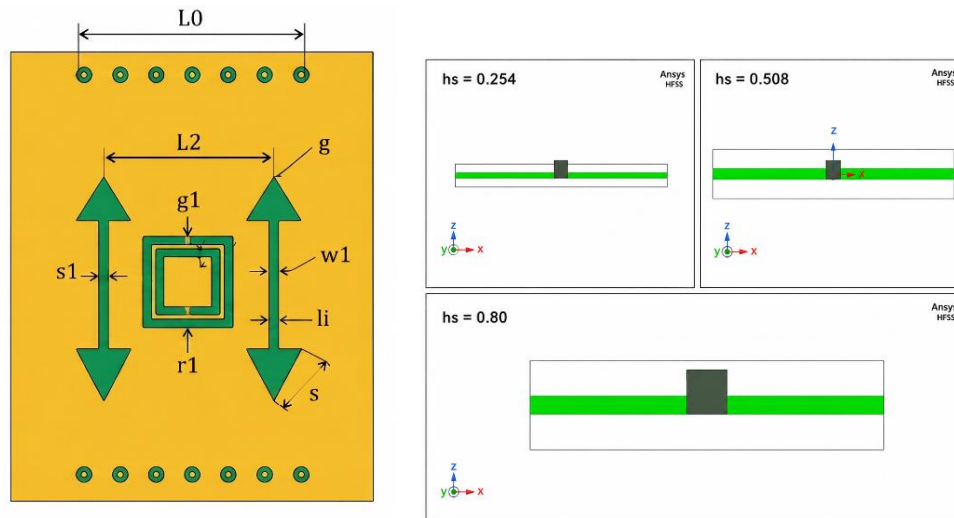


Figure III. 22: Étude paramétrique de la structure en fonction de l'épaisseur du substrat : (a) $h_s = 0,508$ mm, (b) $h_s = 0,254$ mm, (c) $h_s = 0,81$ mm .

La figure III.23 montre l'influence de l'épaisseur du substrat h_s sur la réponse fréquentielle du filtre SIW-CSRR-DGS. Les résultats indiquent qu'une augmentation de l'épaisseur du substrat entraîne un déplacement progressif de la bande passante vers les basses fréquences.

Pour ($h_s = 0,254$) mm, le filtre présente une bande passante comprise entre 7,6 GHz et 8,9 GHz, avec une fréquence centrale d'environ 8,25 GHz. L'affaiblissement d'insertion reste faible dans la bande utile, tandis que la réjection hors bande atteint environ 32 dB.

Lorsque l'épaisseur est portée à ($h_s = 0,508$) mm, la fréquence centrale se déplace vers 6,5 GHz et la bande passante s'étend approximativement de 6,1 GHz à 7,2 GHz. La structure conserve de bonnes performances avec une réjection maximale proche de 34 dB.

Pour ($h_s = 0,810$) mm, la bande passante est située entre 5,2 GHz et 6,1 GHz, avec une fréquence centrale de 5,65 GHz. Le filtre maintient une bonne adaptation et présente une réjection hors bande pouvant atteindre 36 dB. Ces résultats démontrent que l'épaisseur du substrat constitue un paramètre déterminant dans le réglage de la fréquence de résonance du filtre

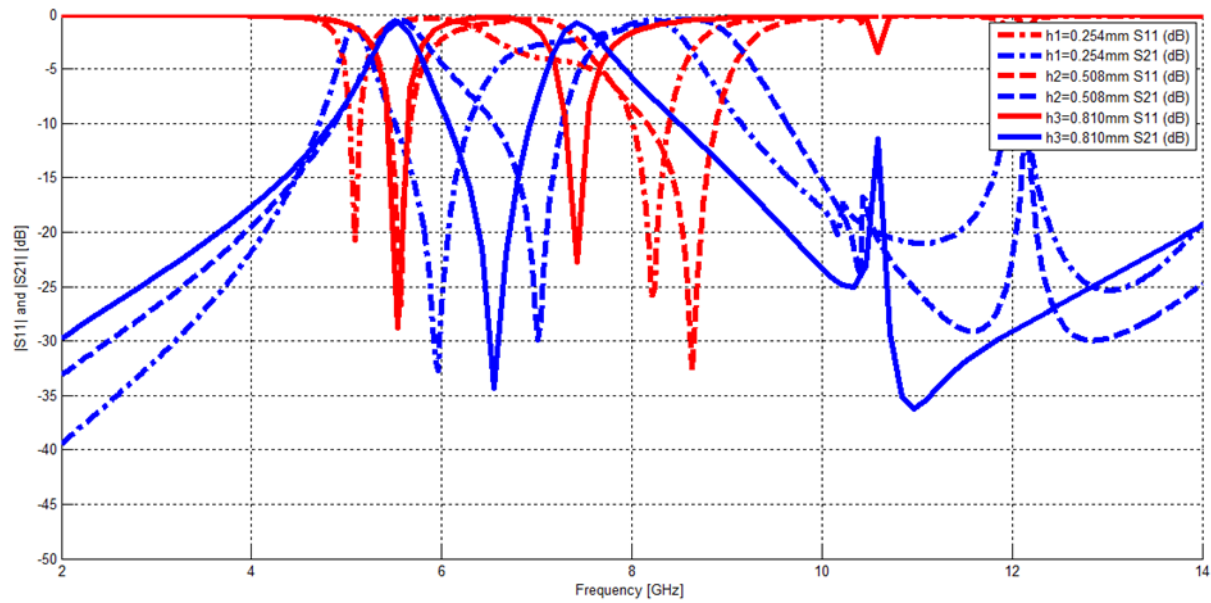


Figure III. 23:Réponse fréquentielle simulée (paramètres S_{11} et S_{21}) du filtre SIW en fonction de la variation de l'épaisseur du substrat (h_s).

III.11 Analyse de la distribution de la densité de courant dans le filtre SIW-CSRR-DGS:

L'analyse de la distribution du courant de surface permet d'identifier les régions où les courants électromagnétiques sont fortement concentrés au sein du filtre SIW-CSRR-DGS. Cette étude offre une meilleure compréhension des phénomènes de résonance et des mécanismes de propagation induits par les structures CSRR et DGS, ainsi que de leur influence sur les caractéristiques fréquentielles et les performances globales du filtre.

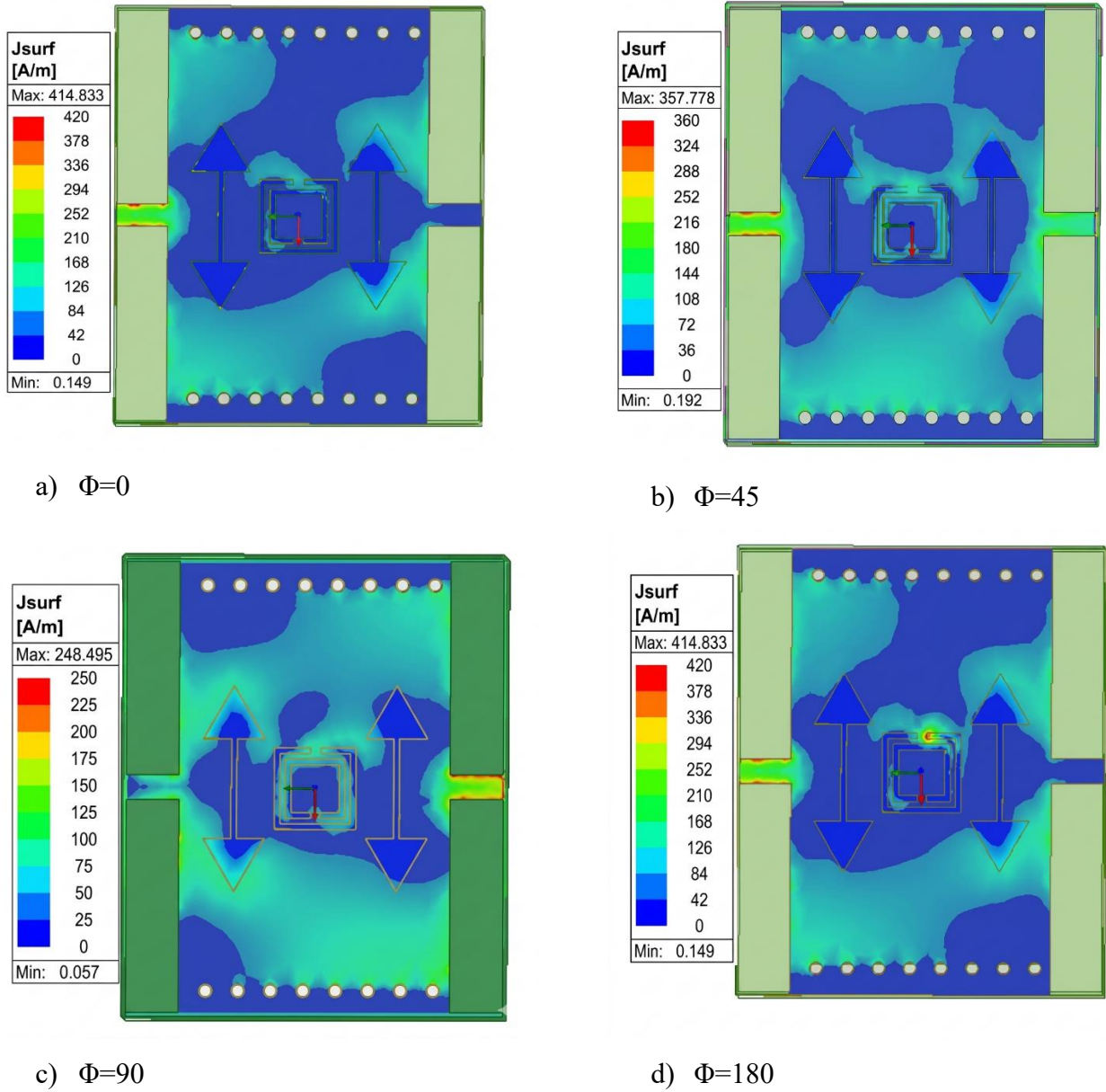


Figure III. 24: Distributions simulées du courant électrique à la fréquence de résonance $f=8$ GHz, (a) $\varphi 0^\circ$, (b) $\varphi 45^\circ$, (c) $\varphi 90^\circ$, (d) $\varphi 180^\circ$.

La figure III.24 illustre l'effet de la variation de l'angle de phase Φ (0° , 45° , 90° et 180°) sur la distribution du courant de surface au sein du filtre SIW-CSRR-DGS. Chaque orientation correspond à un instant particulier du cycle de phase, permettant d'observer l'évolution spatiale du courant et de mettre en évidence les phénomènes de symétrie, d'orthogonalité et de périodicité de la structure. Le courant se propage principalement vers les éléments latéraux en forme de flèches, avec une intensité qui varie au cours du cycle de phase.. Cette répartition confirme que le

comportement électromagnétique du filtre est dominé par des phénomènes de résonance, dont l'évolution temporelle influence directement les performances et la réponse fréquentielle de la structure.

III.12 Conclusion :

Dans ce chapitre, plusieurs structures de filtres passe-bande basées sur la technologie Substrate Integrated Waveguide (SIW) ont été étudiées, modélisées et simulées afin d'évaluer leurs performances dans les bandes C et X. La démarche adoptée a débuté par la synthèse du filtre à l'aide de la théorie des matrices de couplage et du modèle à éléments localisés sous AWR, permettant de déterminer les paramètres électriques nécessaires à la conception du filtre d'ordre trois. Par la suite, différentes configurations SIW ont été développées et analysées sous Ansys HFSS. L'intégration des structures Defected Ground Structure (DGS) a permis d'améliorer significativement la sélectivité du filtre grâce à l'apparition de zéros de transmission et à une meilleure réjection hors bande. La structure Half-Mode SIW (HMSIW) a également démontré sa capacité à réduire l'encombrement tout en conservant de bonnes performances de transmission et d'adaptation. L'utilisation des résonateurs Complementary Split Ring Resonator (CSRR) a conduit à la réalisation de filtres compacts à double et triple bandes, offrant une miniaturisation importante ainsi qu'une amélioration des caractéristiques fréquentielles. L'association simultanée des structures SIW, DGS et CSRR a montré une excellente efficacité pour la réalisation de filtres micro-ondes compacts, sélectifs et adaptés aux systèmes modernes de télécommunications. Les études paramétriques réalisées ont mis en évidence l'influence des dimensions géométriques, de la topologie des structures DGS et de l'épaisseur du substrat sur les performances globales du filtre. Les résultats obtenus montrent notamment que la topologie DGS circulaire assure la meilleure réjection hors bande, tandis que la variation de l'épaisseur du substrat constitue un paramètre déterminant pour le contrôle de la fréquence de résonance. Enfin, l'analyse de la distribution du champ électromagnétique a permis de mieux comprendre les mécanismes de résonance et de couplage au sein des différentes structures proposées. L'ensemble des résultats de simulation confirme la validité de l'approche adoptée et démontre le potentiel des technologies SIW, DGS et CSRR pour la conception de filtres micro-ondes performants, compacts et facilement intégrables dans les systèmes de communication sans fil de nouvelle génération.

Conclusion Générale

Conclusion Générale:

Le présent mémoire a été consacré à l'étude, la conception et la modélisation de filtres passe-bande hyperfréquences en technologie Substrate Integrated Waveguide (SIW), intégrant des structures électromagnétiques artificielles de type Defected Ground Structure (DGS) et Complementary Split Ring Resonator (CSRR), destinés aux applications en bandes C et X.

À travers ce travail, nous avons montré que la technologie SIW constitue une solution hybride particulièrement bien adaptée aux exigences des systèmes de télécommunications modernes. En combinant les atouts des guides d'ondes conventionnels notamment leurs faibles pertes et leur facteur de qualité élevé avec ceux des circuits planaires micro-rubans, le SIW permet de réaliser des composants compacts, économiques et directement intégrables dans les circuits imprimés.

Le premier chapitre a établi les fondements théoriques nécessaires à la conception de filtres hyperfréquences, en abordant les différentes fonctions de filtrage, les méthodes d'approximation classiques (Butterworth, Tchebychev), les transformations fréquentielles ainsi que les paramètres de représentation en quadripôle. Ces éléments ont constitué le socle analytique sur lequel repose l'ensemble de la démarche de conception développée dans ce mémoire.

Le deuxième chapitre a présenté en détail la technologie SIW, ses principes de propagation, ses méthodes de conception et ses équivalences avec les guides d'ondes rectangulaires. Une étude approfondie des structures DGS et CSRR a également été menée, mettant en lumière leurs mécanismes de résonance, leurs modèles de circuits équivalents et leur complémentarité dans l'amélioration des performances fréquentielles des filtres.

Le troisième chapitre, constituant le cœur applicatif de ce travail, a présenté la conception et la simulation de plusieurs configurations de filtres SIW sous Ansys HFSS. Les résultats obtenus ont permis de dégager plusieurs conclusions majeures :

L'intégration de structures DGS dans les filtres SIW améliore significativement la sélectivité grâce à l'introduction de zéros de transmission bien localisés et à une réjection hors bande renforcée. Parmi les topologies étudiées circulaire, triangulaire et losangique.

Conclusion Générale

La combinaison simultanée des technologies SIW, DGS et CSRR a démontré une synergie remarquable, produisant des filtres à la fois compacts, hautement sélectifs et facilement intégrables dans les architectures de communication sans fil de nouvelle génération.

Les études paramétriques ont mis en évidence le rôle déterminant des paramètres géométriques notamment l'épaisseur du substrat, les dimensions des Vias et les paramètres des résonateurs sur le contrôle de la fréquence de résonance, de la bande passante et du niveau de réjection. L'analyse de la distribution de la densité de courant électrique, quant à elle, permis de valider les mécanismes de résonance et de couplage au sein des différentes structures proposées.

En perspective, les résultats obtenus dans ce mémoire ouvrent la voie à plusieurs axes de recherche prometteurs. Il serait pertinent d'étendre cette approche à des configurations d'ordre supérieur afin d'améliorer davantage la sélectivité, d'explorer de nouvelles topologies de structures DGS et de résonateurs pour des réponses multi-bandes plus complexes.

En somme, ce travail contribue à l'effort de recherche visant à concevoir des composants hyperfréquences performants, miniaturisés et économiques, répondant aux défis technologiques croissants des systèmes de télécommunications sans fil modernes en bandes C et X.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Raghida HAJJ, Thèse pour l'obtention de doctorat « Conception et réalisation de fonction de filtrage dans les domaines millimétriques et submillimétriques », FACULTE des SCIENCES et TECHNIQUES de LIMOGES, Juillet 2010.
- [2] k. hana, Etude et conception d'un filtre rf ulb pour des applications en télécommunications", mémoire, université mohamed boudiaf - m'sila, 2019, p. p10.
- [3] A.ANTONIOU, Digital filters: analysis and design, New York: McGRAW HILL, 1979.
- [4] [En ligne]. Available: <http://www.elektronique.fr/cours/filtre/filtres.php>. .
- [5] ARBOUCHE Henane SENOUSSAOUI Nistrine , Structures Originales Des Filtres SIW Passe Bande à Cavités Couplées, Université de Tlemcen, Faculté de Technologie, Juin 2017.
- [6] Henri FÉLIX, Filtrage et filtres électriques – Introduction, Techniques de l'Ingénieur, 1997.
- [7] J. D. RHODES , "Theory of electrical filters", John Wiley & Sons, 1976.
- [8] B. Ferkha, A. Bouaziz, “Synthèse des filtres de Tchebychev,” Mémoire de Master, Université Mohammed Seddik Ben Yahia – Jijel.
- [9] S. Butterworth, “On the Theory of Filter Amplifiers,” Wireless Engineer, vol. vol. 7, 1930, p. 536–541.
- [10] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, Norwood, MA, USA: Artech House, 1980.
- [11] S. K. Mitra, Digital Signal Processing: A Computer-Based Approach, 4th ed, McGraw-Hill, 2011.
- [12] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 4th ed, Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2012.
- [13] S. Seghier, “Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications,” Ph.D. dissertation, Dept. Génie Électrique, Université de Tlemcen, Tlemcen, Algeria, 2013.

- [14] H. Issa, “Miniaturisation des lignes de propagation microondes en technologies circuit imprimé et CMOS – Application à la synthèse de filtres,” Ph.D. dissertation, Micro et nanotechnologies / Microélectronique, Université Joseph Fourier (UJF): Grenoble.
- [15] J. Garreau, “Étude de filtres hyperfréquence SIW et hybride-planaires SIW en technologie LTCC,” Ph.D dissertation, Université de Bretagne occidentale - Brest, 2012.
- [16] L. Young, E. M. T. Jones, and G. Matthaei, , Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures, Boston, USA: Artech House, 1980.
- [17] R. H. Jansen, N. H. L. Koster, and M. Kirschning, “Measurement and computer-aided modeling of microstrip discontinuities by an improved resonator method,” in IEEE MTT-S International Symposium Digest, 1983, p. 495–497.
- [18] A. R. B. O. a. S. S. S. B. H. Ahmad, , “A review of Substrate Integrated Waveguide (SIW) band pass filter based on different method and design,” in Applied Electromagnetics Conference (APACE), IEEE Asia-Pacific Conference on, vol. vol. 50.
- [19] Y. Zhang, B. Yan, and P. Qiu, , “A novel millimeter-wave Substrate Integrated Waveguide (SIW) filter buried in LTCC,” in Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2008), Dec. 2008, p. 1–4.
- [20] S. Fujii, « Waveguide Line », Brevet japonais JP06-053711, , 1994.
- [21] H. Uchimura, T. Takenoshita et M. Fujii, « Development of a Laminated Waveguide », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vols. %1 sur %2, vol. 46 n° 12, Décembre 1998, p. 2438–2443.
- [22] D. Deslandes et K. Wu, , « Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form », IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. vol. 11 n° 2, Février 2001, p. 68–70.
- [23] Jonathan Garreau, Thèse pour l’obtention du doctorat / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE « Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride planaire SIW en technologie LTCC », le 5 décembre 2012.
- [24] R. N. Simons, Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems, Wiley, 2001.

- [25] I.C. Hunter, L. Billonet, B. Jarry, and P. Guillon, "Microwave filters – applications and technology" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. vol 50, mars 2002, p. 794–805.
- [26] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, IEEE Press, 2001.
- [27] S. B. Cohn, "Microwave filters using substrate integrated waveguide technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005.
- [28] M. Ando, J. Hirokawa and Al, Novel single-layer waveguides for high-efficiency millimeter-wave arrays. *IEEE millimeter waves conference proceedings*, 1997.
- [29] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. No. 12, 2002, pp. 333-335.
- [30] D. Deslandes and W. Ke, Accurate, modelling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006.
- [31] J. E. Rayas-Sanchez and V. Gutierrez-Ayala, 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, 2008Jun*, pp. 983-986.
- [32] Li Yan et al., , "Simulation and experiment on SIW slot array antennas," *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, Vols. %1 sur %2 vol14, no9, Sept 2004, pp. 446-448.
- [33] F. Xu and K. Wu, "Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vols. %1 sur %2 vol53, no1, Jan2005, p. 66–73.
- [34] T. YONEYAMA and S. NISHIDA, "Non radiative dielectric wave guide for millimeter wave integrated circuits" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, November 1981, pp. 1188-1192.
- [35] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, New York, NY, USA: McGraw-Hill, 1951.

- [36] Bozzi, M. Georgiadis, A.Wu, K, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *Microwaves, Antennas& Propagation, IET*, Vols. %1 sur %2vol15,no.8, June 6 2011, pp. 909-920.
- [37] O.Pigaglio, N. Raveu, *Résolution de problèmes hautes fréquences par les schémas équivalents*, France Toulouse: Cépadués édition, 2012.
- [38] R. B ,Hwangpp, , "Side Wall Coupling Via-Hole ArrayCavity Band-PassFilter," *IEEE International Workshop*, April 2007, pp. 36-39.
- [39] A. Georgiadis, K. Wu, M. Bozzi, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *IET Microw. Antennas Propag*, Vols. %1 sur %2 vol 5, no. 8, 2011, pp. 909-920.
- [40] Yong Liu, Xiao-Hong Tang, Tao Wu, Ling Wang, and Fei, Xiao, A SIW-based concurrentdual-band oscillator," *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, vol. vol. 1, May2012, pp. 1-4.
- [41] V. Radisic, Y. Qian, R. Coccioli and T. Itoh, "Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines, " *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vols. %1 sur %2 Vol8, No2, Feb1998, pp. 69-71.
- [42] Souad Berhab, " Modélisation Rigoureuse par une Méthode Itérative des Structures Imprimées de Type DGS pour les Applications sans Fil," Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en Télécommunications, l'université de Tlemcen, Juillet 2.
- [43] Guha, D. Biswas, S.,Antar, Y.M.M., "Microstrip and Printed Antennas: New Trends,Techniques and Application," John Wiley & Sons, 2010.
- [44] Kim, C.S., Lim, J.S., Nam, S., Kang, K.Y., Ahn, D, "Equivalent circuit modeling of spiral defected ground structure for microstrip line," *Electronics Letters*, Vols. %1 sur %2 Vol38, No19,, 2002, pp. 1109-1110.
- [45] Ferran Martín, J. Bonache, F. Falcone, et al., "Complementary Split Ring Resonators for Microstrip Line Excitation",*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vols. %1 sur %2Vol. 15, No.1, 2005.

- [46] Baena, J. D., Bonache, J., Martín, F., et al, Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. Vol. 53, 2005, p. 145.
- [47] F. Martín, J. Bonache, J. D. Baena, R. Marqués, Metamaterial transmission lines based on complementary split-ring resonators (included in several IEEE conference/journal works on planar metamaterials and CSRR-loaded lines).
- [48] He J C Z, et. al, A novel power divider integrated with SIW and DGS technology. *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 139, 2013, pp. 289-301.
- [49] A. e. a. Abdel-Rahman, Compact bandpass filters using defected ground structure (DGS) coupled resonators. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005, p. 12–17.
- [50] Kordiboroujeni, Z.; Bornemann, J, Designing the width of substrate integrated waveguide structures. *IEEE Microw, Compon. Lett.*
- [51] Q. Lai, C. Fumeaux, W. Hong, and R. Vahldieck, “Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vols. %1 sur %2 vol. 57, no. 8, Aug. 2009, p. 1996–2004.
- [52] P. M. a. Ş. Demir, “Loss reduction in substrate integrated waveguide structures,” *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. vol. 46, 2014, p. 125–133.
- [53] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, “Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. vol. 12, Sep. 2002, p. 333–335.
- [54] G. Soundarya and N. Gunavathivol, “Low loss and high-power substrate integrated waveguide for high speed circuits,” *Microwave Journal*, Vols. %1 sur %263, no. 4, Apr. 2020, p. 1–7.
- [55] Q. L. Zhang, W. Y. Yin, S. He, and L. S. Wu, “Evanescent-mode substrate integrated waveguide (SIW) filters implemented with complementary split-ring resonators,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. vol. 111, 2011, p. 419–432.

- [56] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. García-García, I. Gil, M. F. Portillo, and M. Sorolla, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vols. %1 sur %2vol. 53, no. 4, Apr. 2005, p. 1451–1461.
- [57] M. K. Khandelwal, B. K. Kanaujia, and S. Kumar, "Defected ground structure: Fundamentals, analysis, and applications in modern wireless trends," *International Journal of Antennas and Propagation*, Vols. %1 sur %2vol. 2017, Art. no. 2018527, 2017, p. 1–22.
- [58] I. Chang and B. Lee, "Design of defected ground structures for harmonic control of active microstrip antenna," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. vol. 2, San Antonio, TX, USA, 2002, p. 852–855.