الجـــــــــــــــــــــــــمهـوريـــــــة الجـــــــــــــــزائـريـة الديمـــــــــقـراطيـة الـشـــــــــــعبيـة
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التـــــــــــــــــــــــــــــعـليـم العـــــــالي والبـــــــــــحث العـــــلـمـــي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جـــــــــــــــــامعة أبي بكـــر بـلـقـايد – تـلمســـــــــــــــان –
Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen – Faculté de TECHNOLOGIE

MEMOIRE

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

En : Télécommunications

Spécialité : Systèmes de Télécommunication

Par : ZIANI Bilal Aberrahmane et SEBBAGH Sidi Mohamed Salim

Thème

Conception et Simulation d'un Filtre SIW à Base de Métamatériaux pour les Applications en Bande S

Soutenu publiquement, le 22 / 06/2026, devant le jury composé de :

Mr BERKAT Abdellatif	MCA	Univ.Tlemcen	Président
Mm BELGACEM Nassima	MCB	Univ.Tlemcen	Examinatrice
Mr ABRI Mehadji	Pr	Univ.Tlemcen	Encadrant
Mlle METAHRI Hanane	Dr	Univ.Tlemcen	Co-Encadrante

Année universitaire : 2025-2026

Remerciement

Nous tenons tout d'abord à exprimer notre profonde gratitude à Allah, le Tout-Puissant,
qui nous a accordé, tout au long de nos années d'études, la santé, la patience,
la confiance et la foi en nous-mêmes, nous permettant ainsi de progresser
et d'atteindre ce stade de notre parcours.

Nous adressons nos sincères remerciements à Monsieur ABRI Mehadji pour la qualité
de son encadrement, son accompagnement et ses précieux conseils
tout au long de la réalisation de ce projet.

Nos remerciements vont également à Mlle METAHRI Hanane pour sa disponibilité,
sa bienveillance et la pertinence de ses orientations.

Nous remercions vivement Monsieur BERKAT Abdellatif, Maître de conférences
à l'Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, pour l'honneur qu'il nous fait
en acceptant de présider le jury de ce mémoire.

Nous exprimons également notre reconnaissance à Madame BELGACEN Nassima,
Maître de conférences dans la même université, pour avoir accepté d'examiner
et d'évaluer ce travail. Leur présence dans le jury nous honore profondément.

Nous tenons aussi à remercier l'ensemble des enseignants de la faculté de technologie
de Tlemcen pour leurs efforts, leur dévouement et la qualité de la formation dispensée
tout au long de notre cursus universitaire.

Nos remerciements s'adressent particulièrement à Monsieur MOSTEGHANEMI Reda
pour son accompagnement et ses efforts durant ce projet,
qui ont grandement contribué à l'intérêt et à la qualité de ce travail.

Enfin, nous exprimons notre reconnaissance à tous nos amis et à toutes les personnes qui,
de près ou de loin, nous ont soutenus et encouragés tout au long de ce parcours.

Que ce travail soit l'expression de notre gratitude
envers tous ceux qui ont contribué à sa réalisation.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :
À mon très cher grand-père Boufeldja, pour son affection,
sa sagesse et ses précieux conseils qui m'ont toujours inspiré.

À mes très chers parents, Samira et Mohamed,
pour leur amour inconditionnel, leurs sacrifices, leur soutien indéfectible et leurs prières.
Aucun mot ne saurait exprimer ma profonde gratitude envers eux.

À mon frère Walid, à mes sœurs Wafaa et Aya, ainsi qu'à ma belle-sœur Dr Asma,
pour leur affection, leur présence constante et leurs encouragements
qui m'ont accompagné tout au long de mon parcours.

À mes adorables neveux Hamidou et Razane, dont la joie
et l'innocence apportent bonheur et sérénité à notre famille.

Une dédicace toute particulière à Ibtissem et au futur Dr Reda,
pour leur aide précieuse, leurs conseils avisés,
leur disponibilité et leur soutien inestimable durant la réalisation de ce mémoire.

À mes chers amis Largo, Adel, Ryad, Oussama, Yassine, Ziad,
Walid, Abdessamed, Youcef, Aness et Nadir,
pour leur amitié sincère, leur soutien et tous les moments inoubliables partagés ensemble.

À mon binôme Salim,
pour sa collaboration, son sérieux et les efforts fournis tout au long de ce travail.

Enfin, à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin,
à ma réussite et à l'aboutissement de ce mémoire.
Avec tout mon respect, ma reconnaissance et mon affection.

Bilal Ziani

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :
À mes très chers parents, Wasila et Arslan,
pour leur amour inconditionnel, leurs sacrifices, leurs encouragements
et leur soutien permanent tout au long de mon parcours.
Je leur dois une grande partie de cette réussite et leur exprime ma profonde gratitude.

À mon cher frère Abderrahmane et à ma chère sœur Ibtihel,
pour leur affection, leur présence et leur soutien constant.

À mon oncle Samir, le meilleur oncle du monde,
pour sa générosité, sa bienveillance, ses précieux conseils et ses encouragements
qui ont toujours été une source de motivation pour moi.

Mes sincères remerciements vont également à son épouse ainsi qu'à ses fils,
pour leur affection, leur soutien et les agréables moments partagés en famille.

À mon binôme Bilal, pour sa collaboration, son sérieux,
son engagement et les efforts fournis tout au long de la réalisation de ce travail.

À toute ma famille, qui m'a entouré d'amour,
de confiance et d'encouragements durant toutes ces années.

À toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin,
à ma formation et à la réalisation de ce mémoire.

Avec tout mon respect, ma reconnaissance et mon affection.

Salim Sebbagh

Résumé

Ce travail porte sur la conception et la simulation d'un filtre SIW à base de métamatériaux pour les applications en bande S (2–4 GHz). La technologie SIW permet de combiner les avantages des guides d'ondes conventionnels et des circuits planaires, offrant ainsi des solutions compactes, à faibles pertes et facilement intégrables pour les systèmes de communication et radar. Après une étude générale sur les guides d'ondes et les technologies planaires, puis une analyse approfondie des fondements théoriques du filtrage micro-onde et des métamatériaux, nous avons conçu et simulé plusieurs structures : un guide SIW de base avec transition, un filtre à deux cellules résonantes C-HMC, puis un filtre à quatre cellules, et enfin une version miniaturisée par la technique Half-Mode SIW (HMSIW). Les résultats ont montré une amélioration progressive de la sélectivité et du niveau de rejet, atteignant −42 dB pour la configuration à quatre cellules et −45 dB pour la structure HMSIW avec une réduction de surface de 50 %, confirmant l'efficacité de cette approche pour le filtrage hyperfréquence compact en bande S.

Mots-clés : Filtre micro-onde, Technologie SIW, Métamatériaux, Cellule C-HMC, HMSIW, Bande S, CST Microwave Studio.

Abstract

This thesis focuses on the design and simulation of an S-band (2–4 GHz) microwave filter based on Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology combined with C-HMC metamaterial cells. The objective is to develop a compact, highly selective, and easily integrable structure that meets the requirements of modern communication systems such as 5G networks, wireless communications, and radar systems. First, the fundamental principles of waveguides, planar technologies, and SIW technology are presented. Then, the theoretical foundations of microwave filtering and the unique properties of metamaterials—particularly their double-negative characteristics (simultaneously negative permittivity and permeability)—are discussed. Finally, the design and electromagnetic simulation of the proposed structures are carried out using CST Microwave Studio on a Rogers RT5880 substrate. The obtained results demonstrate that the integration of four C-HMC resonant cells into the SIW structure achieves a rejection level of −42 dB. Furthermore, the application of the Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) miniaturization technique reduces the circuit area by 50% while improving the rejection level to −45 dB, confirming the effectiveness and relevance of the proposed approach.

Keywords : SIW, Metamaterials, Microwave filter, S-band, C-HMC, HMSIW, CST Microwave Studio.

ملخص

تتناول هذه المذكرة تصميم ومحاكاة مرشح ميكرويفي يعمل في نطاق S (من 2 إلى 4 غيغاهرتز)، اعتمادًا على تقنية الدليل الموجي المتكامل في الركيزة (SIW) والمقترنة بخلايا ميتامواد من نوع C-HMC. يهدف هذا العمل إلى تطوير بنية مدمجة وذات انتقائية عالية وسهلة الدمج، بما يلبي متطلبات أنظمة الاتصالات الحديثة مثل شبكات الجيل الخامس (5G)، والاتصالات اللاسلكية، وأنظمة الرادار. في البداية، تم عرض المبادئ الأساسية للأدلة الموجية والتقنيات المستوية وتقنية SIW. بعد ذلك، تمت دراسة الأسس النظرية للترشيح الميكرويفي والخصائص المميزة للميتامواد، ولا سيما خاصية السلبية المزدوجة المتمثلة في امتلاك كل من السماحية الكهربائية والنفاذية المغناطيسية قيماً سالبة في آنٍ واحد. وأخيرًا، تم إنجاز تصميم ومحاكاة البنى المقترحة باستخدام برنامج CST Microwave Studio على ركيزة من نوع Rogers RT5880. أظهرت النتائج المتحصل عليها أن دمج أربع خلايا رنانة من نوع C-HMC داخل بنية SIW يحقق مستوى رفض قدره 42- ديسيبل. كما أن تطبيق تقنية التصغير Half-Mode SIW (HMSIW) يسمح بتقليص مساحة الدارة بنسبة 50٪ مع تحسين مستوى الرفض إلى 45- ديسيبل، مما يؤكد فعالية وجدوى المنهجية المقترحة.

الكلمات المفتاحية: SIW، الميتامواد، مرشح ميكرويفي، نطاقS، C-HMC، HMSIW، CST Microwave Studio.

Table de matière

Remerciement i
Dédicace ii
Dédicace iii
Résumé iv
Abstract v
ملخص vi
Table de matière vii
Liste des figures xi
Liste des tableaux xiii
Liste des abréviations xiv
Introduction générale 1

CHAPITRE I

État de l'art de la technologie SIW

I.1 Introduction 3
I.2 Problématique 3
I.3 Généralités sur les guides d'ondes 4
I.3.1 Les types des guides d'ondes 4
I.3.1.1 Les guides d'ondes planaires (guide plan) 4
I.3.1.2 Guide d'ondes acoustiques 5
I.3.1.3 Les guides d'ondes métalliques 5
I.3.1.3.1 Les guides rectangulaires 5
I.3.1.3.2 Les guides d'ondes circulaires 6
I.3.2 Propagation des ondes électromagnétiques 6
I.3.2.1 Équations de Maxwell 6
I.3.2.2 Modes TE et TM dans l'approche du guide rectangulaire équivalent au SIW 7
I.3.2.2.1 Propagation des modes TE_{mn} 8
I.3.2.2.2 Propagation des modes TM_{mn} 8
I.3.2.2.3 Intérêt pour la conception SIW 9
I.4 Technologie planaire 9
I.4.1 Ligne micro-ruban (microstrip) 10
I.4.2 La technologie guide d'onde coplanaire 11
I.4.3 La technologie CPS 11
I.4.4 La technologie ligne à fente ou slotline 12
I.4.5 La technologie multi-couche 12
I.5 Technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW 13

I.5.1 Définition du SIW 14
I.5.2 Topologie de la technologie SIW 14
I.5.2.1 Structure du SIW 14
I.5.2.2 Types des structures du SIW 15
I.5.3 Principaux paramètres géométriques du guide SIW 16
I.5.3.1 Paramètres des guides d'ondes intégrés au substrat 17
I.5.3.2 Recommandations de conception pour améliorer les performances 18
I.5.3.3 Fabrication 18
I.5.4 Les avantages de la technologie SIW 19
I.5.5 Implémentation de la technologie SIW 19
I.5.5.1 Les circuits 19
I.5.5.2 Les antennes SIW 21
I.5.5.2.1 Les antennes cornets (horn antenna) 21
I.5.5.2.1.1 Cornet SIW en plane E 22
I.5.5.2.1.2 Cornet SIW en plan H 22
I.5.5.2.2 Les antennes SIW à cavité résonante 23
I.5.5.2.3 Antennes à onde progressive (TWA) 23
I.6 Conclusion 24

CHAPITRE II

Fondements théoriques des filtres micro-ondes et des métamatériaux

II.1 Introduction 25
II.2 Généralités sur la bande de fréquences S 25
II.2.1 Définition de bande S 25
II.2.2 Applications principales 26
II.2.3 Contraintes de conception dans la bande S 26
II.2.4 Applications et spécificités de bande S 27
II.2.5 Synthèse des avantages pour le filtrage 27
II.3 Généralités sur les filtres 28
II.3.1 Définition d'un filtre RF 28
II.3.1.1 Rôle dans les systèmes électroniques 28
II.3.1.2 Rôle des filtres RF dans les chaînes de télécommunication 28
II.3.1.3 Contraintes spécifiques aux hautes fréquences 29
II.3.2 Le principe des filtres 30
II.2.3 Classification des filtres 30
II.2.5 Les réponses des filtres 31
II.2.5.2 La réponse d'un filtre passe-haut 32
II.2.5.3 La réponse d'un filtre passe-bande 33

II.2.6 Synthèse des filtres 33
II.2.6.1 Filtre de Butterworth 33
II.2.6.2 Filtre de Tchebychev 34
II.2.6.3 Filtre elliptique 34
II.2.6.4 Filtres planaires 34
II.2.6.4.1 Filtres coplanaires CPW 34
II.2.6.4.2 Filtres micro-rubans 35
II.2.7 Paramètres caractéristiques des filtres 36
II.2.8 Métamatériau électroniques 37
II.2.8.1 Caractéristiques des métamatériaux 38
II.2.8.2 Propagation électromagnétique dans un milieu homogène 38
II.2.8.3 Cas d'un milieu doublement négatif (Métamatériaux) 41
II.2.8.4 Synthèse des métamatériaux 44
II.2.8.4.1 Approche résonante 44
2.8.4.1.1 Milieu à permittivité négative 44
II.2.8.4.1.2 Milieu à perméabilité négative 46
II.2.8.4.1.3 Milieu doublement négatif 48
II.2.8.4.2 Composition main droite et gauche (Composite right left handed CRLH) : 50
II.2.8.5 Applications des métamatériaux 53
II.2.8.5.1 Lentilles parfaites 54
II.2.8.5.2 Cape d'invisibilité 54
II.2.8.5.3 Domaine des antennes 55
II.3 Conclusion 56

CHAPITRE III

Conception et simulation de filtres SIW intégrant des métamatériaux

III.1 Introduction 58
III.2 Environnement de simulation numérique : CST Studio Suite 58
III.3 Caractéristiques du substrat 59
III.3.1 Configuration géométrique du guide SIW 59
III.4 Analyse du Guide SIW Conventionnel Brut (Sans Transition) 61
III.4.1 Problématique de la désadaptation d'impédance 61
III.4.2 Interprétation des paramètres S simulés 61
III.4.3 Conclusion sur le guide brut 62
III.5 Optimisation de l'Accès par Transition Progressive (Avec ligne micro-ruban) 62
III.5.1 Principe de la transition et recherche des dimensions par optimisation numérique 62
III.5.2 Analyse des paramètres S après adaptation 63
III.5.3 Visualisation du champ électromagnétique 64

III.6 Conception et Analyse du Filtre SIW à Métamatériaux 65
III.6.1 Introduction aux structures métamatériaux et cellule C-HMC 65
III.6.2 Simulation 1 : Configuration à double cellule C-HMC 66
III.6.2.1 Analyse des Paramètres S 67
III.6.3. Simulation 2 : Optimisation par configuration à quatre (4) cellules C-HMC 68
III.6.3.1 Analyse des Paramètres S 69
III.6.3.2 Interprétation du champ électrique 69
III.6.3.3 Extraction des paramètres électromagnétiques effectifs ($\boldsymbol{\varepsilon reff}$ et $\boldsymbol{\mu reff}$) 70
III.7. Miniaturisation par Guide SIW Demi-Mode (HMSIW) 71
III.7.1 Étude du guide HMSIW brut (sans cellules) 72
III.7.1.1 Analyse des Paramètres S du guide HMSIW sans cellules 72
III.7.1.2 Analyse de la distribution du champ électrique dans la structure HMSIW sans cellules 73
III.7.2 Miniaturisation du filtre par guide SIW Demi-Mode (HMSIW) avec cellule 73
III.7.2.1 Analyse des Paramètres S du filtre HMSIW 74
III.7.2.2 Interprétation du champ électrique 74
III.7.3 Extraction des paramètres effectifs du HMSIW 75
III.8 Conclusion 76
Conclusion générale 78
Bibliographie xv

Liste des figures

CHAPITRE I

Figure I.1. Guide d'onde acoustique……5
Figure I.2. Structure de guide d'onde rectangulaire……..6
Figure I.3. Guide d'onde circulaire……..6
Figure I.4. Structure de la ligne micro-ruban……..10
Figure I.5. Coupe transverse d'une ligne micro-ruban……10
Figure I.6. Coupe transverse d'une ligne CPW……..11
Figure I.7. Coupe transverse d'une ligne CPS……12
Figure I.8. Coupe transverse d'une ligne slotline……12
Figure I.9. Géométrie de SIW……14
Figure I.10. Représentation de l'amplitude du vecteur modal du champ électrique du mode fondamental du SIW……15
Figure I.11. Différant topologies du SIW……16
Figure I.12. Paramètre du SIW……..17
Figure I.13. Exemples des circuits passifs SIW……..20
Figure I.14. Exemples des circuits actifs SIW……21
Figure I.15. Les principaux types d'antennes cornets pyramidales……22
Figure I.16. Géométrie du cornet SIW du plant E (Simulation à 30 GHz) ……..22
Figure I.17. Géométrie du SIW du plan H……..23
Figure I.18. Antenne LWA basée sur la technologie SIW……..24

CHAPITRE II

Figure II.1. La bande S dans le spectre électromagnétique des micro-ondes……..26
Figure II.2. Architecture superhétérodyne d'une chaine d'émission-réception……..29
Figure II.3. Courbe de réponse d'un filtre passe-bas……..32
Figure II.4. Courbe de réponse d'un filtre pass-haut……..32
Figure II.5. Courbe de réponse d'un filtre pass-bande……33
Figure II.6. Filtre 2 pôles coplanaires à base de résonateurs quart d'onde……..34
Figure II.7. Exemples de circuits réalisés en technologie planaire……..35
Figure II.8. Filtres micro-rubans passe-bande……36
Figure II.9. Une Représentation schématique des matériaux classiques et des métamatériaux……38
Figure II.10. (a) Trièdre direct (matériaux main droite) et (b) Trièdre indirect (matériaux main gauche) ……42
Figure II.11. Propagation d'une onde plane à travers un milieu selon le signe de ces paramètres constitutifs (permittivité et perméabilité) ……..42
Figure II.12. Loi de Snell-Decartes lors du passage d'une onde d'un milieu main droite ……....44
Figure II.13. Structure du réseau de fils métalliques minces proposé par Pendry pour avoir un milieu à permittivité négative……..46
Figure II.14. Exemple de la permittivité (partie réelle) d'un réseau de fils, la permittivité est négative, elle reprend une valeur positive à la fréquence plasma électrique (environ 22.3 GHz), le champ électrique est orienté en parallèle avec les fils ……46
Figure II.15. Les SRR proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative……47
Figure II.16. (a) Exemple de la perméabilité d'un réseau de SRR, la perméabilité (partie réelle) devient négative à environ 8.5 GHz. (b) La permittivité (partie réelle) reste toujours positive……48
Figure II.17. La structure proposée par D. Smith qui combine les fils minces et les SRR pour avoir un milieu doublement négatif (métamatériaux) ……..49
Figure II.18. Exemple de la permittivité et de la perméabilité d'un réseau constitué de fils minces et de

SRR, on observe l'existence d'une bande de fréquences entre 8.5 et 9 GHz où les deux sont négatives……49
Figure II.19. Modèle de tronçon de ligne classique (main droite) avec pertes……50
Figure II.20. Modèles de tronçons de ligne duale (main gauche) avec pertes. L_L C_L……..51
Figure II.21. Diagrammes de dispersion correspondant aux deux cas idéaux de lignes main gauche et de ligne main droite……52
Figure II.22. Modèles de tronçons de ligne CRLH……52
Figure II.23. Diagramme de dispersion correspondant à une ligne CRLH, si $\omega_1 \neq \omega_2$ nous avons un cas non équilibré (présence d'une bande interdite), si $\omega_1 = \omega_2$ nous avons un cas équilibré……..53
Figure II.24. (a) Cas de la lentille classique, (b) Résolution de l'image est mauvaise, (c) Cas de la super lentille, (d) Résolution de l'mage est meilleure……54
Figure II.25. Principe du Cloaking, les rayons contourent la sphère (objet) et se reconstruisent en avel, un observateur en aval ne voit pas l'objet.…… ……..55

CHAPITRE III

Figure III.1. Structure d'un guide SIW sans transition……..60
Figure III.2. Résultats de simulation de SIW sans transition……..61
Figure III.3. Vue géométrique et paramètres de la ligne micro-ruban à 2 fentes……63
Figure III.4. Géométrie de la transition microruban-SIW avec fentes d'adaptation d'impédance pour le filtre SIW……63
Figure III.5. Résultats de simulation de SIW avec ligne micro-ruban……64
Figure III.6. Distribution du champ électromagnétique montrant la propagation fluide à travers la transition à fentes ……65
Figure III.7. Configuration géométrique d'une cellule résonante élémentaire de type C-HMC ……..……..66
Figure III.8. Vue géométrique du filtre SIW configuré avec deux cellules C-HMC en cascade sous CST Studio Suite……67
Figure III.9. Résultats de simulation du filtre SIW à 2 cellules C-HMC……67
Figure III.10. Distribution du champ électrique à la fréquence de résonance (3,65 GHz) ……..68
Figure III.11. Vue géométrique du filtre SIW à 4 cellules C-HMC……69
Figure III.12. Résultat de simulation du filtre SIW à 4 cellules C-HMC……69
Figure III.13. Distribution du champ électrique à la fréquence de résonance du filtre à quatre cellules C-HMC ……...70
Figure III.14. Caractéristiques effectives extraites du filtre SIW à 4 cellules C-HMC……..71
Figure III.15. Vue géométrique du guide HMSIW brut sans cellules……72
Figure III.16. Résultat de simulation du guide HMSIW brut sans cellules……72
Figure III.17. Cartographie du champ électrique dans la structure HMSIW……..73
Figure III.18. Vue géométrique du filtre métamatériau miniaturisé en technologie HMSIW ……73
Figure III.19. Résultat de simulation du filtre métamatériau en technologie HMSIW……..74
Figure III.20. Distribution du champ électrique montrant l'effet de blocage dans le guide HMSIW ……..…….. 75
Figure III.21. Caractéristiques effectives extraites du guide HMSIW……76

Liste des tableaux

CHAPITRE III

Tableau III.1. Paramètres du guide d'onde SIW sans transition…….59
Tableau III.2. Paramètres de la ligne micro-ruban avec ses 4 fentes……62
Tableau III.3. Dimensions de cellule C-HMC……66

Liste des abréviations

5G	Cinquième génération des réseaux mobiles.
CPW	(*Coplanar Waveguide*) : Guide d'onde coplanaire.
CPS	(*Coplanar Stripline*) : Ligne coplanaire bifilaire.
DSP	(*Digital Signal Processor*) : Processeur de traitement numérique du signal.
IoT	(*Internet of Things*) : Internet des objets.
LNA	(*Low Noise Amplifier*) : Amplificateur à faible bruit.
LTCC	(*Low-Temperature Cofired Ceramic*) : Céramique co-frittée à basse température.
MIC	(*Microwave Integrated Circuit*) : Circuit micro-onde intégré.
MMIC	(*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) : Circuit micro-onde monolithique intégré.
PCB	(*Printed Circuit Board*) : Circuit imprimé.
Q	Facteur de qualité.
RCS	(*Radar Cross Section*) : Section efficace radar.
RF	(*Radio Frequency*) : Radiofréquence.
RX-IF	(*Intermediate Frequency Receiver Filter*) : Filtre de fréquence intermédiaire de réception.
RX-RF	(*Radio Frequency Receiver Filter*) : Filtre radiofréquence de réception.
S_{11}	Coefficient de réflexion.
S_{21}	Coefficient de transmission.
SAW	(*Surface Acoustic Wave*) : Onde acoustique de surface.
SIW	(*Substrate Integrated Waveguide*) : Guide d'onde intégré au substrat.
TE	(*Transverse Electric*) : Mode transverse électrique.
TE_{10}	Mode transverse électrique dominant.
TE_{mn}	Mode transverse électrique d'indices *m* et *n*.
TM	(*Transverse Magnetic*) : Mode transverse magnétique.
TM_{mn}	Mode transverse magnétique d'indices *m* et *n*.
UHF	(*Ultra High Frequency*) : Ultra haute fréquence.
Wi-Fi	(*Wireless Fidelity*) : Réseau local sans fil.

Introduction générale

L'évolution rapide des technologies de communication sans fil, des systèmes radar, des communications satellitaires, de la 5G et de l'Internet des objets (IoT) a engendré un besoin croissant en composants hyperfréquences performants, compacts et facilement intégrables.

Dans ce contexte, les filtres micro-ondes occupent une place essentielle puisqu'ils permettent de sélectionner les bandes de fréquences utiles et de rejeter les signaux indésirables, contribuant ainsi à l'amélioration de la qualité des communications et à la réduction des interférences. La conception de filtres performants aux fréquences micro-ondes et millimétriques représente toutefois un défi important. Les technologies planaires conventionnelles, telles que les lignes micro-rubans et coplanaires, offrent une grande facilité d'intégration mais présentent des limitations liées aux pertes de rayonnement et aux pertes diélectriques. À l'inverse, les guides d'ondes métalliques possèdent d'excellentes performances électromagnétiques, mais leur encombrement et leur coût de fabrication demeurent élevés.

Afin de concilier ces avantages, la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (Substrate Integrated Waveguide - SIW) a émergé comme une solution particulièrement prometteuse. Elle combine les faibles pertes, le facteur de qualité élevé et la bonne tenue en puissance des guides d'ondes classiques avec la compacité, la légèreté et la facilité d'intégration des circuits planaires. Grâce à ces caractéristiques, la technologie SIW est aujourd'hui largement utilisée dans la réalisation de filtres, antennes, coupleurs et autres dispositifs hyperfréquences.

Parallèlement, les métamatériaux ont suscité un intérêt croissant en raison de leurs propriétés électromagnétiques particulières, inexistantes dans les matériaux naturels. Leur intégration dans les structures SIW ouvre de nouvelles perspectives pour la miniaturisation des composants et l'amélioration de leurs performances, notamment en termes de sélectivité et de bande passante. Dans ce cadre, ce mémoire porte sur l'étude, la conception et la simulation de structures basées sur la technologie SIW destinées aux applications micro-ondes. L'objectif principal est d'analyser leurs caractéristiques électromagnétiques et d'optimiser leurs performances en termes de fréquence de fonctionnement, de bande passante, de sélectivité et de pertes d'insertion.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres. Le premier chapitre présente les notions fondamentales de la technologie SIW, notamment ses principes de fonctionnement, ses avantages et ses domaines d'application. Le deuxième chapitre est consacré aux filtres micro-ondes, à leurs caractéristiques, à leurs méthodes de synthèse, ainsi qu'à une introduction aux métamatériaux. Enfin, le troisième chapitre décrit la conception et la simulation des structures SIW intégrant des métamatériaux, ainsi que l'analyse et la discussion des résultats obtenus.

Ce travail met ainsi en évidence l'intérêt de la technologie SIW et des métamatériaux dans le développement de dispositifs micro-ondes performants répondant aux exigences des systèmes de communication modernes.

CHAPITRE I

État de l'art de la technologie SIW

I.1 Introduction

L'évolution des systèmes de communication RF, micro-ondes et sans fil s'accompagne d'une demande croissante en termes de débit de transmission et de performances. Dans ce contexte, l'utilisation de substrats diélectriques à faibles pertes, compatibles avec une intégration élevée et des procédés de fabrication économiques, devient essentielle. La technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) constitue une solution particulièrement attractive pour répondre à ces contraintes.

Cette technologie a fait l'objet d'un intérêt considérable dans le domaine des circuits micro-ondes intégrés. Une structure SIW est obtenue par l'insertion de deux rangées parallèles de vias métallisés au sein d'un substrat diélectrique, permettant de reproduire la distribution des champs électromagnétiques d'un guide d'ondes rectangulaire classique. Elle combine ainsi les performances des guides d'ondes conventionnels avec les avantages des technologies planaires, tels qu'un faible coût de fabrication, un facteur de qualité élevé et une intégration aisée dans les circuits fonctionnant dans la bande S [1].

I.2 Problématique

L'évolution rapide des systèmes de communication sans fil et des applications micro-ondes a entraîné une demande croissante en dispositifs compacts, performants et économiquement viables. Les systèmes opérant dans la bande S, largement utilisés dans les domaines des communications sans fil, des radars et des applications satellitaires, nécessitent des composants présentant de faibles pertes, une grande fiabilité et une intégration aisée avec les circuits planaires.

Les guides d'ondes métalliques conventionnels offrent d'excellentes performances en termes de propagation et de facteur de qualité. Cependant, leur volume important, leur poids élevé et leur difficulté d'intégration avec les technologies planaires constituent des limitations majeures pour la réalisation de systèmes miniaturisés.

Dans ce contexte, la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (Substrate Integrated Waveguide, SIW) apparaît comme une solution particulièrement prometteuse. Cette technologie combine les avantages des guides d'ondes conventionnels, tels que les faibles pertes et le facteur de qualité élevé, avec ceux des circuits imprimés planaires, notamment la compacité, la facilité de fabrication et le faible coût de réalisation.

Les progrès réalisés dans l'analyse et la maîtrise des structures SIW ont favorisé leur utilisation dans la conception de nombreux composants passifs et actifs à hautes performances, tels que les filtres, les coupleurs directionnels, les diviseurs de puissance et les antennes. Ces caractéristiques font du SIW une technologie particulièrement adaptée aux dispositifs micro-ondes opérant dans la bande S.

En général, un guide d'ondes intégré au substrat peut être considéré comme un guide d'ondes rectangulaire synthétisé dans un substrat diélectrique et confiné entre deux plans métalliques. Deux rangées périodiques de vias métallisés assurent la continuité électrique entre les plans conducteurs et reproduisent le comportement électromagnétique d'un guide d'ondes rectangulaire classique [2].

I.3 Généralités sur les guides d'ondes

Un guide d'ondes est un dispositif conçu pour diriger les ondes électromagnétiques ou acoustiques. Selon ses dimensions, il peut être monomode, ne permettant la propagation que d'un seul mode, ou multimode, capable de supporter plusieurs modes de propagation [3].

Le principe de fonctionnement repose sur un concept simple : en espace libre, la lumière se propage dans toutes les directions. Toutefois, de nombreuses applications nécessitent de canaliser l'onde dans une direction bien définie tout en conservant sa puissance. L'utilisation d'un guide d'ondes devient alors indispensable. Le confinement de l'onde à l'intérieur du guide est assuré par le phénomène de réflexion totale, résultant de la différence d'indice de réfraction entre le cœur et la gaine, ce dernier étant plus élevé. Ce principe demeure également valable pour la propagation des ondes électromagnétiques à l'intérieur des guides métalliques [4].

I.3.1 Les types des guides d'ondes

Il existe plusieurs types de guides électromagnétiques, en fonction des fréquences à transmettre, tels que :

I.3.1.1 Les guides d'ondes planaires (guide plan)

Le guide d'ondes est constitué de deux plaques conductrices parallèles. Les conditions aux limites imposent que le champ électrique soit perpendiculaire aux plans définis par x=0 et x=a [4].

I.3.1.2 Guide d'ondes acoustiques

Est une structure physique destinée à diriger la propagation des ondes sonores. Le canal de propagation se comporte de manière analogue à une ligne de transmission et contient un milieu matériel assurant la propagation du son, tel que l'air [4].

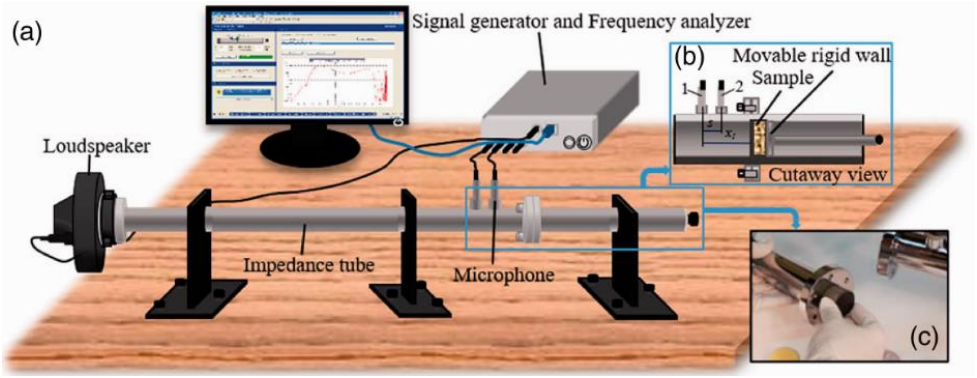


Figure I.19. Guide d'onde acoustique

I.3.1.3 Les guides d'ondes métalliques

Il s'agit de tubes métalliques à section rectangulaire ou circulaire, généralement remplis d'air. En raison de leurs dimensions transversales comparables à la longueur d'onde, leur utilisation est limitée au domaine des micro-ondes, notamment pour des fréquences comprises entre 3 GHz et 90 GHz [5,6].

Dans ce chapitre, l'attention sera portée sur les guides métalliques.

I.3.1.3.1 Les guides rectangulaires

Le guide d'ondes rectangulaire constitue l'un des premiers supports de transmission développés pour l'acheminement des signaux hyperfréquences. De nombreux composants associés, tels que les coupleurs, les détecteurs et les atténuateurs, sont disponibles dans le commerce pour des gammes de fréquences s'étendant d'environ 1 GHz à plus de 220 GHz. Malgré la tendance actuelle à la miniaturisation des circuits hyperfréquences, les guides rectangulaires restent largement employés grâce à leur aptitude à transmettre des niveaux de puissance élevés.

Un guide métallique rectangulaire est un guide fermé constitué d'un seul conducteur et ne peut propager l'énergie électromagnétique qu'au-dessus d'une certaine fréquence appelée fréquence de coupure. Un guide d'onde fermé de section homogène peut propager un nombre infini de modes, chaque mode étant associé à une constante de propagation caractérisant sa vitesse de phase. Il est généralement utilisé pour alimenter des antennes et des radars, mais peut

également servir de résonateur ou de filtre. Cette structure peut être appliquée à des fréquences très élevées, allant de quelques gigahertz à plusieurs centaines de gigahertz, avec des pertes très faibles limitées aux pertes dans les conducteurs [4,7].

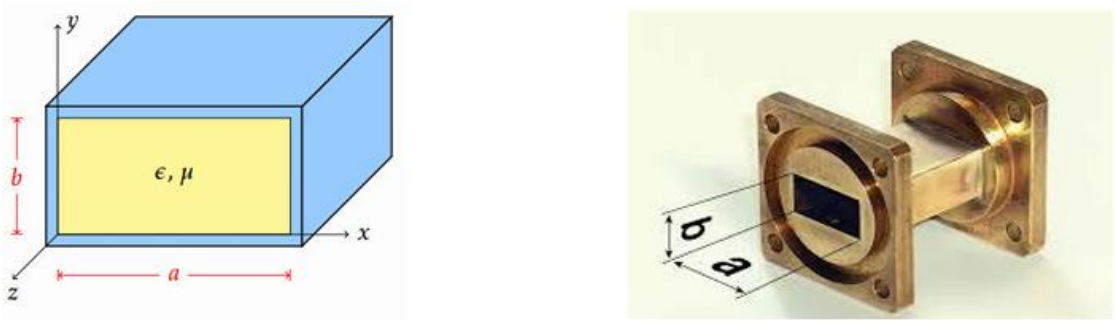


Figure I.20. Structure de guide d'onde rectangulaire [8]

I.3.1.3.2 Les guides d'ondes circulaires

Le guide d'ondes à section circulaire présente, en principe, les pertes les plus faibles. Il permet également de transmettre simultanément deux signaux de polarisation orthogonales au sein d'un même conduit. Cependant, le contrôle nécessaire pour maintenir les champs électrique et magnétique parfaitement perpendiculaires demeure particulièrement délicat. Pour cette raison, on privilégie généralement l'usage de guides rectangulaires ou elliptiques [9].

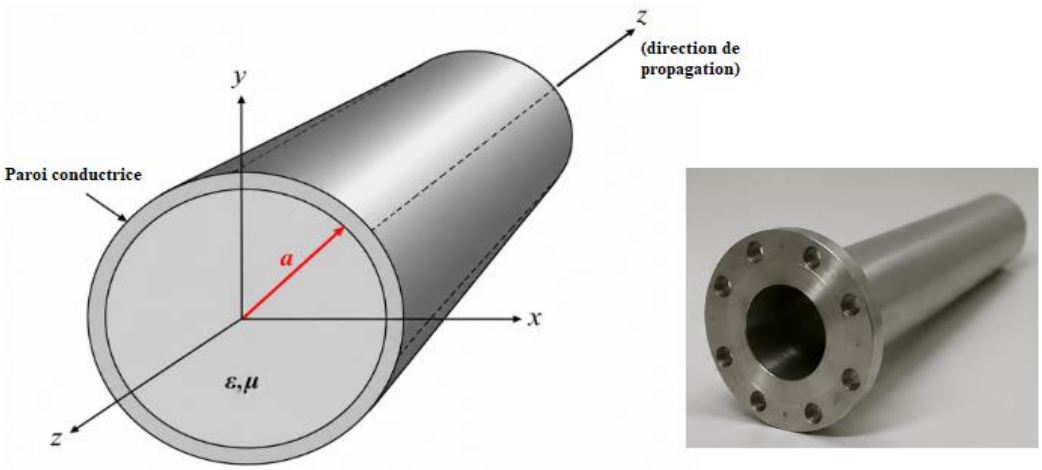


Figure I.21. Guide d'onde circulaire

I.3.2 Propagation des ondes électromagnétiques

I.3.2.1 Équations de Maxwell

La propagation des ondes électromagnétiques dans les structures guidées (guides d'ondes, lignes planaires, SIW, etc.) est décrite par les équations de Maxwell, qui relient les champs électrique E et magnétique H aux sources électriques (charges et courants). [10-11]

En forme différentielle, elles s'écrivent :

- Loi de Gauss (électrique) [10-12] :

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \tag{I.1}$$

Les charges ρ sont la source du champ électrique.

- Loi de Faraday [10-12] :

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \tag{I.2}$$

Un champ magnétique variable génère un champ électrique induit.

- Loi de Gauss (magnétique) [10-11] :

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \tag{I.3}$$

Il n'existe pas de monopôle magnétique.

- Loi d'Ampère-Maxwell [10-12] :

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \tag{I.4}$$

Le champ magnétique est dû aux courants J et au courant de déplacement.

Dans un milieu linéaire, on utilise les relations constitutives [10] :

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E}, \qquad \mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \tag{I.5}$$

En régime sinusoïdal ($e^{j\omega t}$), les équations se simplifient et permettent de dériver l'équation d'onde, base de l'étude des modes de propagation (TE/TM) et des fréquences de coupure dans les guides d'onde et les structures SIW.

I.3.2.2 Modes TE et TM dans l'approche du guide rectangulaire équivalent au SIW

Dans l'analyse du SIW, on assimile fréquemment la structure à un guide d'ondes rectangulaire équivalent pour décrire la propagation des modes. Les solutions modales s'obtiennent à partir des équations de Maxwell, en supposant une propagation suivante l'axe z et des champs variant selon $e^{-j\beta z}$ [13-14]. On introduit le nombre d'onde dans le milieu $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ et le nombre d'onde de coupure k_c, liés par la relation de dispersion [13-15] :

$$\beta^2 = k^2 - k_c^2 \tag{I.6}$$

Ainsi, un mode est propagatif si β est réel (donc $k > k_c$), tandis qu'il devient évanescent lorsque β est imaginaire (donc $k < k_c$).

Dans un guide rectangulaire de dimensions $a \times b$, le nombre d'onde de coupure associé aux indices modaux (m, n) s'écrit [13-15] :

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

Cette expression servira à relier les dimensions équivalentes du SIW aux conditions de propagation.

I.3.2.2.1 Propagation des modes TE_{mn}

Les modes TE (Transverse Electric) sont définis par l'annulation de la composante longitudinale du champ électrique [13] :

$$E_z = 0 \text{ et } H_z \neq 0 \quad \text{(I.8)}$$

Dans ce cas, la composante $H_z(x, y)$ vérifie une équation d'onde transverse de type Helmholtz [10-13] :

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + k_c^2 H_z = 0 \quad \text{(I.9)}$$

Sous les conditions aux limites imposées par les parois conductrices, la solution se met sous la forme séparée [13-15] :

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

(la dépendance selon z étant portée par le terme $e^{-j\beta z}$).

À partir de H_z, les composantes transverses des champs s'expriment analytiquement. En particulier, on obtient des champs électriques transverses proportionnels à $\omega\mu$ et au facteur $\frac{1}{k_c^2}$, avec des distributions en sin et cos selon x et y. Une écriture équivalente à celle montrée dans la figure conduit typiquement à [13-15]:

$$E_x(x, y) \propto cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right), \qquad E_y(x, y) \propto sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad \text{(I.11)}$$

Et les composantes magnétiques transverses H_x et H_y présentent des répartitions similaires, avec dépendance en β (ou γ selon la notation employée).

I.3.2.2.2 Propagation des modes TM_{mn}

Les modes TM (Transverse Magnetic) sont caractérisés par [13]:

$$H_z = 0 \qquad \text{et} \qquad E_z \neq 0 \tag{I.12}$$

Dans ce cas, c'est la composante longitudinale $E_z(x, y)$ qui satisfait l'équation de Helmholtz transverse [10-13] :

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + k_c^2 E_z = 0 \tag{I.13}$$

Avec les conditions aux limites conductrices, la solution correspondante prend la forme [13-15] :

$$E_z(x, y) = E_0 sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.14}$$

Cette forme (sin-sin) indique que, pour les modes TM, les indices m et n sont généralement non nuls, contrairement au cas TE où l'un des indices peut être nul.

Les autres composantes du champ (E_x, E_y, H_x, H_y) se déduisent ensuite de E_z et des équations de Maxwell. Elles dépendent notamment de k_c, de k et du terme longitudinal $e^{-j\beta z}$, tout en conservant une structure sinusoïdale selon x et y.

I.3.2.2.3 Intérêt pour la conception SIW

L'utilisation de ces expressions modales dans le cadre du SIW est particulièrement utile pour :

- Identifier le mode dominant (souvent assimilé au TE_{10} dans l'équivalent rectangulaire),
- Positionner la bande de fonctionnement afin de rester dans un régime proche du monomode (mode fondamental propagatif, modes supérieurs au-delà de la bande utile),
- Relier la géométrie équivalente (a, b) aux conditions de propagation via k_c et β.

I.4 Technologie planaire

Face aux contraintes de miniaturisation et de réduction du poids imposées par les nouvelles applications, les concepteurs de filtres se sont orientés vers les technologies planaires. Ces dernières offrent plusieurs avantages, notamment une grande flexibilité de conception et d'ajustement, ainsi qu'un coût de fabrication réduit [16].

I.4.1 Ligne micro-ruban (microstrip)

La ligne micro-ruban (Figure I.4) la technologie la plus répandue parmi les différentes lignes de transmission planaires. Elle se distingue par sa simplicité de conception, sa facilité de fabrication ainsi que son intégration aisée dans les circuits micro-ondes. Sa structure, illustrée à la figure I.5, est constituée d'un ruban métallique de largeur W déposé sur un substrat diélectrique d'épaisseur h et de permittivité relative ε_r. La face inférieure du substrat, entièrement métallisée, joue le rôle de plan de masse.

La ligne micro-ruban permet de réaliser une large plage d'impédances caractéristiques. Pour une permittivité donnée, cette impédance dépend principalement du rapport W/h. Le mode principal se propageant dans cette structure est un mode hybride. Toutefois, les composantes longitudinales E_z et H_z étant faibles devant les composantes transversales E_t et H_t, le mode dominant est généralement assimilé à un mode quasi-TEM. Les équations régissant le fonctionnement de ces lignes ont été développées à l'aide de diverses méthodes analytiques et numériques [17].

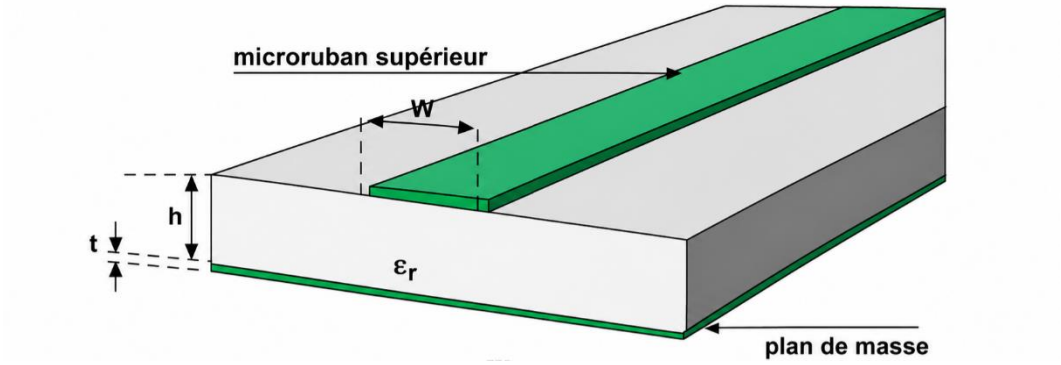


Figure I.22. Structure de la ligne micro-ruban [18]

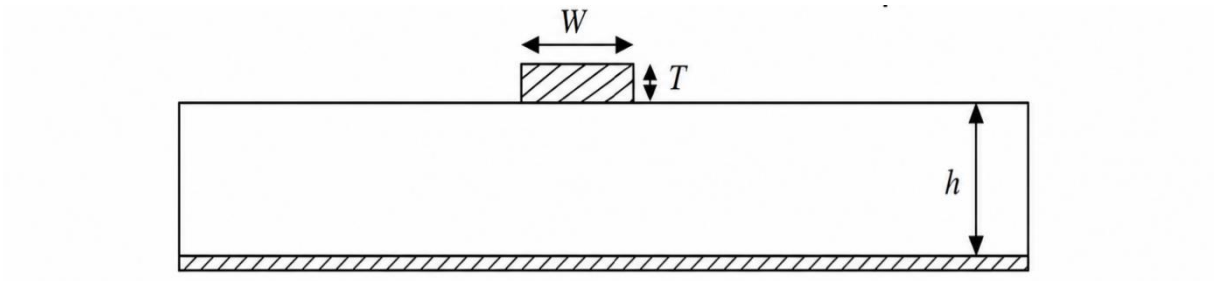


Figure I.23. Coupe transverse d'une ligne micro-ruban [16]

I.4.2 La technologie guide d'onde coplanaire

La technologie du guide d'onde coplanaire, connue sous le nom de CPW (Coplanar Waveguide), est composée d'un conducteur métallique central de largeur, entouré de deux plans de masse de largeur, tous placés sur la même face du substrat (Figure I.6). Ces conducteurs sont séparés par deux espaces identiques de largeur.

Grâce à la symétrie de cette structure, deux modes de propagation peuvent apparaître : le mode TEM et le mode quasi-TE. Cette configuration présente l'avantage de regrouper l'ensemble des conducteurs sur une seule face du substrat, ce qui élimine le besoin de réaliser des trous métallisés et facilite ainsi l'intégration ainsi que l'interconnexion des composants [17].

Par ailleurs, contrairement à la ligne microruban, les performances des lignes CPW dépendent peu de l'épaisseur du substrat. Toutefois, les bibliothèques de modèles dédiées à cette technologie restent limitées. Parmi ses inconvénients, on note également la nécessité d'utiliser des ponts à air lors de la réalisation de certaines jonctions afin d'assurer la connexion entre les plans de masse [10].

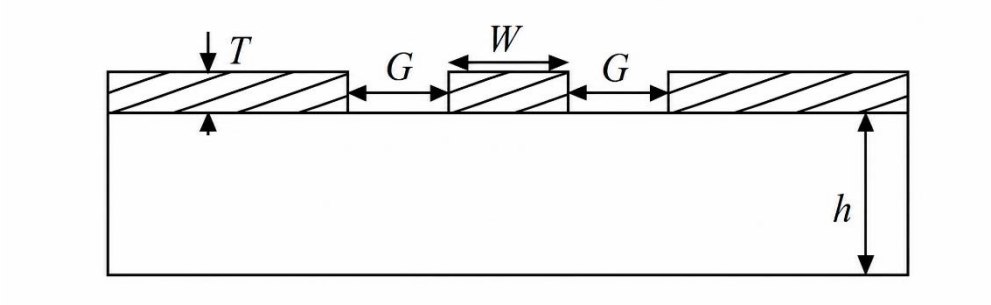


Figure I.24. Coupe transverse d'une ligne CPW [16]

I.4.3 La technologie CPS

La technologie Coplanar Stripline (CPS) suscite un grand intérêt dans la conception des circuits intégrés radiofréquences. La structure d'une ligne CPS, illustrée à la figure 6, peut être considérée comme la configuration duale du guide d'onde coplanaire (CPW).

Grâce au positionnement des deux bandes conductrices sur une même face du substrat, la ligne CPS bénéficie des mêmes avantages que la technologie CPW, notamment la simplicité d'intégration des composants en série ou en parallèle. Cette configuration permet également d'éviter l'utilisation de trous métallisés pour assurer la connexion au plan de masse [17].

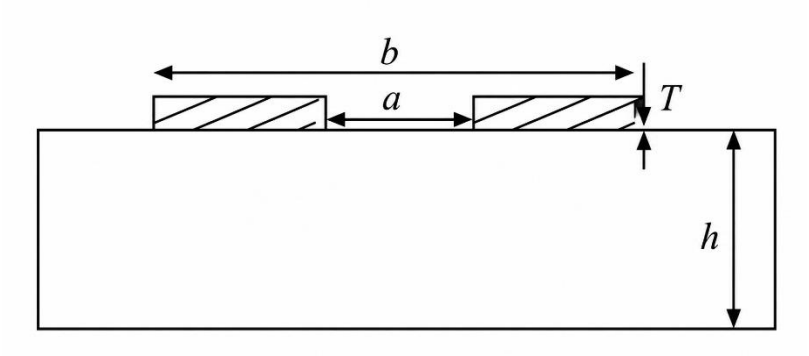


Figure I.25. Coupe transverse d'une ligne CPS [16]

I.4.4 La technologie ligne à fente ou slotline

La structure d'une ligne à fente (Slotline), représentée sur la figure I.8, est constituée d'un substrat comportant une fente réalisée dans la métallisation d'une seule face. Cette configuration planaire est particulièrement adaptée à l'intégration des circuits.

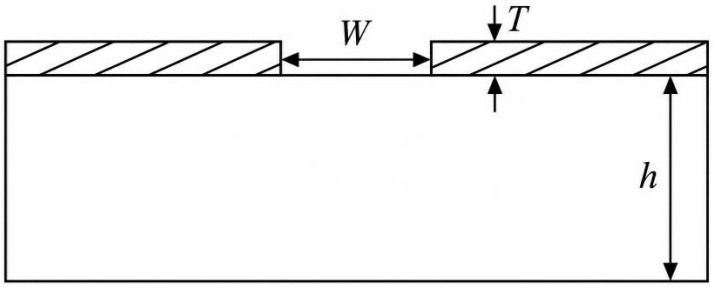


Figure I.26. Coupe transverse d'une ligne slotline [16]

Dans ce type de ligne, le mode de propagation dominant est principalement de type TE. La technologie Slotline présente plusieurs avantages, notamment une grande flexibilité pour l'intégration des composants en série et en parallèle, une large plage de valeurs d'impédances caractéristiques ainsi qu'une réduction du couplage entre les lignes, ce qui améliore l'intégration globale du circuit.

Cependant, cette structure présente également un inconvénient majeur lié à une forte dispersion aux hautes fréquences [16].

I.4.5 La technologie multi-couche

La technologie LTCC (Low-Temperature Cofired Ceramic) est une technologie récente reposant sur l'empilement de fines couches diélectriques associées à des conducteurs

métalliques [19,20]. Elle permet la réalisation de structures céramiques multicouches dans lesquelles les différents niveaux de métallisation sont interconnectés par des trous métallisés. Cette approche offre une grande flexibilité de conception et d'intégration, tout en répondant aux exigences de miniaturisation et de réduction des pertes liées aux interconnexions.

La technologie LTCC permet également la fabrication de composants passifs discrets tels que les inductances, résistances et capacités en technologie microruban, ainsi que de filtres planaires. Elle facilite aussi l'intégration de modules actifs utilisant la technologie MMIC.

Concernant les performances électriques, cette technologie présente toutefois certaines limitations, notamment au niveau du réglage précis de la fréquence centrale des filtres. En pratique, les tolérances de fabrication restent importantes, ce qui rend difficile le contrôle exact des dimensions des gaps lors de la réalisation, particulièrement aux fréquences millimétriques. Malgré cela, les principaux atouts de la technologie LTCC résident dans ses coûts de production relativement faibles et dans son excellente capacité d'intégration dans les environnements MMIC.

Ainsi, cette partie a permis de présenter les principales technologies planaires utilisées dans le domaine du filtrage micro-onde. Ces technologies peuvent être associées à différentes topologies qui seront décrites par la suite [16].

I.5 Technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW

Avec l'évolution rapide des systèmes hyperfréquences, les besoins en intégration, en performances élevées et en réduction des coûts de fabrication deviennent de plus en plus importants. Le choix de la technologie de guidage joue ainsi un rôle essentiel dans la conception de ces systèmes. Bien que les technologies conventionnelles offrent des performances satisfaisantes, elles rencontrent souvent des limitations en termes de compacité et de compatibilité avec les techniques de réalisation planaire. Dans ce cadre, le développement de solutions innovantes permettant d'associer les avantages des guides d'ondes métalliques traditionnels à ceux des circuits imprimés s'impose comme une nécessité.

Parmi les solutions proposées dans la littérature, la technologie du guide d'ondes intégré au substrat (Substrate Integrated Waveguide – SIW) s'impose comme une alternative particulièrement prometteuse [21,22]. Elle offre un excellent compromis entre intégration, facilité de fabrication et performances électromagnétiques, ce qui explique l'intérêt important qu'elle suscite dans la conception des dispositifs et systèmes opérant aux fréquences élevées.

I.5.1 Définition du SIW

Le guide d'ondes intégré au substrat (SIW) est une structure de type guide d'onde rectangulaire réalisée dans un substrat diélectrique planair. Il est formé de deux plaques métalliques parallèles séparées par un diélectrique, tandis que les parois latérales sont synthétisées par deux rangées de trous métallisés (vias) assurant la connexion électrique entre les métallisations supérieure et inférieure [23,24]. Cette architecture permet de reproduire le comportement électromagnétique d'un guide d'onde rectangulaire classique, notamment la propagation du mode fondamental TE_{10} [24], tout en restant compatible avec les technologies planaires telles que les circuits imprimés (PCB) ou la technologie LTCC [25].

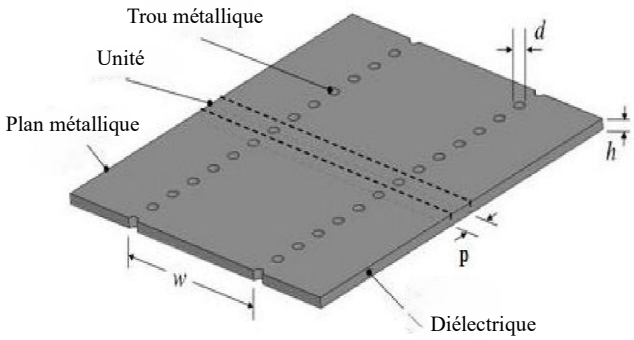


Figure I.27. Géométrie de SIW [25]

Le principe de base du SIW consiste à intégrer un guide d'onde volumique dans une plateforme planaire. Les vias jouent le rôle de parois conductrices équivalentes qui confinent les champs électromagnétiques à l'intérieur de la structure. Malgré la présence d'espaces entre ces trous métallisés, les fuites par rayonnement peuvent être rendues négligeables lorsque leur espacement est suffisamment faible. Toutefois, l'atténuation globale peut être légèrement supérieure à celle d'un guide d'onde creux en raison des pertes introduites par le diélectrique [24].

I.5.2 Topologie de la technologie SIW

I.5.2.1 Structure du SIW

Les structures SIW possèdent un comportement de propagation très proche de celui des guides d'ondes rectangulaires métalliques, à condition que l'espacement entre les vias métallisés soit suffisamment faible et que les pertes par rayonnement restent négligeables (Figure I.10). Dans ces conditions, les modes propagés dans le SIW correspondent pratiquement à une partie des modes du guide rectangulaire classique, notamment les modes TEn0 avec $n =$

1,2, ... En revanche, les modes TM ne peuvent pas se propager dans une structure SIW à cause des intervalles existant entre les vias métalliques. En effet, les champs magnétiques transverses génèrent des courants de surface longitudinaux qui rayonnent fortement à travers ces ouvertures, empêchant ainsi la propagation de ces modes [26]. Le mode dominant du SIW est équivalent au mode TE10 du guide d'onde rectangulaire conventionnel (Figure I.10) et se caractérise par une distribution verticale de la densité du courant électrique le long des parois latérales [25].

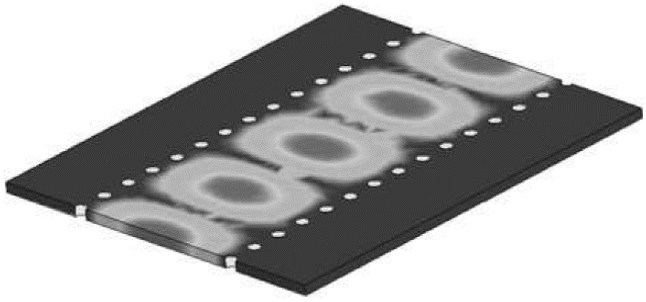


Figure I.28. Représentation de l'amplitude du vecteur modal du champ électrique du mode fondamental du SIW [25]

I.5.2.2 Types des structures du SIW

Les principaux paramètres électromagnétiques du guide d'onde rectangulaire opérant en mode TEmn se retrouvent également dans les structures SIW pour les mêmes modes de propagation. Parmi ces paramètres figurent notamment la fréquence de coupure, la vitesse de phase, l'impédance TE ainsi que la vitesse de groupe. De manière similaire au guide d'onde rectangulaire classique, le SIW fonctionne en régime monomode lorsque la fréquence de fonctionnement se situe entre les fréquences de coupure des modes TE_{10} et TE_{20}. Cette plage de fonctionnement est généralement privilégiée, car elle garantit les meilleures performances du guide. En dessous de la fréquence de coupure du mode TE_{10} aucune propagation n'est possible. À l'inverse, lorsque la fréquence dépasse celle du mode TE_{20} plusieurs modes peuvent se propager simultanément, ce qui peut engendrer des effets de dispersion et de distorsion du signal transmis.

Ainsi, la bande de fonctionnement du SIW est généralement limitée à l'intervalle de fréquences situé entre $f_{c_{10}}$ et $f_{c_{20}}$, garantissant un comportement optimal du guide.

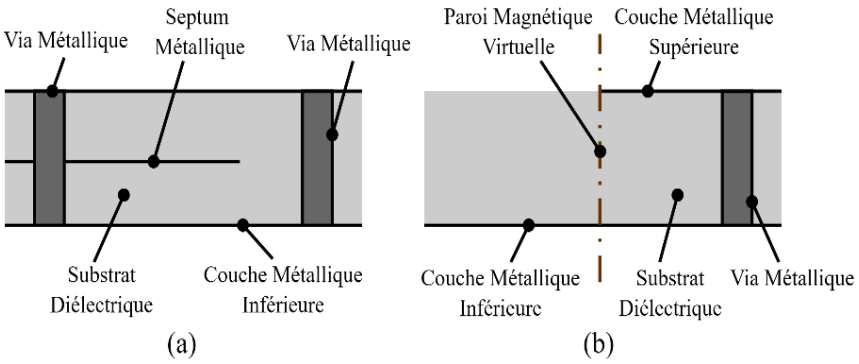


Figure I.29. Différant topologies du SIW [25]

Par ailleurs, différentes topologies ont été proposées afin d'améliorer la structure du SIW en termes de compacité et d'élargissement de la bande passante. Une configuration de SIW plié a été présentée dans [26] ; elle consiste à insérer un troisième plan métallique entre les plans supérieur et inférieur, en contact avec une seule rangée de vias métalliques. Cette approche permet une réduction significative des dimensions, au prix toutefois d'une augmentation des pertes**.** Dans [27]**,** le concept de SIW demi-mode a été introduit, offrant une diminution d'environ la moitié de la taille du guide d'onde [28]**.** Ces différentes structures sont illustrées à la figure I.11.

I.5.3 Principaux paramètres géométriques du guide SIW

La conception d'un Substrate Integrated Waveguide (SIW) repose sur un compromis entre trois exigences, **(i)** assurer un confinement efficace du champ électromagnétique, **(ii)** réduire l'atténuation (pertes diélectriques, pertes ohmiques et pertes par rayonnement), **(iii)** respecter les limites de fabrication des procédés de circuits imprimés (perçage, métallisation des vias, tolérances, etc.) [29].

I.5.3.1 Paramètres des guides d'ondes intégrés au substrat

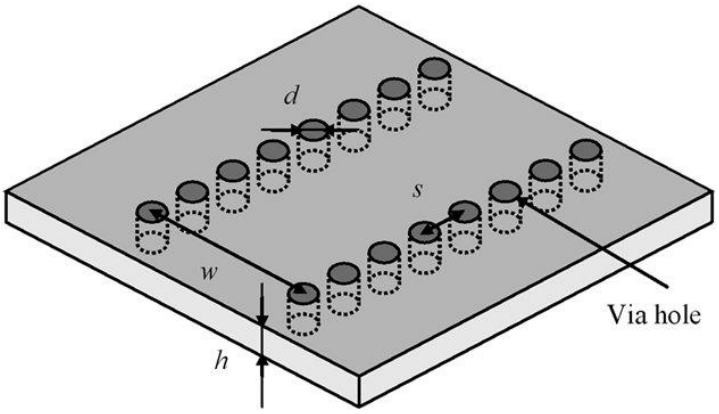


Figure I.30. Paramètre du SIW

L'ensemble des paramètres géométriques utilisés pour définir une structure SIW (Figure I.12) peut être déterminé à partir d'un guide rectangulaire équivalent. Cette équivalence permet de relier la géométrie du SIW à la largeur a du guide rectangulaire qui présenterait la même fréquence de coupure en mode fondamental TE_{10}.

La structure SIW est réalisée par deux rangées de trous métallisés (vias) servant de parois conductrices latérales. Les paramètres principaux (Figure I.12) sont :

d: diamètre des vias,

p: distance (pas) centre-à-centre entre deux vias consécutifs sur une même rangée,

h: hauteur (épaisseur) du substrat,

a_s: distance entre les deux rangées de vias,

a_d: largeur effective.

Pour limiter les pertes par rayonnement et conserver un bon confinement du champ, les deux conditions suivantes doivent être respectées :

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \tag{I.15}$$

Où λ_g est la longueur d'onde guidée :

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

Avec :

$$d < p \leq 2d \tag{I.17}$$

Dans un guide d'ondes rectangulaire conventionnel, pour le mode dominant TE_{10}, la fréquence de coupure peut être exprimée par :

$$f_c = \frac{c}{2a} \tag{I.18}$$

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

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{I.19}$$

Enfin, la largeur effective du SIW (distance entre les deux rangées de vias) est donnée par :

$$a_s = a_d + \frac{d^2}{0.95\,p} \tag{I.20}$$

I.5.3.2 Recommandations de conception pour améliorer les performances

Plusieurs éléments influencent directement l'efficacité d'une structure SIW :

- **Choix des dimensions** : la largeur ou la hauteur doit garantir la propagation dans la bande visée et éviter l'excitation de modes supérieurs ; des simulations EM sont souvent nécessaires pour l'optimisation ;
- **Positionnement de la bande utile** : la fréquence de fonctionnement doit rester dans une zone où la propagation demeure monomode ;
- **Substrat** : un matériau à faibles pertes diélectriques limite l'atténuation ; la valeur de ε_r impacte aussi la compacité ;
- **Pertes ohmiques** : la conductivité et la qualité de métallisation des parois (plans de masse et vias) influencent les pertes de conduction ;
- **Rayonnement/fuites** : un mauvais choix de d et s crée des ouvertures "effectives" et accroît les pertes, d'où l'importance des contraintes précédentes ;

I.5.3.3 Fabrication

Une fois la géométrie validée, la réalisation peut être effectuée selon un procédé PCB standard : gravure des couches conductrices, perçage, métallisation des vias, puis finition. Pour des structures plus exigeantes (tolérances serrées, hautes fréquences), des techniques plus avancées (lithographie, procédés chimiques, etc.) peuvent être envisagées afin d'améliorer la précision et les performances [30].

I.5.4 Les avantages de la technologie SIW

Le guide d'ondes intégré au substrat (SIW) conserve l'essentiel des avantages des guides d'ondes métalliques classiques, notamment un facteur de qualité élevé, une bonne tenue en puissance ainsi qu'un blindage électromagnétique intrinsèque. L'un des principaux atouts de cette technologie est sa capacité à intégrer sur un même substrat l'ensemble des composants, qu'il s'agisse d'éléments passifs, de dispositifs actifs ou même d'antennes. Il est également possible d'y intégrer un ou plusieurs circuits intégrés (chipsets). Cette intégration globale élimine la nécessité de transitions entre différentes technologies de fabrication, ce qui contribue à diminuer les pertes ainsi que les effets parasites [25].

I.5.5 Implémentation de la technologie SIW

I.5.5.1 Les circuits

Les circuits intégrés sur substrat (SIC) peuvent être obtenus en associant les structures synthétisées précédemment à d'autres structures planaires ou à différents circuits imprimés, tels que les lignes microrubans, le tout intégré sur un même substrat diélectrique. Cette section propose un rappel des principaux SIC, qu'ils soient actifs ou passifs [31].

- **Circuits passifs basés sur la technologie SIW :**

La technologie SIW a permis l'intégration de la plupart des composants hyperfréquences classiques utilisés dans les circuits passifs. Par rapport aux méthodes traditionnelles de guidage d'ondes, elle offre la possibilité de concevoir des dispositifs plus compacts et facilement intégrables [32]. Parmi ces composants passifs, les filtres ont suscité un intérêt particulier en raison de leur importance dans les systèmes micro-ondes [33].

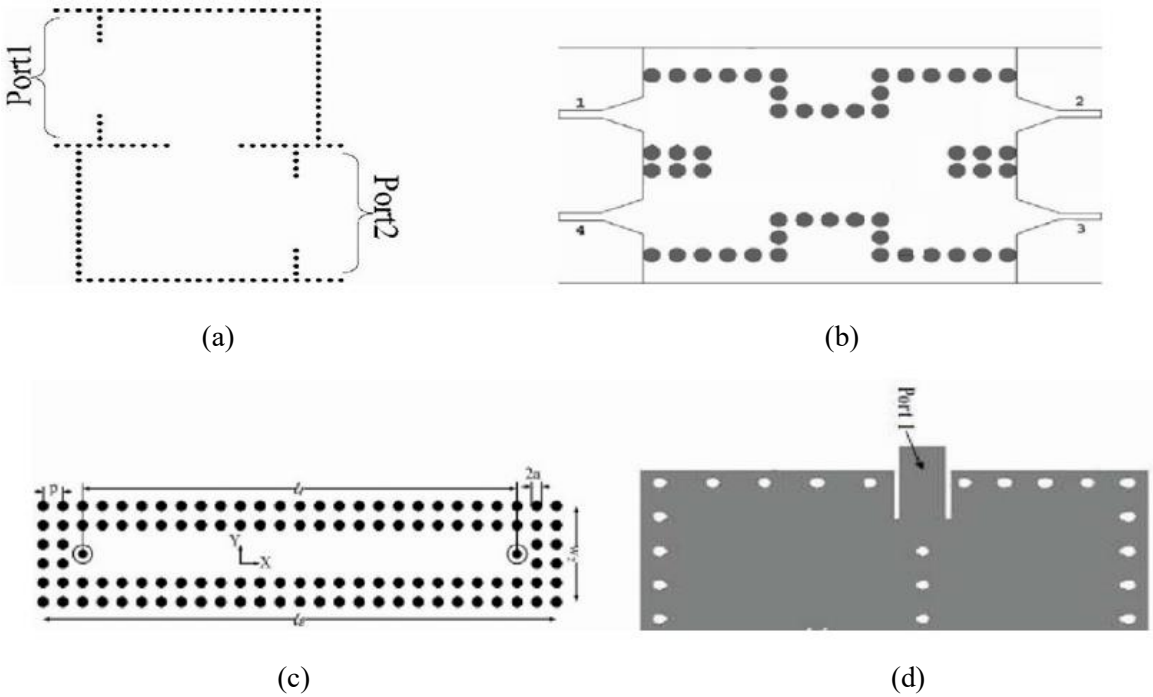
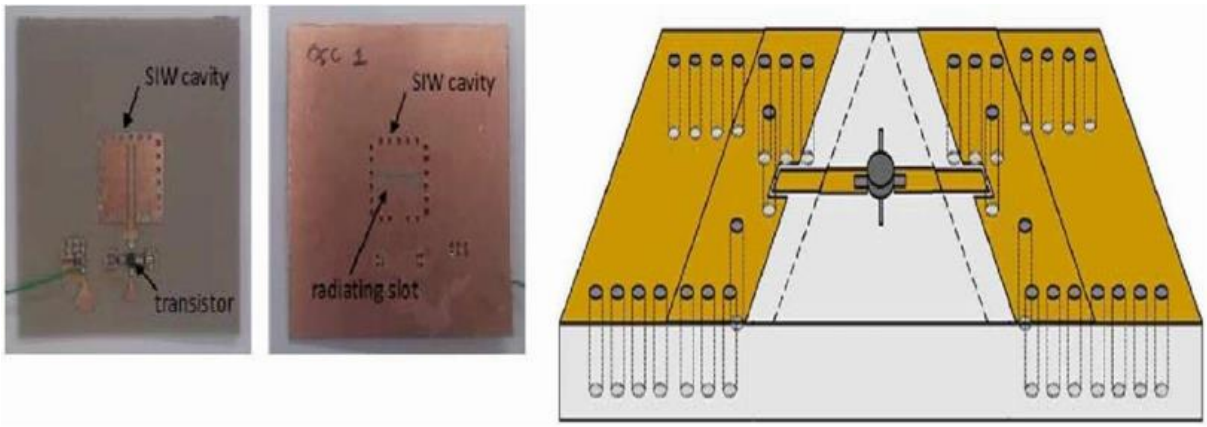


Figure I.31. Exemples des circuits passifs SIW, (a) Filtre passe-bande SIW, (b) Coupleur SIW [34,35], (c) Guide rectangulaire SIW [36], (d) Duplexeur SIW [37]

- **Circuits actifs basés sur la technologie SIW :**

La mise en œuvre de composants actifs en technologie SIW a suscité moins d'intérêt que celle des circuits passifs. Toutefois, cette approche ouvre de nouvelles perspectives de conception. En effet, la conception et l'optimisation des circuits actifs reposent principalement sur l'intégration de dispositifs actifs au sein de structures passives SIW, ainsi que sur leur interconnexion en exploitant les atouts technologiques de cette plateforme, tels que les faibles pertes, la forte isolation et la compacité. Ces caractéristiques permettent d'obtenir de bonnes performances à moindre coût. À titre d'exemple, on peut citer les développements récents d'oscillateurs rapportés en 2012 [36].



(a) (b)

Figure I.32. Exemples des circuits actifs SIW,
(a) oscillateur SIW [38], (b) amplificateur SIW [39]

I.5.5.2 Les antennes SIW

Au cours des dernières années, les antennes reposant sur la technologie SIW ont suscité un intérêt de plus en plus marqué dans la communauté scientifique.

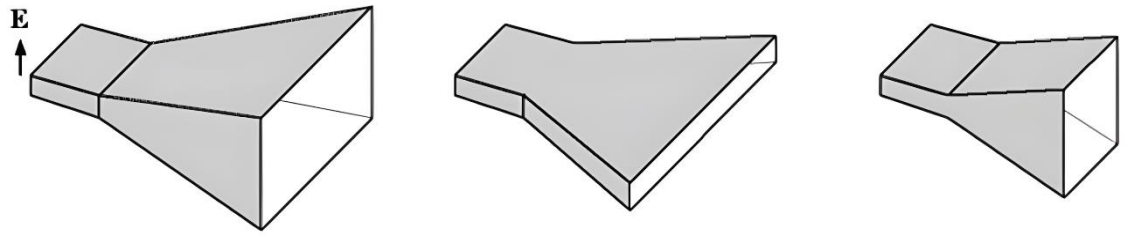
I.5.5.2.1 Les antennes cornets (horn antenna)

L'antenne cornet est considérée comme l'une des antennes micro-ondes les plus simples et les plus couramment utilisées, puisqu'elle assure la transition entre les ondes guidées dans une ligne de transmission et celles rayonnées dans l'espace libre [40]. Néanmoins, sa structure relativement volumineuse peut limiter son intégration dans des systèmes compacts.

L'émergence de la technologie du guide d'ondes intégré au substrat (SIW) a profondément transformé l'intégration des antennes cornets planaires dans les circuits micro-ondes et millimétriques.

Le cornet sectoriel dans le plan H, obtenu par l'évasement d'un guide d'ondes rectangulaire dans le plan perpendiculaire au champ électrique, peut être réalisé en technologie SIW, introduite pour la première fois dans [41]. Depuis lors, de nombreux travaux ont été consacrés à l'antenne cornet sectorielle plan H intégrée au substrat.

Un cornet plan H sur puce a ainsi été réalisé à l'aide d'un procédé MMIC GaAs standard de 0,5 µm dans [42], offrant une taille très compacte et un fonctionnement à 91,09 GHz pour un émetteur-récepteur RF monopuces. Par ailleurs, l'ajout de fentes verticales évasées au niveau de l'ouverture a permis d'améliorer le gain de l'antenne [43], entraînant une amélioration du rayonnement dans les deux plans grâce à sa structure tridimensionnelle [44].



(a) Antenne cornet pyramidale (b) Corne sectorielle plan H (c) Corne sectorielle plan E

Figure I.33. Les principaux types d'antennes cornets pyramidales [45]

I.5.5.2.1.1 Cornet SIW en plane E

Il peut être assimilé à un guide d'ondes de transition, conçu de manière à assurer l'adaptation d'impédance au moyen d'un transformateur quart d'onde constitué de plusieurs sections étagées de guide d'ondes. Cette technique de transformation est exploitée pour concevoir la surface rayonnante d'une antenne cornet alimentée par une ligne SIW. L'ouverture du guide s'élargit progressivement pour former un cornet plan E (Figure I.16) [28].

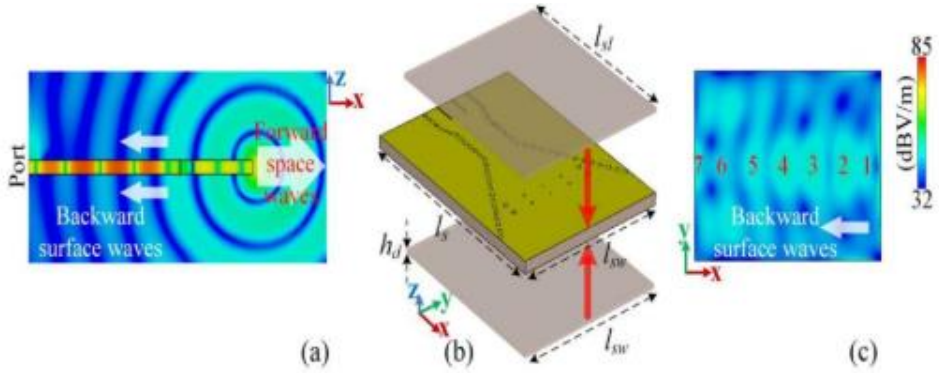


Figure I.34. Géométrie du cornet SIW du plant E (Simulation à 30 GHz) [46]

I.5.5.2.1.2 Cornet SIW en plan H

L'antenne cornet intégrée sur substrat correspond à une ouverture de guide d'ondes évasée, réalisée à l'intérieur d'une cavité plus large, tout en conservant une dimension verticale constante dans le plan H. Le rayonnement est principalement concentré dans ce plan, et la configuration géométrique est illustrée à la figure I.17 [28].

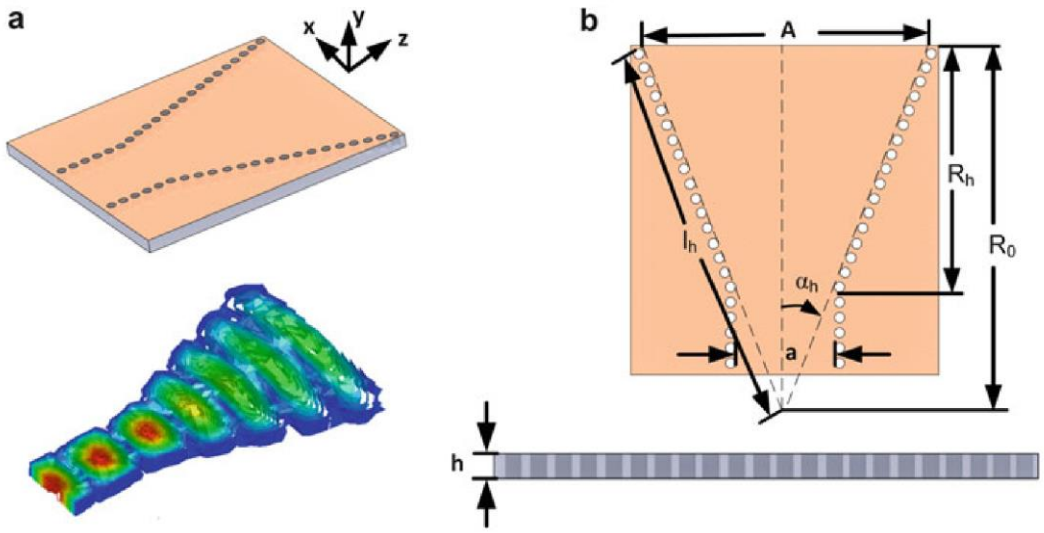


Figure I.35. Géométrie du SIW du plan H [47]

I.5.5.2.2 Les antennes SIW à cavité résonante

Les antennes SIW à cavité résonante ont été conçues et caractérisées dans [39]. Elles sont constituées d'une cavité SIW excitée par un guide d'ondes coplanaire. L'ensemble de l'antenne ainsi que son réseau d'alimentation peuvent être intégrés aisément sur un unique substrat diélectrique.

Plus récemment, plusieurs travaux se sont focalisés sur l'antenne cornet en plan H réalisée en technologie SIW [48,49]. Dans cette configuration, l'antenne est associée à un élément diélectrique intégré au même substrat, ce qui a permis d'améliorer le gain et de réduire la largeur du lobe principal dans les plans H et E. Cette architecture a également été exploitée pour la réalisation de réseaux d'antennes, afin d'augmenter davantage le gain global [50].

I.5.5.2.3 Antennes à onde progressive (TWA)

Dans une antenne à ondes progressives, la puissance injectée à l'entrée est progressivement rayonnée par les différentes fentes au cours de sa propagation dans le guide. Lorsque l'onde traverse la première fente, une partie de la puissance est émise par rayonnement, ce qui réduit l'amplitude de l'onde incidente sur la fente suivante. Ce phénomène se répète successivement pour chaque élément, de sorte qu'à la sortie du dernier élément, la puissance restante transmise dans le guide devient pratiquement négligeable [51].

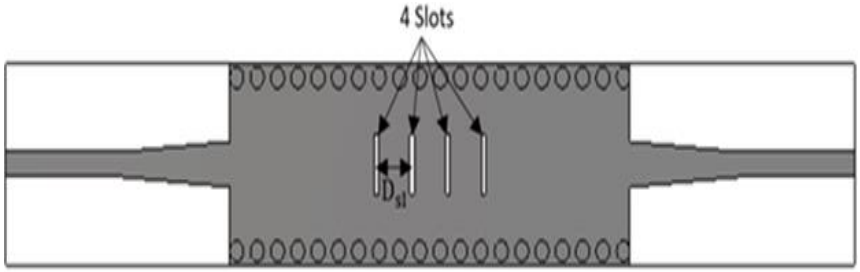


Figure I.36. Antenne LWA basée sur la technologie SIW

I.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter les principes fondamentaux des guides d'ondes et des technologies planaires utilisées en hyperfréquences. Une attention particulière a été portée à la technologie SIW, qui associe les performances des guides d'ondes conventionnels aux avantages des circuits planaires. Grâce à ses faibles pertes, sa compacité et sa facilité d'intégration, le SIW constitue une solution prometteuse pour la conception de composants et d'antennes destinés aux applications micro-ondes, notamment dans la bande S.

CHAPITRE II

Fondements théoriques des filtres micro-ondes
et des métamatériaux

II.1 Introduction

L'essor des technologies micro-ondes et radiofréquences, porté par le développement des réseaux mobiles, du WiFi et des systèmes de communication sans fil, a conduit à l'utilisation croissante de circuits distribués dont les dimensions sont comparables à la longueur d'onde [13,52]. Dans ce contexte, le multiplexage fréquentiel permet la transmission simultanée de plusieurs signaux sans interférences [53].

Les filtres jouent un rôle essentiel dans les systèmes micro-ondes, en assurant la sélection des bandes utiles et le rejet des signaux indésirables, améliorant ainsi la qualité des communications [13,52-54]. Leur importance est particulièrement marquée dans les récepteurs modernes où la sélectivité est déterminante.

Par ailleurs, l'émergence des métamatériaux a ouvert de nouvelles perspectives dans la conception des composants micro-ondes. Grâce à leurs propriétés électromagnétiques particulières, ces structures artificielles permettent d'améliorer les performances des dispositifs en termes de miniaturisation, de sélectivité et de contrôle de la propagation des ondes. Leur intégration dans les filtres micro-ondes offre ainsi des solutions prometteuses pour la réalisation de structures compactes et performantes.

Dans ce chapitre, nous présenterons quelques notions fondamentales relatives à la bande S [2-4 GHz], aux filtres et aux métamatériaux, ainsi que leurs principales caractéristiques.

II.2 Généralités sur la bande de fréquences S

II.2.1 Définition de bande S

La bande S désigne une portion du spectre électromagnétique couvrant les fréquences comprises entre 2 GHz et 4 GHz. Elle correspond à des longueurs d'onde allant de 15 cm à 7,5 cm. Cette bande se situe à la transition entre les fréquences UHF et les micro-ondes proprement dites.

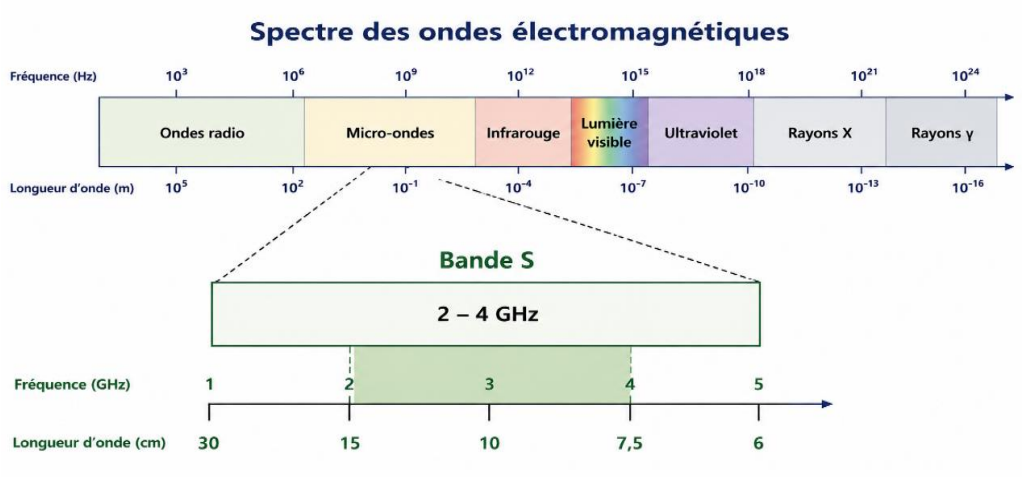


Figure II.26. La bande S dans le spectre électromagnétique des micro-ondes

II.2.2 Applications principales

La bande S est privilégiée pour de nombreux systèmes en raison de sa capacité à pénétrer les obstacles atmosphériques comme le brouillard ou la pluie, tout en offrant une largeur de bande suffisante [13,55,56].

- **Radar :** Ces fréquences sont idéales car la section efficace radar (RCS) d'une cible est proportionnelle à sa taille électrique, ce qui facilite la détection. La bande S est couramment utilisée pour la surveillance aéroportuaire et la navigation maritime ;
- **Satellites :** La bande S est allouée aux services de diffusion par satellite (BSS) et aux services mobiles (MSS) ;
- **Télécommunications :** Cette bande supporte les réseaux mobiles (3G, 4G et 5G) ainsi que les réseaux locaux sans fil comme le Wi-Fi (2,4 GHz en bande S). Elle permette une connectivité mondiale pour la voix, la vidéo et les données.

II.2.3 Contraintes de conception dans la bande S

La conception de circuits dans ces plages de fréquences impose des défis techniques rigoureux [52,54,55].

- **Miniaturisation et éléments distribués :** À ces fréquences, la longueur d'onde devient comparable aux dimensions physiques des composants, ce qui rend les éléments localisés (bobines, condensateurs) moins efficaces à cause des pertes et des résonances parasites. Bien que l'utilisation d'éléments concentrés soit encore possible en bande S pour réduire la taille des puces MMIC, le passage aux lignes de transmission (éléments distribués) comme le microstrip devient souvent nécessaire ;

- **Gestion des pertes et sélectivité :** Les filtres doivent posséder un facteur de qualité (Q) élevé pour assurer une sélectivité fine tout en minimisant les pertes d'insertion, particulièrement critiques pour les liaisons satellites ;
- **Stabilité thermique :** Les spécifications imposent souvent un fonctionnement stable entre 0 et 50 °C, car les dérives de fréquence (ELFD) peuvent dégrader les performances des canaux étroits, nécessitant l'emploi de matériaux à haute stabilité thermique ;
- **Puissance et claquage :** Pour les applications spatiales ou les stations de base à haute puissance, le risque de claquage (effet multipactor) dans le vide ou l'échauffement des composants sont des contraintes majeures à intégrer dès la conception.

II.2.4 Applications et spécificités de bande S

La bande S occupe une place stratégique à la transition entre les fréquences UHF et les micro-ondes. Ses applications sont variées mais font face à des défis de régulation :

- **Utilisations et Réglementation :** Les applications de la bande S varient considérablement d'un pays à l'autre, ce qui rend parfois complexe la maîtrise globale des communications terrestres et par satellite dans cette plage.
- **Services Sans Fil et Grand Public :** Elle est le support privilégié pour les réseaux locaux sans fil, notamment le Wi-Fi dans la plage de 2400 à 2460 MHz. Elle est également utilisée pour des transmetteurs audio/vidéo de faible puissance (maximale de 20 mW).
- **Radars et Navigation :** Outre les télécommunications, la bande S est la norme pour la surveillance aéroportuaire et la navigation maritime en raison de son excellent compromis entre portée et pénétration des obstacles.

II.2.5 Synthèse des avantages pour le filtrage

Le choix de concevoir des filtres pour cette bande dans ce PFE est justifié par sa complémentarité : là où la bande S privilégie la mobilité et les réseaux locaux. La conception de structures en technologie SIW ou Microstrip dans ces fréquences doit donc tenir compte de ces besoins spécifiques en termes de sélectivité et de gestion des pertes d'insertion.

II.3 Généralités sur les filtres

II.3.1 Définition d'un filtre RF

Un filtre est défini comme un réseau à deux ports utilisés pour contrôler la réponse en fréquence à un point donné d'un système RF ou hyperfréquence. Son fonctionnement repose sur la capacité à assurer la transmission de signaux dans une plage de fréquences appelée bande passante, tout en assurant une atténuation (ou rejet) dans une autre plage nommée bande coupée.

II.3.1.1 Rôle dans les systèmes électroniques

Dans les systèmes de communication, les filtres sont indispensables pour séparer les différents canaux de messages transmis en parallèle sans interférence mutuelle (multiplexage fréquentiel). Ils permettent d'extraire l'information utile, de reformater les signaux, de compresser les données ou encore d'extraire un signal noyé dans le bruit [13,53,57].

II.3.1.2 Rôle des filtres RF dans les chaînes de télécommunication

Une chaîne d'émission-réception de type superhétérodyne peut être décrite globalement par le synoptique présenté dans la figure II.2. L'antenne assure la réception des signaux, tandis que le commutateur permet de basculer entre les voies d'émission et de réception.

Dans la voie de réception, le filtre RF de réception (RX-RF) sélectionne la bande de fréquences utile. Le signal est ensuite amplifié par l'amplificateur à faible bruit (LNA), dont le rôle est d'augmenter le niveau du signal reçu tout en limitant l'ajout de bruit. Après le mélangeur, le filtre de fréquence intermédiaire (RX-IF) réalise un filtrage à la fréquence intermédiaire avant la conversion du signal en bande de base.

Dans la voie d'émission, ces filtres jouent principalement un rôle de mise en forme du signal avant son amplification finale par l'amplificateur de puissance [58].

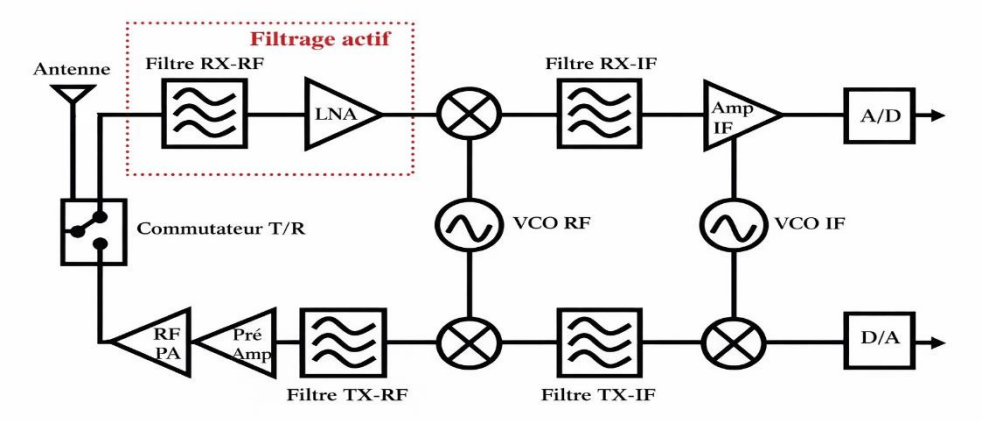


Figure II.27. Architecture superhétérodyne d'une chaine d'émission-réception [58]

Dans le domaine des télécommunications sans fil multi-standards, les filtres RF doivent répondre à des exigences très strictes en matière de sélectivité, de linéarité et de faible consommation d'énergie. L'intégration de filtres RF offrant de telles performances représente aujourd'hui un défi industriel majeur [58].

À l'heure actuelle, les filtres passifs non intégrables, tels que les filtres à cavités [59], à guides d'ondes [60], céramiques [61] ainsi que les filtres SAW (Surface Acoustic Wave) [62], sont largement employés en raison de leurs excellentes performances. Toutefois, leur encombrement important, leurs pertes d'insertion et leur faible capacité d'accord en fréquence constituent des limites majeures [58].

Dans ce contexte, les filtres actifs apparaissent comme une solution prometteuse grâce à leur facilité d'intégration et à leur possibilité d'accord fréquentielle. Néanmoins, leur mise en œuvre nécessite de prendre en considération plusieurs contraintes supplémentaires, notamment [58] : la stabilité, les performances en bruit, la linéarité et la consumation.

II.3.1.3 Contraintes spécifiques aux hautes fréquences

Le passage aux hautes fréquences impose des défis de conception majeurs dus à la réduction de la longueur d'onde, qui devient comparable aux dimensions physiques des composants [13,53-56].

- **Pertes :** À ces fréquences, les pertes ohmiques (effet de peau) et les pertes diélectriques augmentent, ce qui limite le facteur de qualité (Q) des résonateurs. Un facteur Q élevé est pourtant indispensable pour obtenir une sélectivité fine et réduire les pertes d'insertion dans la bande passante.

- **Effets parasites :** Les composants ne se comportent plus comme des éléments purement localisés ; des réactances parasites apparaissent et des modes d'ordre supérieur peuvent être excités, perturbant la réponse théorique du filtre. La propagation n'est plus instantanée, nécessitant l'utilisation de la théorie des lignes de transmission.
- **Miniaturisation :** La tendance actuelle vers des systèmes compacts et légères pousses à l'intégration des filtres dans des circuits intégrés micro-ondes (MIC ou MMIC). L'utilisation de substrats à haute permittivité permet de réduire la taille des circuits, bien que cela puisse accentuer les pertes par rayonnement.

II.3.2 Le principe des filtres

Le principe du filtre repose sur l'utilisation d'un résonateur RLC parallèle de second ordre, équivalent à l'inductance active. Ce résonateur est inséré entre deux étages assurant, d'une part, l'adaptation d'impédance en entrée et en sortie à 50 Ω et, d'autre part, la présentation d'impédances élevées au résonateur afin de ne pas altérer son coefficient de surtension [63,64].

Il est monté en parallèle avec une conductance négative ainsi qu'une capacité variable (varicap), permettant respectivement d'ajuster la bande passante du filtre et sa fréquence centrale.

Bien que cet ordre de filtre ne permette pas d'atteindre les performances des filtres SAW commerciaux, l'association de plusieurs cellules couplées est envisagée afin d'obtenir des réponses d'ordre plus élevé [65].

II.2.3 Classification des filtres

Les filtres peuvent être classés selon la nature des signaux traités ou selon l'utilisation de composants actifs [57].

- **Filtres analogiques vs numériques :** Les filtres analogiques traitent des signaux continus dans le temps. À l'inverse, les filtres numériques opèrent sur des flux de bits issus de la quantification en temps et en amplitude d'un signal analogique, via un processeur de signal numérique (DSP). Entre les deux, on trouve les filtres à données échantillonnées (comme les filtres à capacités commutées) qui sont quantifiés en temps mais restent analogiques en amplitude.
- **Filtres passifs vs actifs :** Un filtre est dit passif s'il ne génère pas d'énergie propre et est composé uniquement d'éléments tels que des résistances, des inductances et des

capacités (LCR) ; il est alors intrinsèquement stable. Un filtre actif utilise des éléments de gain (amplificateurs opérationnels, transistors) combinés à des réseaux RC pour compenser les pertes des composants passifs et permettre l'intégration sur puce (élimination des inductances encombrantes).

II.2.4 Types de filtres selon la réponse fréquentielle

On distingue quatre réponses idéales principales selon la plage de fréquences transmise [13,53,57]:

- **Passe-bas (Low-pass) :** Transmet toutes les fréquences du continu (0 Hz) jusqu'à une fréquence de coupure donnée, et rejette les fréquences supérieures.
- **Passe-haut (High-pass) :** Rejette les basses fréquences et laisse passer les signaux au-delà d'une fréquence de coupure.
- **Passe-bande (Bandpass) :** Laisse passer une plage spécifique de fréquences située entre deux fréquences de coupure (inférieure et supérieure).
- **Coupe-bande (Band-stop/reject) :** Atténue une plage de fréquences spécifique tout en laissant passer toutes les autres.

II.2.5 Les réponses des filtres

II.2.5.1 La réponse d'un filtre passe-bas

La courbe présentée à la figure II.3 illustre la réponse amplitude–fréquence, également appelée fonction de filtrage de ce filtre passe-bas. La transition entre la bande passante et la bande de coupure n’est pas abrupte ; l’atténuation augmente progressivement à partir d’une certaine fréquence.

La bande passante est généralement définie au niveau de –3 dB, tandis que les fréquences de réjection correspondent à des niveaux d’atténuation plus élevés, tels que –10 dB, –30 dB, etc…

On caractérise également le filtre par sa pente de réjection, qui traduit la variation de l’atténuation en fonction de la fréquence autour de ces zones [63].

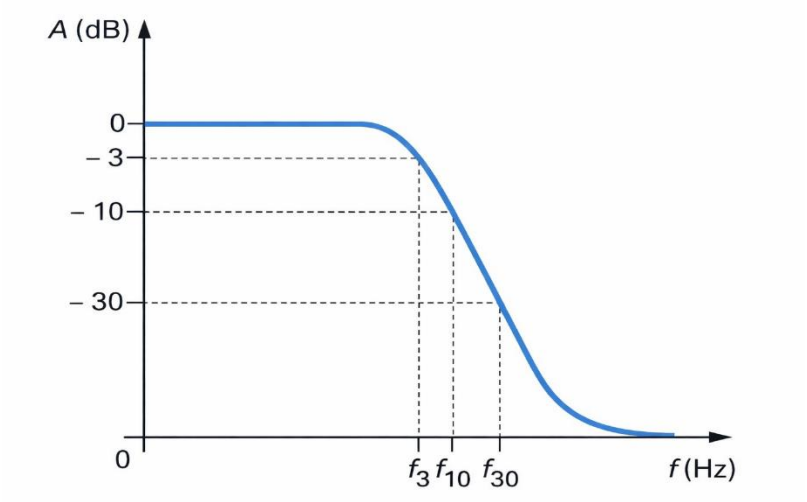


Figure II.28. Courbe de réponse d'un filtre passe-bas [66]

II.2.5.2 La réponse d'un filtre passe-haut

La figure II.4 illustre la fonction de filtrage d'un filtre passe-haut. La transition s'effectue de manière progressive en dessous d'une certaine fréquence. On peut ainsi définir une fréquence de coupure à –3 dB, ainsi que des fréquences de réjection correspondant à des niveaux d'atténuation de –10 dB, –30 dB, etc. De plus, la pente de réjection caractérise la variation de l'atténuation en fonction de la fréquence autour de ces points [66].

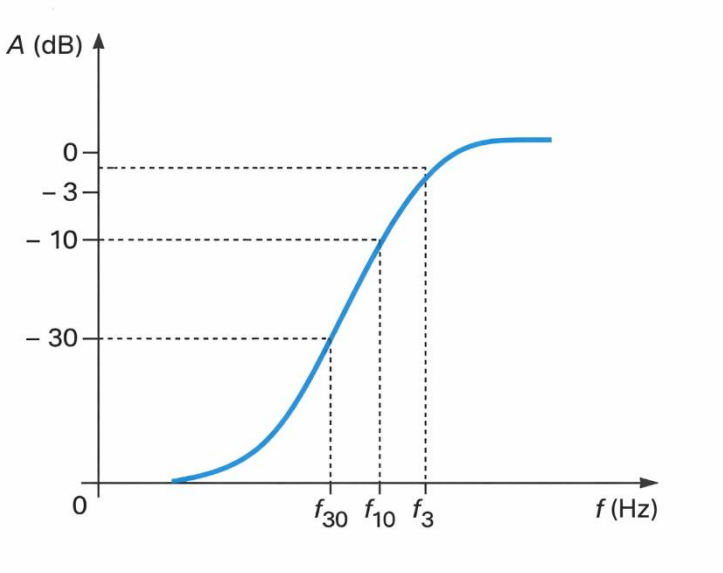


Figure II.29. Courbe de réponse d'un filtre pass-haut [66]

II.2.5.3 La réponse d'un filtre passe-bande

Les filtres passe-bande sont conçus pour laisser passer les signaux situés dans une plage de fréquences donnée autour d'une fréquence centrale f_0, tout en atténuant les autres. Leur fonction de filtrage, illustrée par la figure II.5, décrit cette sélectivité.

L'analyse de la courbe correspondante permet de déterminer une bande passante définie à –3 dB, ainsi que des fréquences de réjection caractérisées par des atténuations de –20 dB, –30 dB, etc. La pente de réjection traduit également la rapidité avec laquelle l'atténuation varie en dehors de la bande passante [66].

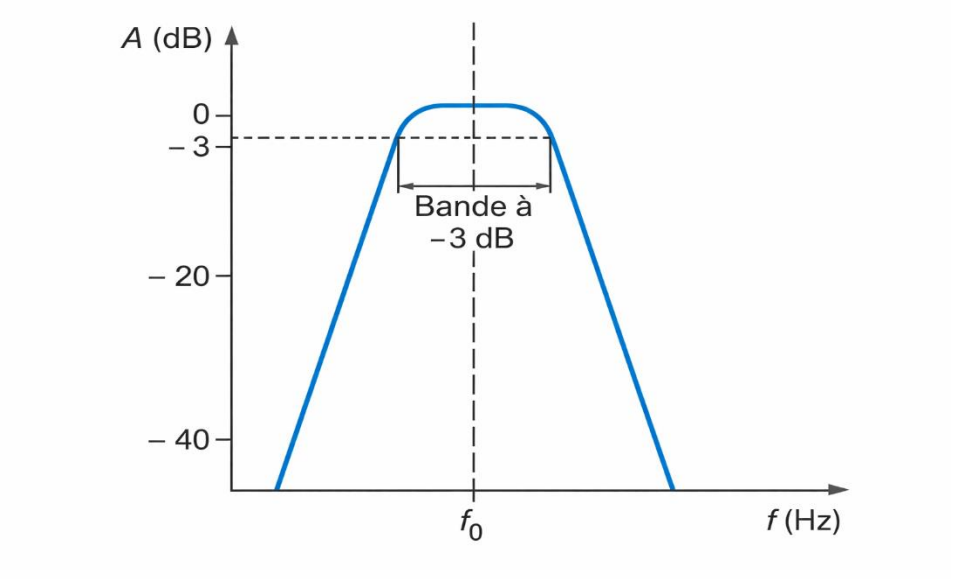


Figure II.30. Courbe de réponse d'un filtre pass-bande [66]

II.2.6 Synthèse des filtres [67,68]

La conception d'un filtre répondant à un cahier des charges précis repose sur l'utilisation de plusieurs méthodes de synthèse. À partir des spécifications imposées, il faut déterminer la fonction de transfert la plus adaptée. Pour les filtres analogiques, plusieurs modèles de référence sont couramment utilisés, notamment ceux de Tchebychev, Butterworth, elliptique et Tchebychev inverse.

II.2.6.1 Filtre de Butterworth [69]

Le filtre de Butterworth est un filtre linéaire conçu pour offrir une réponse en amplitude aussi plate que possible dans la bande passante. Ce type de filtre porte le nom de l'ingénieur britannique Stephen Butterworth, qui en a proposé la première description [70].

II.2.6.2 Filtre de Tchebychev [71]

Le filtre de Tchebychev se distingue par la présence d'ondulations contrôlées, soit dans la bande passante, soit dans la bande atténuée. Lorsque l'ondulation apparaît dans la bande passante, il s'agit d'un filtre de Tchebychev de type I (direct). En revanche, lorsque l'ondulation est située dans la bande atténuée, on parle de filtre de Tchebychev de type II ou inverse.

II.2.6.3 Filtre elliptique [72]

Les filtres elliptiques sont caractérisés par la présence d'ondulations à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée. Cette particularité leur permet d'obtenir une transition très abrupte entre les bandes de transmission et de rejet.

II.2.6.4 Filtres planaires

Les filtres planaires sont constitués de lignes métalliques jouant le rôle de résonateurs, dont la longueur est liée à la longueur d'onde correspondant à la fréquence de fonctionnement [66].

II.2.6.4.1 Filtres coplanaires CPW [73,74]

Les filtres coplanaires CPW reposent sur le principe de la ligne coplanaire. De nombreux travaux de recherche ont exploité cette technologie pour la conception de filtres performants. Leur principal atout réside dans leur grande facilité d'intégration avec d'autres structures, notamment les circuits MMIC, grâce à des techniques d'assemblage telles que les bumps et le report flip-chip [75].

Cependant, la réalisation de fonctions de filtrage complexes reste plus difficile avec cette technologie. Un exemple de filtre coplanaire à deux pôles utilisant des résonateurs quarts d'onde est présenté à la figure II.6, tandis que des exemples de circuits réalisés en technologie planaire sont illustrés à la figure II.7 [66].

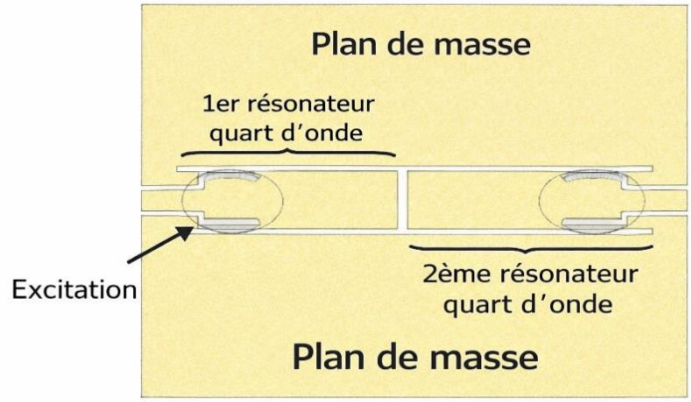


Figure II.31. Filtre 2 pôles coplanaires à base de résonateurs quart d'onde [66]

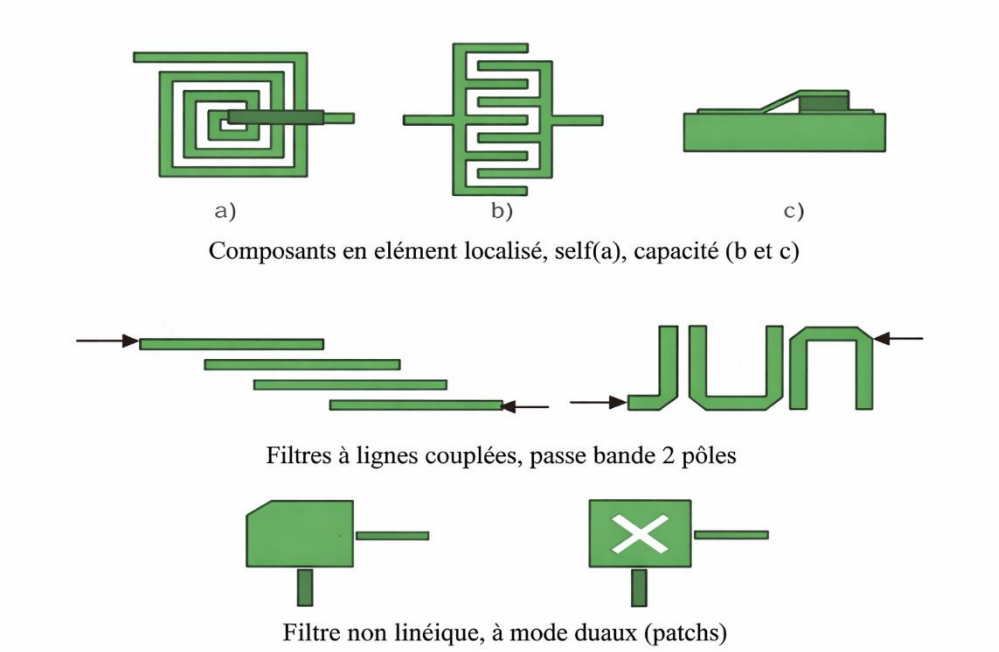


Figure II.32. Exemples de circuits réalisés en technologie planaire [66]

II.2.6.4.2 Filtres micro-rubans [76,77]

Les filtres micro-rubans fonctionnent selon le principe de la ligne micro-ruban. Ils présentent plusieurs avantages, notamment une intégration aisée, un coût de fabrication réduit et un encombrement limité. Toutefois, à haute fréquence, ces structures sont soumises à différentes pertes, ce qui nécessite la mise en œuvre de techniques d'optimisation. Ces pertes se répartissent généralement en trois catégories principales.

Les pertes par rayonnement apparaissent et deviennent plus importantes lorsque la fréquence augmente. Elles peuvent être dues à plusieurs phénomènes, tels que l'apparition de modes de substrat, le rayonnement vers l'extérieur ou encore l'excitation de modes de boîtier. Pour limiter ces effets, il est possible d'utiliser des substrats minces à faible permittivité afin de réduire les dimensions transversales des circuits. Le blindage des structures micro-usinées constitue également une solution efficace pour supprimer le rayonnement.

Les pertes métalliques augmentent lorsque les dimensions transversales des circuits, qu'ils soient coplanaires ou micro-rubans, sont réduites afin d'éviter l'apparition de modes supérieurs.

Les pertes diélectriques, quant à elles, dépendent des propriétés du matériau utilisé. Chaque substrat est caractérisé par une tangente de pertes (tan δ), responsable de la dissipation d'énergie dans le diélectrique.

Malgré leurs nombreux atouts, les structures planaires restent limitées par ces différentes pertes. C'est pourquoi l'intégration d'éléments actifs, le recours au micro-usinage ou l'utilisation de matériaux supraconducteurs suscitent un intérêt croissant, car ces solutions permettent de diminuer les pertes d'insertion et d'améliorer le facteur de qualité des filtres planaires. Des exemples de circuits réalisés en technologie micro-ruban sont présentés à la figure II.8.

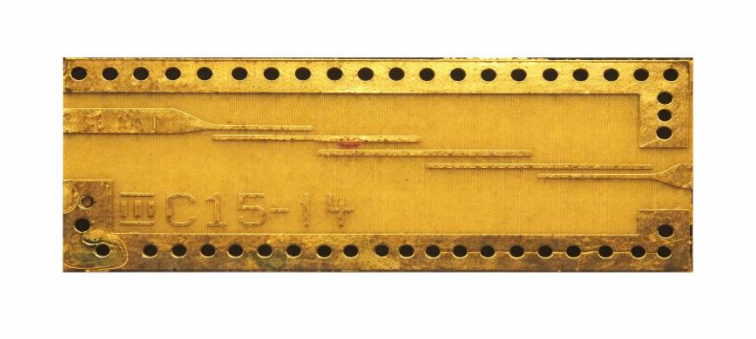


Figure II.33. Filtres micro-rubans passe-bande [66]

II.2.7 Paramètres caractéristiques des filtres

Pour évaluer la performance d'un filtre, plusieurs paramètres clés sont utilisés [13,53,57]:

- **Fréquence de coupure (f_c) :** Il s'agit de la limite de la bande passante, généralement définie comme la fréquence où la puissance du signal chute de 3 dB par rapport à son niveau maximal.
- **Bande passante (BP) :** Elle représente la largeur de la zone de transmission, mesurée entre les fréquences de coupure.
- **Atténuation :** Exprimée en décibels (dB), elle définit le rapport entre la puissance disponible à la source et la puissance délivrée à la charge (pertes d'insertion).
- **Facteur de qualité (Q) :** C'est une mesure de la sélectivité du filtre. Il est défini par le rapport entre la fréquence centrale et la bande passante à 3 dB. Un Q élevé indique une résonance étroite et sélective.
- **Stabilité :** La stabilité est cruciale, particulièrement pour les filtres actifs. Un réseau est dit inconditionnellement stable si la magnitude de son coefficient de réflexion reste inférieure à l'unité pour toutes les impédances de source et de charge passives.

II.2.8 Métamatériau électroniques

Les métamatériaux, connus également sous l'appellation de « matériaux main gauche », sont des structures artificielles périodiques composées de matériaux métalliques et diélectriques, dont les dimensions sont inférieures à la longueur d'onde. Ils se distinguent par des propriétés électromagnétiques exceptionnelles inexistantes dans les matériaux naturels, notamment une permittivité et une perméabilité simultanément négatives.

La première étude théorique de leurs propriétés électromagnétiques a été proposée en 1964 par le chercheur russe Victor Veselago [78]. Cependant, ce domaine est resté peu exploré jusqu'en 2000, date à laquelle le chercheur américain David R. Smith a réalisé la première implémentation pratique de ces structures [79].

Depuis cette avancée, les métamatériaux suscitent un intérêt croissant dans le domaine des micro-ondes grâce aux nombreuses possibilités qu'ils offrent, notamment la miniaturisation des circuits et l'introduction de nouvelles fonctionnalités, telles que les filtres double bande et les lignes à avance de phase [80].

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels conçus pour présenter des propriétés physiques dépassant celles des matériaux naturels. Le terme « Meta », d'origine grecque, signifie « au-delà » ou « supérieur à ». Ainsi, les métamatériaux possèdent des caractéristiques qui vont au-delà de celles observées dans les matériaux conventionnels.

Les métamatériaux électromagnétiques (MTMs) correspondent à des structures électromagnétiques artificielles considérées comme homogènes de manière effective et présentant des propriétés inhabituelles inexistantes dans la nature, telles qu'une permittivité négative, une perméabilité négative ou encore un indice de réfraction négatif. Une structure est dite effectivement homogène lorsque la dimension moyenne de ses cellules élémentaires p est très inférieure à la longueur d'onde guidée λ. En pratique, cette dimension doit être inférieure au quart de la longueur d'onde, soit : $p < \frac{\lambda g}{4}$ [81].

Une représentation schématique des matériaux conventionnels et des métamatériaux est présentée dans le plan pour des fréquences dépassant plusieurs dizaines de gigahertz. À ces fréquences, les matériaux classiques, tels que les métaux et les diélectriques, possèdent généralement une perméabilité relative proche de 1. Les autres régions du plan correspondent alors potentiellement aux métamatériaux, comme l'illustre la figure II.9 [82].

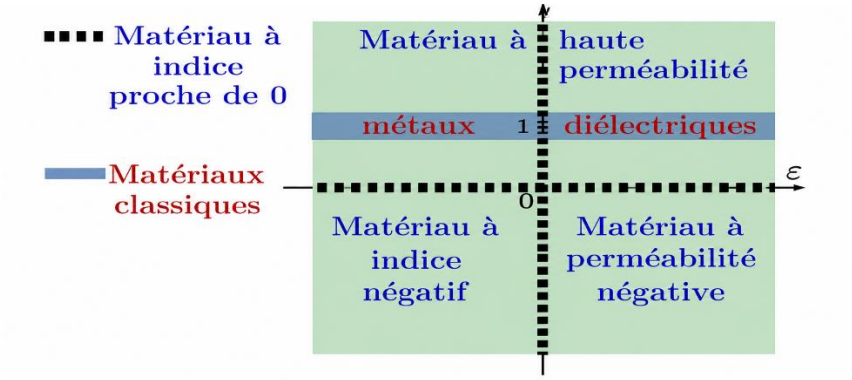


Figure II.34. Une Représentation schématique des matériaux classiques et des métamatériaux [83]

II.2.8.1 Caractéristiques des métamatériaux

Le terme « métamatériau » désigne des matériaux artificiels constitués de structures périodiques conçues pour présenter des propriétés électromagnétiques spécifiques. Cependant, cette appellation est surtout utilisée pour les structures ayant un indice de réfraction négatif et une périodicité inférieure à $\lambda/10$.

Un matériau à indice de réfraction négatif se caractérise par une réfraction négative à l'interface avec un milieu conventionnel. On les appelle également matériaux « gauchers » ou « à main gauche », car les champs électrique et magnétique ainsi que le vecteur d'onde y forment un trièdre indirect. Dans ce type de milieu, le vecteur d'onde se propage donc en sens opposé au vecteur de Poynting. Une illustration schématique sera présentée par la suite afin de mettre en évidence cette propriété [84].

II.2.8.2 Propagation électromagnétique dans un milieu homogène

Pour une onde électromagnétique monochromatique se propageant dans un milieu homogène, les équations de Maxwell peuvent être reformulées sous la forme suivante : [85]

$$\nabla \times E = \frac{\partial B}{\partial t} \tag{II.1}$$

$$\nabla \times H = \frac{\partial D}{\partial t} \tag{II.2}$$

$$B = \mu H \tag{II.3}$$

$$D = \varepsilon E \tag{II.4}$$

Où :

$$\mu = \mu_r \mu_0 \tag{II.5}$$

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \quad \text{(II.6)}$$

Et avec :

E : Le champ électrique.

H : Le champ magnétique.

B : L'induction magnétique.

D : L'induction électrique.

μ : La perméabilité.

ε : la permittivité.

Pour une onde plane se propageant dans la direction z, les propriétés d'onde ($e^{j\omega t}$) et de propagation ($e^{-\gamma z}$) sont associées aux champs électromagnétiques E et L'équation de propagation en fonction de champs électromagnétiques E et H s'écrit :

$$E = E_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad \text{(II.7)}$$

$$H = H_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad \text{(II.8)}$$

Les équations de Maxwell mettent en évidence la relation étroite entre les champs électriques E et magnétiques H, ce qui permet de décrire une onde électromagnétique à partir de l'un ou l'autre de ces champs. Toutefois, afin de simplifier l'étude, le champ électrique est généralement privilégié pour représenter l'onde.

Ainsi, E_0 désigne l'amplitude du champ électrique ω, tandis que représente la pulsation, définie par :

$$\omega = 2\pi f \quad \text{(II.9)}$$

Avec f représentant la fréquence.

Dans l'équation de propagation (II.7), γ désigne la constante de propagation, laquelle est définie par la relation suivante :

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad \text{(II.10)}$$

Avec α le coefficient d'atténuation et β la constante de phase, définie par $\beta = \omega\sqrt{\varepsilon\mu}$.

Selon l'expression de la constante de propagation, trois cas peuvent être distingués :

- Lorsque γ est purement réelle : ($\gamma = \alpha$) l'onde électromagnétique est dite évanescente et son amplitude décroît exponentiellement au cours de la propagation ;
- Lorsque γ est purement imaginaire ($\gamma = j\beta$), l'onde électromagnétique est propagatrice, avec représentant alors la constante de propagation ;
- Lorsque γ est complexe ($\gamma = \alpha + j\beta$), l'onde se propage tout en subissant des pertes ;

Dans le cas d'une propagation sans pertes, les équations (II.7) et (II.8) peuvent être réécrites sous les formes suivantes :

$$E = E_0 e^{j\omega t} e^{-jkz} \tag{II.11}$$

$$H = H_0 e^{j\omega t} e^{-jkz} \tag{II.12}$$

Où désigne le nombre d'onde. Dans l'hypothèse d'une propagation TEM, on a :

$$\beta = k \tag{II.13}$$

À partir des équations (II.2), (II.3), (II.4), (II.11) et (II.12), les équations de Maxwell peuvent être exprimées sous la forme :

$$k \times E = \omega\mu H \tag{II.14}$$

$$k \times H = -\omega\mu E \tag{II.15}$$

La permittivité relative est donnée par [86] :

$$\varepsilon_r = \frac{2}{\sqrt{-kd}} \frac{1-v_1}{1+v_1} \tag{II.16}$$

Et la perméabilité relative par [86] :

$$\mu_r = \frac{2}{\sqrt{-kd}} \frac{1-v_2}{1+v_2} \tag{II.17}$$

Avec :

d : La hauteur du substrat.

$k = \frac{\omega}{c}$: Le nombre d'onde, où $\omega = 2\pi f$ et c représente la vitesse de la lumière.

On définit également :

$$v_1 = S_{21} + S_{11} \tag{II.18}$$

$$v_2 = S_{21} - S_{11} \tag{II.19}$$

L'indice de réfraction peut alors être déterminé :

$$n = real\left[\frac{c}{2\pi f d}\sqrt{\frac{(S_{21}-1)^2-(S_{11})^2}{(S_{21}-1)^2+(S_{11})^2}}\right] \quad \text{(II.20)}$$

Avec :

n : l'indice de réfraction

c : la vitesse de la lumière

f : la fréquence

II.2.8.3 Cas d'un milieu doublement négatif (Métamatériaux)

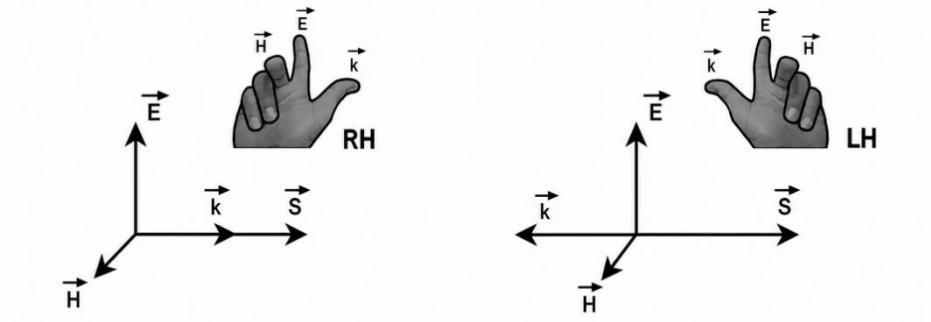
A partir de l'équation (II.8), il est possible de déduire que lorsque ε et μ sont toutes deux simultanément positives, les vecteurs $\vec{E}$, $\vec{H}$ et $\vec{K}$, et forment un trièdre direct, appelé également système à main droite, comme illustré à la figure (II.10.a).

Le flux d'énergie électromagnétique est décrit par le vecteur de Poynting défini par :

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad \text{(II.21)}$$

Ainsi, le vecteur de Poynting $\vec{S}$ possède la même direction que le vecteur d'onde $\vec{K}$. Cependant, une autre configuration satisfaite également l'équation de propagation : celle où ε et μ sont simultanément négatives. Dans ce cas, les vecteurs $\vec{E}$, $\vec{H}$ et $\vec{K}$, et forment un trièdre indirect, ou système à main gauche, représenté à la figure (II.10.b). Cette hypothèse théorique a été proposée pour la première fois en 1964 par Victor Veselago [85].

Le chercheur russe a mis en évidence plusieurs propriétés physiques particulières de ce type de matériau, inexistant dans la nature, d'où l'appellation de métamatériau. Ces propriétés seront détaillées dans la suite.



(a) (b)

Figure II.35. (a) Trièdre direct (matériaux main droite)
et (b) Trièdre indirect (matériaux main gauche) [87]

De façon générale, le comportement électromagnétique d'un matériau soumis à une onde incidente est défini par deux paramètres essentiels : la permittivité relative $\varepsilon_r$et la perméabilité relative μ_r. Selon les valeurs positives ou négatives de ces deux grandeurs, les matériaux peuvent être classés en quatre catégories distinctes, comme le montre la figure II.11. Cette classification permet de mieux comprendre les différents mécanismes de propagation des ondes électromagnétiques au sein de ces milieux

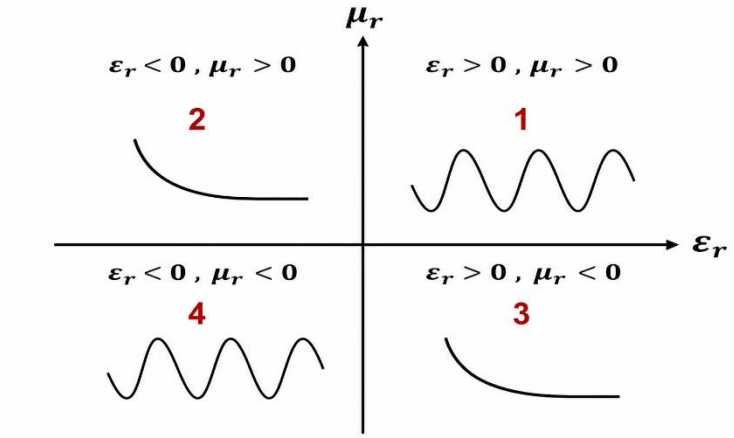


Figure II.36. Propagation d'une onde plane à travers un milieu selon
le signe de ces paramètres constitutifs (permittivité et perméabilité) [87]

Les cadrans 1 et 4 sont les zones qui satisfont l'équation de propagation (II.8), donc l'onde propage.

Le cas où $\varepsilon_r > 0$ et $\mu_r > 0$ (main droite) représente le cas des matériaux classique comme les diélectriques.

Le cas ou $\varepsilon_r < 0$ et $\mu_r < 0$ (main gauche) représente le cas des métamatériaux.

Les zones 2 et 3 sont des zones où l'onde ne se propage pas (onde évanescente). Le cas où $\varepsilon_r > 0$ et $\mu_r < 0$ représente le cas des ferrites. Le cas où $\varepsilon_r < 0$ et $\mu_r > 0$ représente le cas des plasmas.

Revenons au cas qui nous intéresse (cadran 4), comme noté auparavant, les métamatériaux appelés également matériaux main gauche ou encore matériaux doublement négatifs n'existent pas dans la nature.

La vitesse de phase est définie par l'équation (II.22) et la vitesse de groupe par l'équation (II.23).

$$v_\varphi = \frac{\omega}{k} \tag{II.22}$$

$$v = \frac{\partial \omega}{\partial k} \tag{II.23}$$

Le fait que les vecteurs $\vec{E}$, $\vec{H}$ et $\vec{K}$, et forment un trièdre indirect implique que la vitesse de phase et la vitesse de groupe se propagent dans des directions opposées :

- Milieu à main droite :

$$v_\varphi > 0 \ (K > 0) \ \text{ et } \ v_g > 0 \tag{II.24}$$

- Milieu à main gauche :

$$v_\varphi < 0 \ (K < 0) \ \text{ et } \ v_g > 0 \tag{II.25}$$

Par ailleurs, lorsque ε_r et μ_r sont toutes deux négatives, l'indice de réfraction du milieu devient également négatif, puisque :

$$n = \pm\sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \tag{II.26}$$

Cette propriété entraîne une inversion de la loi de Snell-Descartes. Ainsi, lorsqu'une onde passe d'un milieu à main droite vers un milieu à main gauche, l'onde réfractée apparaît du même côté de la normale que l'onde incidente [85], comme illustré à la figure II.12.

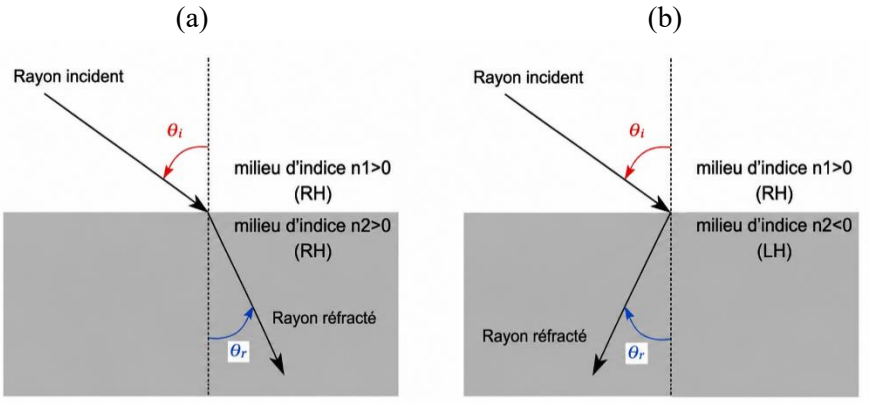


Figure II.37. Loi de Snell-Decartes lors du passage d'une onde d'un milieu main droite
(a) Vers un milieu main droite (angle positif), (b) Vers un milieu main gauche (angle négatif) [87]

Les matériaux à main gauche provoquent également l'inversion de plusieurs phénomènes physiques classiques, notamment l'effet Doppler, l'effet Cerenkov, ainsi que les propriétés de convergence et de divergence des lentilles concaves et convexes respectivement [85].

II.2.8.4 Synthèse des métamatériaux

II.2.8.4.1 Approche résonante

La première réalisation pratique d'un métamatériau a été obtenue à travers trois étapes principales. La première étape consistait à concevoir un milieu présentant une permittivité négative. Ensuite, un milieu à perméabilité négative a été développé. Enfin, la combinaison de ces deux milieux a permis d'obtenir un matériau doublement négatif.

2.8.4.1.1 Milieu à permittivité négative

La variation fréquentielle de la permittivité des métaux est décrite par le modèle de Drude :

$$\varepsilon_r(f) = 1 - \frac{f_{pe}^2}{f^2 + j\, f_c\, f} \tag{II.27}$$

Où f_{pe} représente la fréquence plasma électrique définie par l'équation (II.28), tandis que f_c correspond à la fréquence de collision donnée par l'équation (II.29).

$$\omega_{pe} = \sqrt{\frac{n\, e^2}{\varepsilon_0\, m_e}} \tag{II.28}$$

$$\omega_c = \frac{1}{\tau} \tag{II.29}$$

Dans ces expressions, n désigne la densité électronique, e la charge élémentaire, m_e la masse de l'électron et τ le temps de collision.

En considérant un cas idéal dans l'équation (II.27), c'est-à-dire en négligeant la partie imaginaire, il apparaît que les métaux possèdent naturellement une permittivité négative pour des fréquences inférieures à leur fréquence plasma électrique.

D'après les paramètres de l'équation (II.28), cette fréquence se situe généralement dans les domaines du visible et de l'ultraviolet. À titre d'exemple, elle atteint environ 2184 THz pour l'or, 3570 THz pour l'aluminium et 1788 THz pour le cuivre [81].

Afin d'obtenir une permittivité négative dans la bande des micro-ondes, J. Pendry a proposé de réduire la fréquence plasma électrique [88,89]. Pour cela, il a introduit un réseau périodique constitué de fils métalliques fins séparés par de l'air, comme illustré à la figure II.13. Cette structure permet de diminuer la densité électronique dans l'équation (II.28) en définissant un milieu effectif également régi par le modèle de Drude, où n devient n_{eff} selon l'équation (II.30).

Par ailleurs, le courant circulant dans les fils métalliques génère un champ magnétique qui influence les charges et augmente leur masse effective. Ainsi, m_e est remplacée par m_{eff} donnée par l'équation (II.31).

$$n_{eff} = \frac{n\,\pi\,r^2}{\alpha^2} \tag{II.30}$$

$$m_{eff} = \frac{\mu_0 e^2 \pi\, r^2 n}{2\pi}\, ln(\frac{\alpha}{r}) \tag{II.31}$$

Avec n la densité d'électrons dans les fils métalliques, r leur rayon et a le pas du réseau.

L'association de la dilution du milieu et de l'augmentation de la masse effective des électrons permet ainsi de réduire la fréquence plasma électrique. Cette approche a rendu possible la réalisation d'un milieu possédant une permittivité négative exploitable dans le domaine des micro-ondes. Un exemple de variation de la permittivité en fonction de la fréquence pour un réseau de fils métalliques est illustré dans la figure II.14.

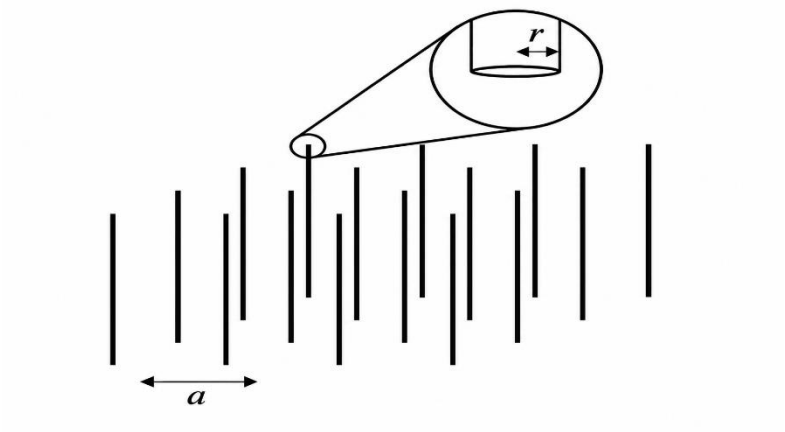


Figure II.38. Structure du réseau de fils métalliques minces proposé par Pendry pour avoir un milieu à permittivité négative [89]

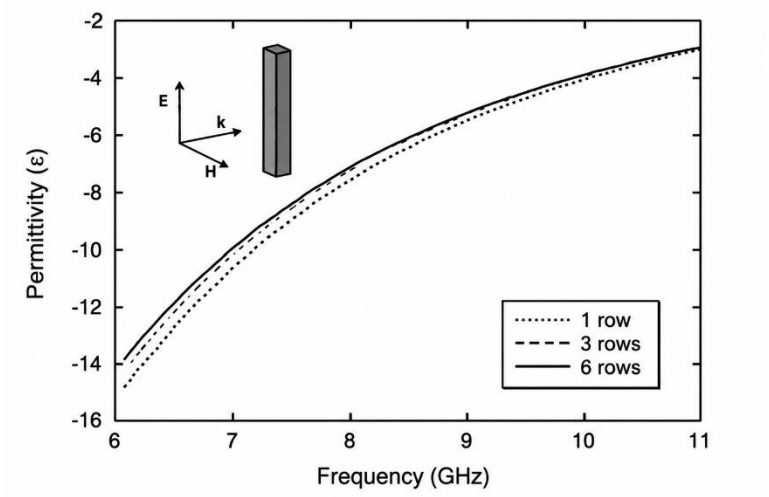


Figure II.39. Exemple de la permittivité (partie réelle) d'un réseau de fils, la permittivité est négative, elle reprend une valeur positive à la fréquence plasma électrique (environ 22.3 GHz), le champ électrique est orienté en parallèle avec les fils [90]

II.2.8.4.1.2 Milieu à perméabilité négative

Le concept de magnétisme artificiel consiste à reproduire un comportement magnétique sans recourir à des matériaux magnétiques naturels, mais uniquement à l'aide de conducteurs métalliques classiques. En 1999, Pendry a proposé une structure appelée résonateur à anneaux fendus (Split Ring Resonator : SRR) [91]. Cette structure est constituée de deux anneaux métalliques ouverts et imbriqués, excités par une onde électromagnétique dont le champ magnétique est orienté suivant l'axe des anneaux, comme présenté dans la figure II.15.

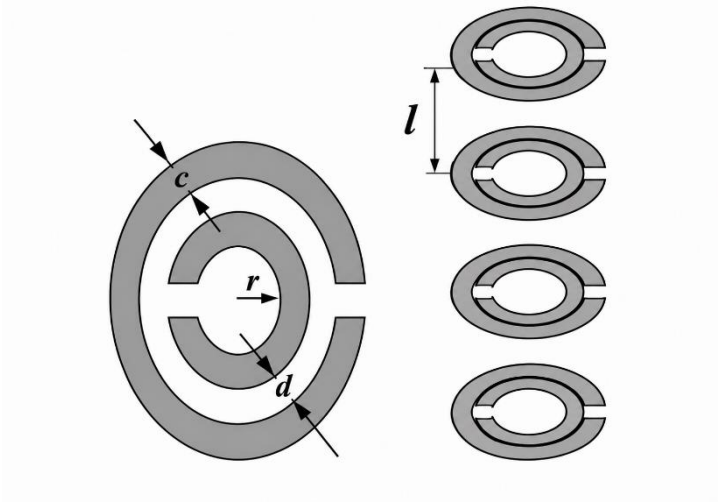


Figure II.40. Les SRR proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative [91]

La variation fréquentielle de la perméabilité effective suit un modèle de Lorentz donné par :

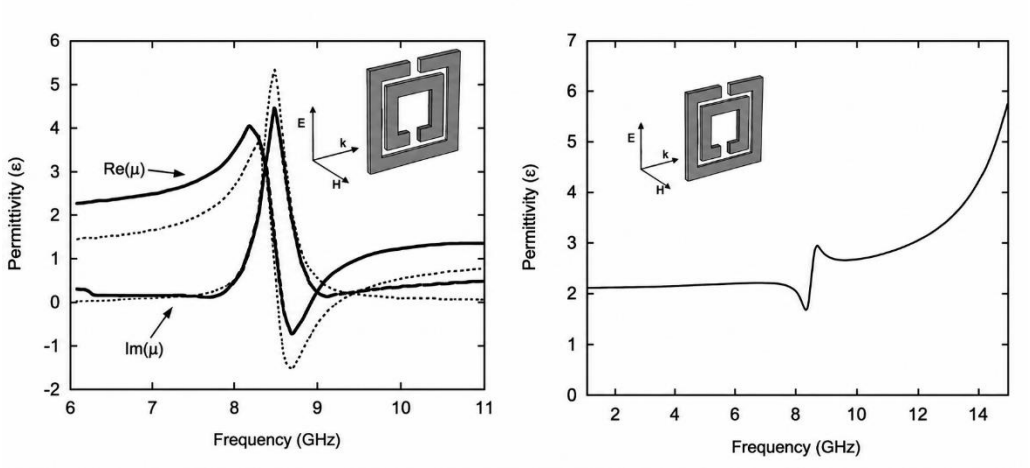
$$\mu_{eff}(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pm}^2 - \omega_m^2}{\omega(\omega + j\Gamma) - \omega_m^2} \tag{II.32}$$

Où ω_m représente la fréquence de résonance magnétique, ω_{pm} la fréquence plasma magnétique et Γ les pertes métalliques du SRR. Ces fréquences peuvent être exprimées en fonction des paramètres géométriques du SRR illustré dans la figure II.15 :

$$\omega_m = \sqrt{\frac{3\,\iota\, c_0^2}{\pi\, ln(\frac{2c}{d}) r^3}} \tag{II.33}$$

$$\omega_{pm} = \frac{\omega_m}{\sqrt{1 - \frac{\pi r^2}{\alpha^2}}} \tag{II.34}$$

Lorsque les pertes métalliques sont suffisamment faibles, le SRR (Split Ring Resonator) présente une perméabilité effective négative dans une bande de fréquences comprise entre $\omega_m$et ω_{pm}. À titre d'exemple, comme le montre la figure II.16, la perméabilité d'un SRR de forme carrée devient négative autour de 8,5 GHz, alors que la permittivité reste, quant à elle, positive dans la même plage de fréquences.



(a) (b)

Figure II.41. (a) Exemple de la perméabilité d'un réseau de SRR, la perméabilité (partie réelle) devient négative à environ 8.5 GHz. (b) La permittivité (partie réelle) reste toujours positive.

Le champ magnétique est orienté suivant l'axe du SRR [90].

II.2.8.4.1.3 Milieu doublement négatif

La première validation expérimentale d'un matériau composite à double indice négatif a été effectuée par D. Smith en 2000 [91-93]. En se basant sur les travaux de J. Pendry, il a réalisé une structure combinant un réseau de fils métalliques avec un réseau de résonateurs à anneaux fendus (SRR), comme représenté sur la figure II.17.

Cette combinaison a permis de mettre en évidence la propagation des ondes électromagnétiques au sein du matériau dans une plage de fréquences où la permittivité et la perméabilité sont simultanément négatives. Cette expérimentation a ainsi confirmé, pour la première fois, la théorie des milieux à main gauche proposée par Veselago, selon laquelle les ondes électromagnétiques peuvent se propager dans un milieu doublement négatif. Ce matériau représente ainsi le premier métamatériau réalisé expérimentalement.



Figure II.42. La structure proposée par D. Smith qui combine les fils minces et les SRR pour avoir un milieu doublement négatif (métamatériaux) [94]

La figure II.18 montre les variations de la permittivité et de la perméabilité d'une structure obtenue par la superposition du réseau de fils présenté dans la figure II.13 et du réseau de SRR de la figure II.15. Cette combinaison produit une bande de fréquences comprise entre 8,5 et 9 GHz dans laquelle les paramètres E et ų prennent simultanément des valeurs négatives.

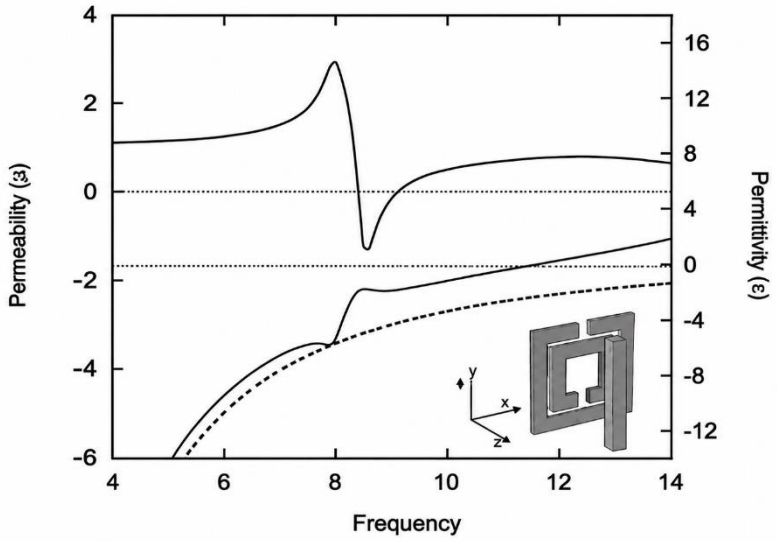


Figure II.43. Exemple de la permittivité et de la perméabilité d'un réseau constitué de fils minces et de SRR, on observe l'existence d'une bande de fréquences entre 8.5 et 9 GHz où les deux sont négatives [90]

Afin d'assurer une bonne adaptation d'impédance avec l'air, les valeurs de E et μ doivent être proches, comme l'indique l'expression de l'impédance normalisée :

$$Z_n = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \qquad \text{(II.35)}$$

II.2.8.4.2 Composition main droite et gauche (Composite right left handed CRLH) :

En 2002, les équipes de recherche dirigées par et [95,96], ainsi que celle de [97-99], ont proposé une nouvelle méthode fondée sur les lignes de transmission. Cette approche a permis d'exploiter efficacement les propriétés des métamatériaux dans le domaine des micro-ondes. Cette méthode trouve son origine dans la théorie des lignes de transmission. En effet, une ligne de propagation classique fonctionnant en mode TEM peut être représentée par une succession de cellules unitaires identiques montées en cascade. La longueur de chaque cellule élémentaire (ou tronçon de ligne) est choisie très inférieure à la longueur d'onde afin de garantir une modélisation homogène du milieu.

Dans le modèle idéal, chaque cellule unitaire est constituée d'une inductance série L_R et d'une capacité parallèle C_R. En pratique, afin de tenir compte des pertes réelles, on ajoute une résistance représentant les pertes métalliques ainsi qu'une conductance associée aux pertes diélectriques, comme illustré à la figure II.19.

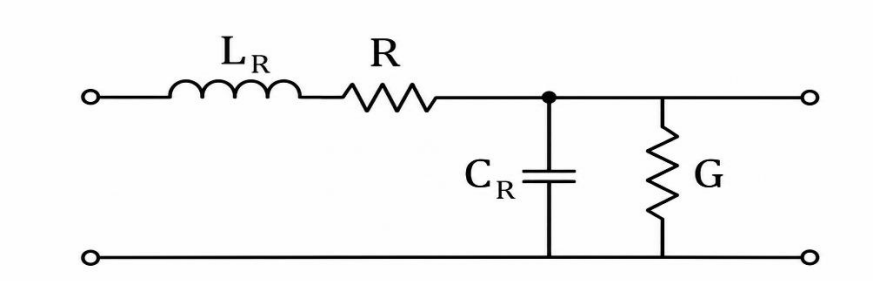


Figure II.44. Modèle de tronçon de ligne classique (main droite) avec pertes [87]

La constante de propagation de la ligne peut alors s'écrire :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \pm\sqrt{ZY} \tag{II.36}$$

Avec Z l'impédance des éléments série et Y l'admittance des éléments parallèles. Dans le cas idéal on a :

$$\beta = \omega\sqrt{L_R C_R} \tag{II.37}$$

La tension V(z) et le courant I(z) dans la ligne sont liés par les équations des télégraphistes :

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} = -I(z)Z, \qquad \frac{\partial I(z)}{\partial z} = -V(z)Y \tag{II.38}$$

Les équations de Maxwell pour une propagation selon z peuvent s'écrire :

$$\frac{\partial E(z)}{\partial z} = j\omega\mu H, \qquad \frac{\partial H(z)}{\partial z} = j\omega\varepsilon E \tag{II.39}$$

Il est possible d'établir une analogie entre les équations des télégraphistes (II.38) et les équations de Maxwell (II.39) en assimilant la tension au champ électrique et le courant au champ magnétique. Dans ce cadre, la permittivité et la perméabilité peuvent alors être exprimées de cette manière.

$$\varepsilon = \frac{Y}{J\omega}, \qquad \mu = \frac{Z}{j\omega} \tag{II.40}$$

En inversant les rôles de la capacité et de l'inductance dans le modèle électrique, il devient possible d'obtenir simultanément une permittivité et une perméabilité négatives. Cette configuration correspond à la structure duale de la ligne de transmission conventionnelle, appelée ligne de transmission main gauche (LH-TL), représentée sur la figure II.20.

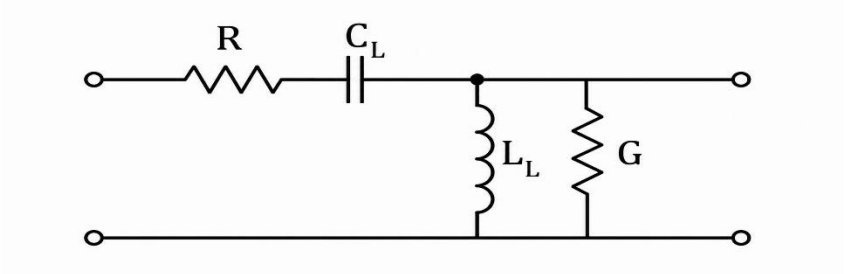


Figure II.45. Modèles de tronçons de ligne duale (main gauche) avec pertes. L_L C_L [87]

Dans ce cas on a :

$$\beta = -\frac{1}{\omega\sqrt{L_L C_L}} \tag{II.41}$$

Pour une ligne de transmission main droite classique, le diagramme de dispersion est linéaire conformément à la relation de dispersion (II.37). Dans ce cas, les vitesses de phase et de groupe, définies par les équations (II.22) et (II.23), possèdent toutes deux un signe positif.

En revanche, dans une ligne main gauche, le diagramme de dispersion devient dispersif et la constante de phase prend des valeurs négatives selon la relation (II.41). Les vitesses de phase et de groupe sont alors de signes opposés. Le signe négatif de permet néanmoins de conserver une vitesse de groupe positive, ce qui traduit physiquement une propagation de l'énergie dans le sens positif, comme illustré à la figure II.21.

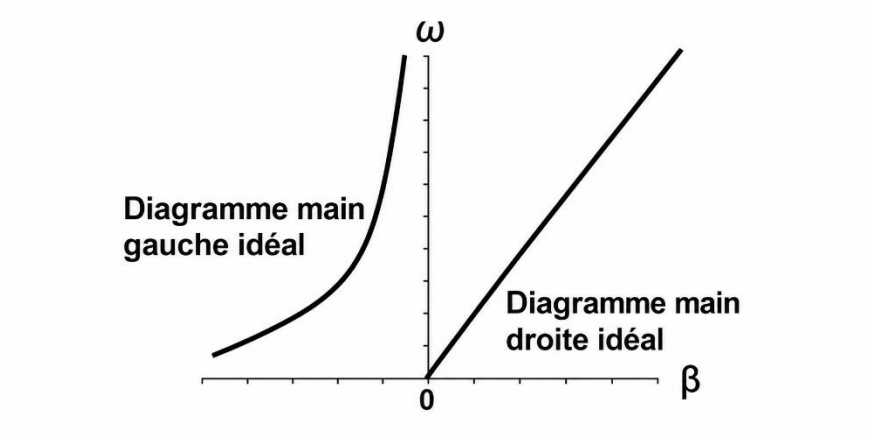


Figure II.46. Diagrammes de dispersion correspondant aux deux cas idéaux de lignes main gauche et de ligne main droite [87]

En pratique, la réalisation d'une ligne purement main gauche demeure difficile. En effet, les éléments constituant la structure main gauche nécessitent des interconnexions, ce qui introduit inévitablement des portions de lignes classiques comportant des éléments main droite. La structure obtenue est alors appelée ligne composite main droite/main gauche (CRLH : Composite Right/Left-Handed Line), illustrée à la figure (II.22.a). La figure (II.22.b) présente le modèle CRLH en tenant compte des pertes réelles.

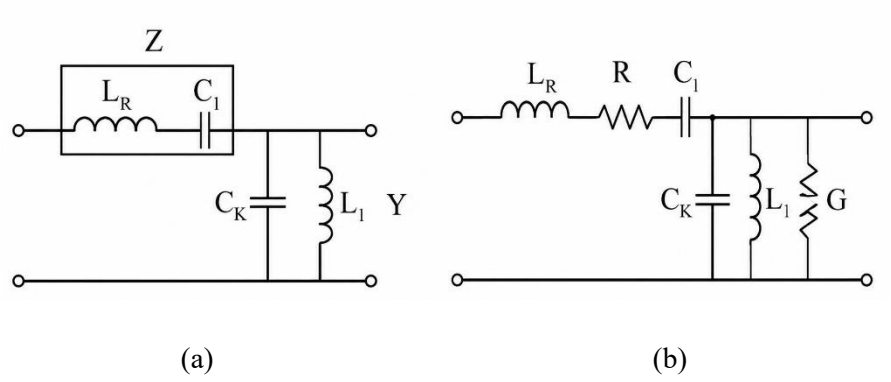


Figure II.47. Modèles de tronçons de ligne CRLH : (a) Sans pertes. (b) Avec pertes [87]

Dans le cas du modèle CRLH sans pertes, on a :

$$\beta = \pm\sqrt{\omega^2 L_R C_L + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L}\right)} \qquad \text{(II.42)}$$

La constante de propagation β présente un comportement de type main gauche aux basses fréquences, puis évolue progressivement vers un comportement de type main droite lorsque la fréquence augmente. Entre ces deux régimes de propagation, une bande interdite peut apparaître entre les zones de transmission main gauche et main droite, comme illustré sur la figure II.23.

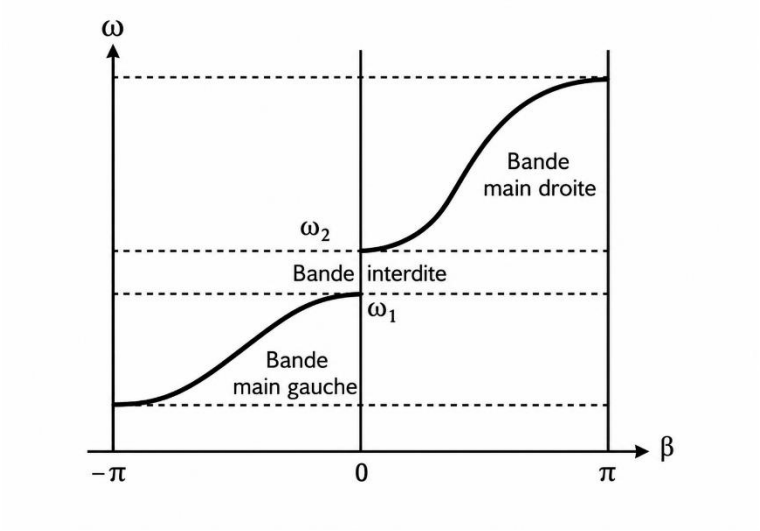


Figure II.48. Diagramme de dispersion correspondant à une ligne CRLH,
si $\omega_1 \neq \omega_2$ nous avons un cas non équilibré (présence d'une bande interdite),
si $\omega_1 = \omega_2$ nous avons un cas équilibré [87]

Les deux fréquences limitant cette bande interdite sont déterminées par les relations correspondantes du modèle :

$$\omega_1 = min\left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}\right), \qquad \omega_2 = max\left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}\right) \tag{II.43}$$

Cette bande interdite peut disparaître lorsque la transition entre les régimes main gauche et main droite devient continue. Cette configuration est appelée cas équilibré. Elle est obtenue lorsque $\omega_1 = \omega_2$, c'est à dire lorsque les deux résonnances du circuit sont égales :

$$\sqrt{L_R C_L} = \sqrt{L_L C_R} \tag{II.44}$$

II.2.8.5 Applications des métamatériaux

Les métamatériaux constituent une classe de matériaux artificiels innovants qui se distinguent par des propriétés électromagnétiques inhabituelles, notamment un indice de réfraction négatif, une propagation des ondes en sens inverse ou encore la capacité à amplifier les ondes évanescentes. Ce domaine de recherche est en plein essor grâce à ses nombreuses applications potentielles, en particulier dans la réalisation de super-lentilles optiques permettant l'imagerie subdiffraction, la miniaturisation des antennes ainsi que le développement de dispositifs d'invisibilité.

Ces propriétés particulières proviennent de la présence de résonateurs microscopiques intégrés dans la structure du métamatériau, capables de générer des réponses électriques et magnétiques spécifiques et contrôlées.

II.2.8.5.1 Lentilles parfaites

La réfraction négative permet de concentrer une onde à l'aide d'une lentille plane. En effet, dans les métamatériaux, les ondes électromagnétiques sont dirigées vers un point focal au lieu de se disperser vers l'extérieur. Contrairement aux lentilles classiques, qui doivent être convexes pour converger la lumière, les lentilles basées sur les métamatériaux peuvent être planes tout en assurant la focalisation.

Par ailleurs, les lentilles conventionnelles sont limitées par la diffraction et ne peuvent pas distinguer des détails inférieurs à la longueur d'onde utilisée. Ainsi, des structures très petites, comme les atomes, ne peuvent pas être observées avec un microscope optique classique. En revanche, les métamatériaux, grâce à leur capacité à inverser les effets de diffraction, permettent d'atteindre une super-résolution. Ils peuvent exploiter et focaliser les ondes évanescentes, qui contiennent des informations sub-longueur d'onde sur les objets, d'où leur qualification de « lentilles parfaites » ou « super-lentilles » (Figure II.24) [100].

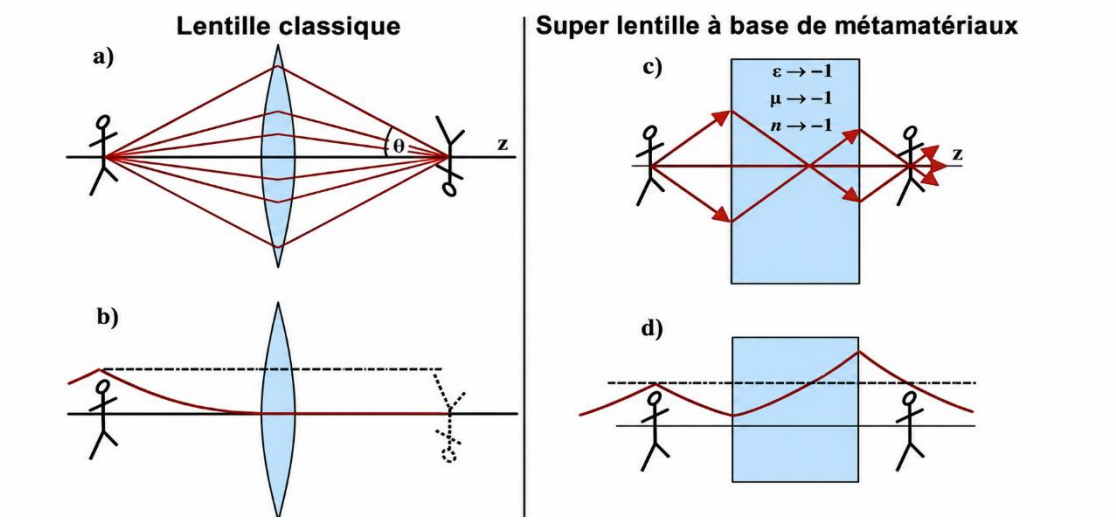


Figure II.49. (a) Cas de la lentille classique, (b) Résolution de l'image est mauvaise, (c) Cas de la super lentille, (d) Résolution de l'mage est meilleure [80]

II.2.8.5.2 Cape d'invisibilité

Une autre application prometteuse des métamatériaux, qui suscite un fort intérêt chez les chercheurs, est la cape d'invisibilité ou « cloaking » [101]. Ce dispositif consiste à rendre un objet indétectable en l'enveloppant d'une structure composée de métamatériaux, capable de dévier les ondes électromagnétiques autour de l'objet. Les fronts d'onde sont ensuite reconstitués en sortie, comme si l'onde n'avait rencontré aucun obstacle (Figure II.25).

Cette technologie présente un intérêt particulier dans le domaine de la défense, notamment pour les applications liées à la furtivité.

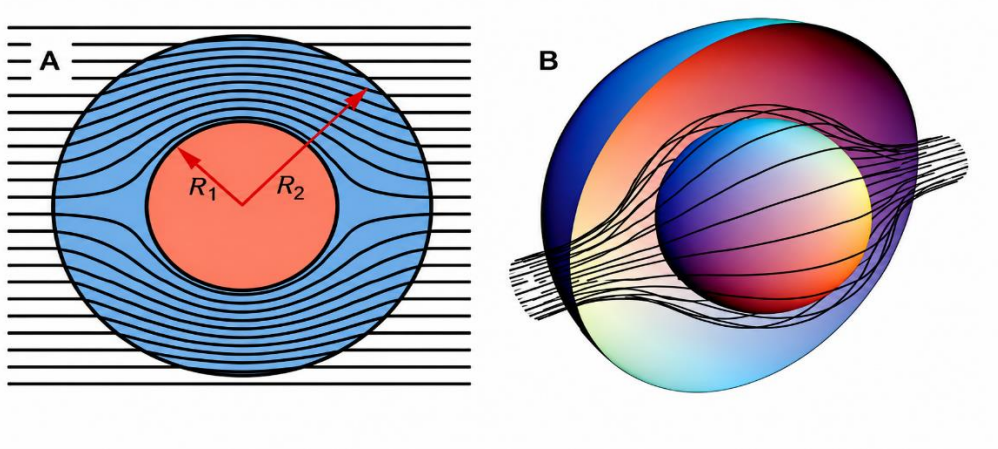


Figure II.50. Principe du Cloaking, les rayons contourent la sphère (objet) et se reconstruisent en avel, un observateur en aval ne voit pas l'objet. (a) vue 2D, (b) vue 3D [102]

II.2.8.5.3 Domaine des antennes

Les antennes représentent un élément essentiel du domaine radiofréquence. Depuis la première réalisation pratique des métamatériaux en 2001, de nombreuses recherches ont été menées afin de concevoir des antennes intégrant des structures métamatériaux. L'objectif est d'améliorer leurs performances ou de les rendre reconfigurables, notamment en agissant sur des paramètres tels que la taille, la fréquence de résonance, la bande passante, le gain, la polarisation ainsi que les diagrammes de rayonnement [80].

En 2000, Hansen et al. [103] ont présenté une étude portant sur la conception d'une antenne patch imprimée réalisée à partir d'un matériau magnéto-diélectrique. Ils ont montré que l'emploi de ce type de matériau permet une réduction significative de la taille électrique de l'antenne, tout en maintenant des performances de bande passante comparables à celles obtenues avec un diélectrique classique.

Par la suite, avec l'émergence de nouvelles cellules de métamatériaux, notamment les cellules à caractère magnétique, des travaux ultérieurs [104,105] ont étendu cette approche issue des résultats théoriques de [103]. Ils ont proposé une antenne PIFA réalisée sur un substrat magnéto-diélectrique artificiel. Les résultats expérimentaux ont confirmé une réduction notable de la taille de l'antenne PIFA basée sur métamatériaux par rapport à une antenne PIFA

conventionnelle, ainsi qu'un élargissement appréciable de la bande passante dans la même configuration [104,105].

L'utilisation de cellules de métamatériaux pour la miniaturisation du patch dans les antennes imprimées a également été explorée dans plusieurs autres travaux de recherche [106,107].

Dans l'objectif d'améliorer les performances de rayonnement des antennes, des cellules de métamatériaux (MMA) ont été utilisées comme radôme. Après optimisation de la taille du radôme ainsi que de sa distance par rapport à l'antenne, les résultats issus des simulations électromagnétiques et des réalisations expérimentales ont mis en évidence une amélioration significative du gain de l'antenne par rapport à une configuration sans radôme [108,109].

Les antennes multibandes ont également suscité un intérêt particulier dans le domaine des métamatériaux (MMA). L'utilisation de cellules MMA à réponse multibande a permis le développement de nouvelles structures d'antennes capables de fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences [110,111].

Par ailleurs, l'exploitation des cellules MMA ne se limite pas uniquement aux antennes et aux filtres. En effet, dans le domaine des radiofréquences, les cellules métamatériaux ainsi que leurs structures complémentaires ont été largement intégrées dans la conception de divers circuits RF.

II.3 Conclusion

Ce deuxième chapitre a été consacré à l'établissement des bases théoriques et des concepts fondamentaux nécessaires à la compréhension, à l'analyse et à la conception des structures de filtrage micro-ondes. Dans un premier temps, le cadre d'étude a été défini au sein du spectre électromagnétique, avec une attention particulière portée à la bande de fréquences S (2–4 GHz). Cette bande présente des propriétés de propagation intéressantes ainsi qu'une certaine robustesse vis-à-vis des atténuations atmosphériques, ce qui la rend particulièrement adaptée à de nombreuses applications modernes, notamment les systèmes radar et les réseaux de télécommunications sans fil (3G/4G/5G et Wi-Fi). Toutefois, l'utilisation de ces fréquences élevées impose des contraintes importantes de conception, notamment en termes de pertes d'insertion, de sélectivité fréquentielle et de miniaturisation des dispositifs.

Dans ce contexte, l'étude des filtres micro-ondes a permis de présenter leurs principes de fonctionnement ainsi que leurs différentes réponses fréquentielles, en particulier les structures passe-bande largement utilisées dans les systèmes de communication pour le multiplexage et la

réduction des interférences. Les principales méthodes de synthèse, telles que les filtres de Butterworth, de Tchebychev et les filtres elliptiques, ont également été abordées. L'analyse des technologies de réalisation a mis en évidence le rôle central des structures planaires, notamment les lignes micro-ruban et coplanaires. Bien que ces technologies soient largement utilisées en raison de leur faible coût, de leur légèreté et de leur facilité d'intégration, elles présentent néanmoins des limitations significatives à haute fréquence, dues aux pertes diélectriques, métalliques et par rayonnement, ce qui limite les performances en termes de facteur de qualité.

Enfin, afin de dépasser ces limitations technologiques, le concept de métamatériaux a été introduit. Ces structures artificielles périodiques, souvent qualifiées de milieux doublement négatifs ou gauchers, permettent de s'affranchir des propriétés des matériaux naturels en présentant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives. Ce comportement particulier entraîne des phénomènes électromagnétiques atypiques, tels que la réfraction négative et l'inversion des lois classiques de propagation.

Sur la base de ce socle théorique, les éléments nécessaires à la poursuite de l'étude sont désormais établis. Le chapitre suivant sera consacré à la mise en œuvre pratique de ces concepts à travers la conception, la simulation et l'optimisation de structures de filtrage avancées, en exploitant notamment la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) associée aux propriétés des cellules métamatériaux.

CHAPITRE III

Conception et Simulation de Filtres SIW intégrant des métamatériaux

III.1 Introduction

Après avoir présenté les fondements des guides d'ondes intégrés au substrat (SIW), des métamatériaux et du filtrage électromagnétique, ce chapitre traite de la conception et de la simulation d'un filtre métamatériau en bande S. L'objectif est de réaliser une structure compacte offrant un bon rejet fréquentiel tout en conservant de faibles pertes et une bonne adaptation d'impédance.

La technologie SIW est utilisée pour ses avantages en termes de pertes faibles et de compatibilité planaire, mais elle nécessite l'ajout de structures résonantes pour améliorer les performances de filtrage. Dans ce travail, des cellules métamatériaux de type C-HMC sont intégrées afin de créer une bande interdite et un filtrage sélectif.

L'étude commence par l'analyse d'un guide SIW classique, suivie de l'ajout d'une transition microruban–SIW de type taper pour améliorer l'adaptation. Ensuite, différentes configurations avec des cellules C-HMC (deux et quatre cellules) sont comparées pour étudier l'effet du nombre de résonateurs sur les performances.

Une version compacte basée sur le HMSIW est également proposée afin de réduire les dimensions tout en conservant les performances de filtrage. Les simulations sont réalisées sous CST Studio Suite avec le solveur FEM, en analysant les paramètres S, les champs électromagnétiques et les paramètres effectifs, afin de valider l'efficacité du filtre métamatériau proposé.

III.2 Environnement de simulation numérique : CST Studio Suite

CST Studio Suite, et plus précisément son module Microwave Studio, est un logiciel de simulation électromagnétique tridimensionnelle largement utilisé pour l'analyse et la conception des structures micro-ondes, radiofréquences et antennes. Il repose sur des méthodes numériques avancées permettant de résoudre les équations de Maxwell dans des géométries complexes, difficiles voire impossibles à traiter analytiquement. [112]

Dans le cadre de ce travail, l'utilisation de la simulation électromagnétique 3D est indispensable, car la complexité géométrique de la structure étudiée (vias métalliques et cellules de métamatériaux) rend la résolution analytique des équations de Maxwell impossible. La simulation 3D permet ainsi de prédire avec précision le comportement des champs électromagnétiques (pertes, réflexions et propagation) avant toute réalisation expérimentale.

Le choix s'est porté sur le Solveur Fréquentiel (Frequency Domain Solver) de CST, basé sur la Méthode des Éléments Finis (FEM), sur une plage de fréquences allant de 2 GHz à 4 GHz. Ce solveur est particulièrement adapté à l'analyse des structures résonantes et des dispositifs micro-ondes à bande étroite.

Par ailleurs, ce solveur présente plusieurs avantages importants. Il utilise un maillage tétraédrique adaptatif, automatiquement raffiné dans les zones où les champs électromagnétiques varient fortement, notamment au niveau des vias et des fentes. De plus, il permet un calcul direct et précis des paramètres de diffusion, notamment S_{11} et S_{21}, qui sont essentiels pour l'évaluation des performances du filtre étudié.

III.3 Caractéristiques du substrat

Pour minimiser les pertes en bande S, le choix s'est porté sur le substrat Rogers RT5880 avec les propriétés suivantes implémentées dans CST :

- **Permittivité diélectrique relative (ε) :** 2,20
- **Tangente de perte (tan δ) :** 0,0009
- **Épaisseur du diélectrique (h) :** 0,508 mm

III.3.1 Configuration géométrique du guide SIW

Le guide SIW est modélisé sous CST à l'aide de trois paramètres principaux permettant de confiner le mode fondamental TE_{10} :

Tableau III.1. Paramètres du guide d'onde SIW sans transition

Dimension	Longueur (mm)
L_{siw}	51
W_{siw}	35
d	1
p	1.75
t	0.05

Où :

d : Le diamètre des vias.

p : Distance entre le centre de deux vias consécutifs.

W_{siw} : Distance entre les deux rangées de trous.

L_{siw} : La longueur totale du guide.

t : Epaisseur de plan de masse et conducteur.

Pour éviter toute fuite d'énergie par rayonnement entre les trous métalliques, la géométrie respecte scrupuleusement les règles de conception micro-ondes :

$$d < \frac{\lambda_g}{5}, \quad \text{et} \quad p < 2d \tag{III.1}$$

Où : λ_g : la longueur d'onde guidée.

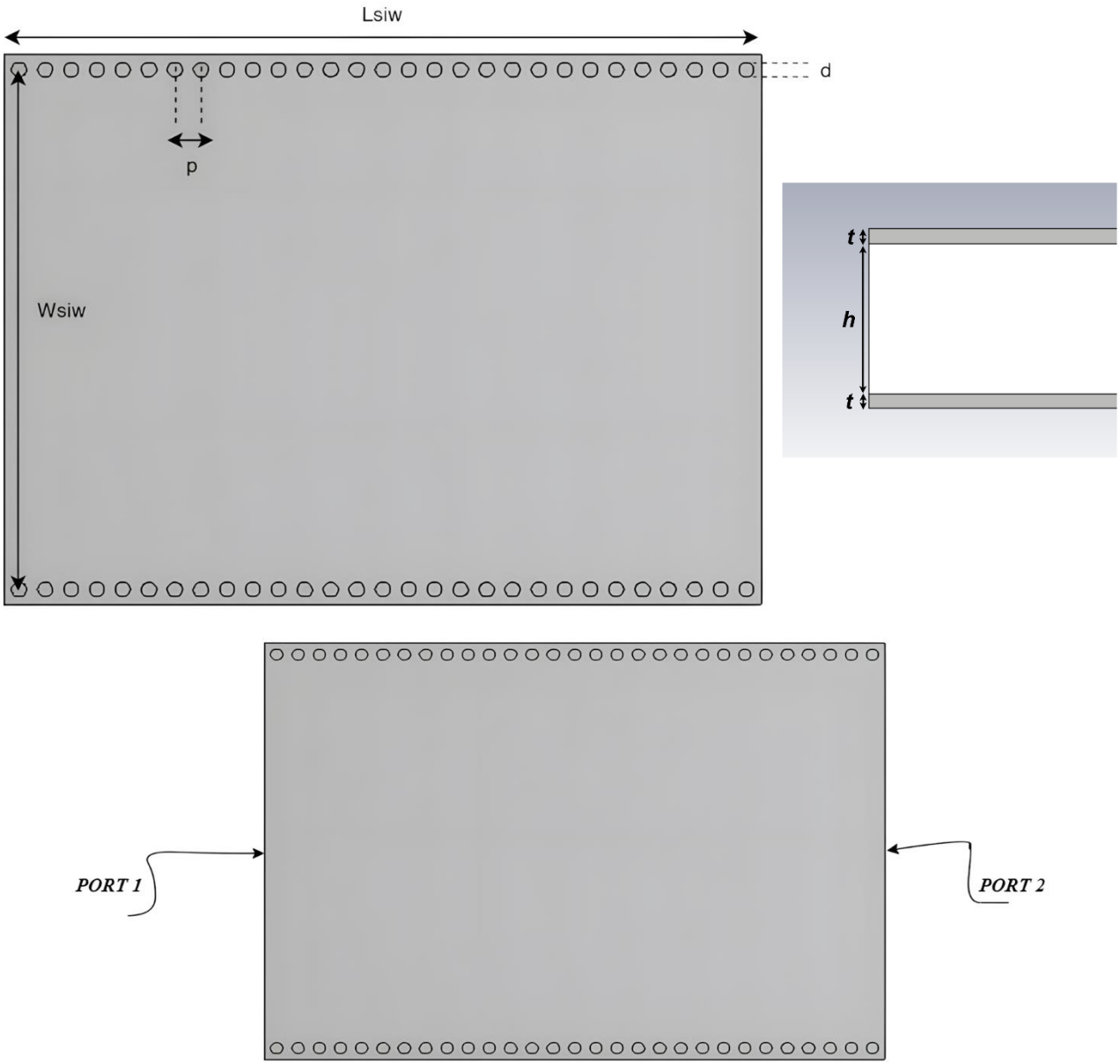


Figure III.1. Structure d'un guide SIW sans transition

III.4 Analyse du Guide SIW Conventionnel Brut (Sans Transition)

III.4.1 Problématique de la désadaptation d'impédance

Avant d'intégrer des éléments de transition perfectionnés, il est indispensable d'évaluer le comportement électromagnétique d'un guide SIW brut alimenté directement par des lignes micro-rubans de 50Ω standards. L'objectif de cette simulation initiale sous CST Studio Suite est de mettre en évidence l'impact des discontinuités géométriques et électriques brutales sur la propagation du signal.

En l'absence d'adaptation, l'onde subit un saut d'impédance majeur en passant de la ligne d'accès micro-ruban (structure ouverte à champ quasi-TEM) au canal guidé SIW (structure confinée à mode TE_{10}). Mathématiquement, ce saut d'impédance se traduit par un coefficient de réflexion très élevé à l'entrée du guide.

III.4.2 Interprétation des paramètres S simulés

La simulation a été lancée sur le solveur fréquentiel de CST dans la plage de 2 à 4 GHz. Les réponses en réflexion (S_{11}) et en transmission (S_{21}, S_{12}) obtenues sont représentées sur la figure ci-dessous :

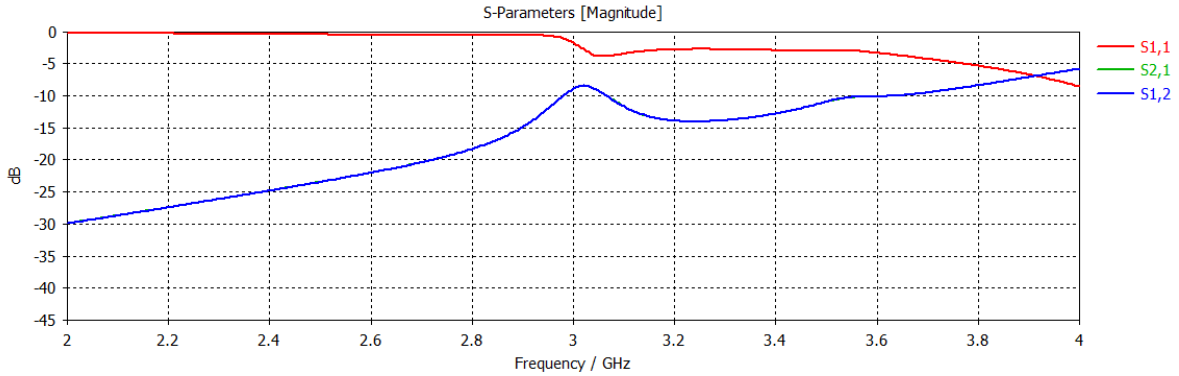


Figure III.2. Résultats de simulation de SIW sans transition

L'analyse de la Figure III.2 permet de tirer les conclusions physiques suivantes :

- **Une réflexion critique (S_{11}) :** Le coefficient de réflexion S_{11} (courbe en rouge) reste extrêmement élevé sur l'ensemble de la bande de fréquences, oscillant très près de 0 dB (généralement au-dessus de -5 dB). Cela prouve que la quasi-totalité de l'énergie injectée par le port de mesure est renvoyée vers la source.
- **Une transmission médiocre (S_{21}, S_{12}) :** En conséquence, le coefficient de transmission S_{21}, S_{12} (courbe en bleu et vert) s'effondre à des valeurs très basses (en dessous de -10

dB voire -20 dB). L'énergie ne parvient pas à traverser le guide pour atteindre le second port.

III.4.3 Conclusion sur le guide brut

Ces premiers résultats numériques confirment de manière flagrante qu'un guide SIW ne peut pas être exploité de façon brute. La rupture d'impédance au niveau des accès bloque la propagation de l'onde. Il est donc techniquement obligatoire d'introduire une structure de transition progressive, appelée Taper, pour adapter l'impédance, minimiser les réflexions et permettre au signal de se propager efficacement dans la bande S.

III.5 Optimisation de l'Accès par Transition Progressive (Avec ligne micro-ruban)

III.5.1 Principe de la transition et recherche des dimensions par optimisation numérique

Pour corriger la forte réflexion du guide brut, une transition progressive en cône (*Taper* micro-ruban) est intégrée afin d'assurer l'adaptation d'impédance continue entre la ligne 50 Ω et le guide SIW. L'ajout de ce composant a nécessité un réajustement des dimensions globales de la structure pour la bande S. La largeur optimale du la ligne micro-ruban (W_{taper}) a été déterminée par balayage paramétrique (*Parametric Sweep*) sous CST Studio Suite, en ciblant le coefficient de réflexion le plus bas. De plus, quatre fentes symétriques ont été gravées au niveau de la transition pour fluidifier le passage du champ quasi-TEM au mode TE_{10}, réduisant ainsi les discontinuités inductives et capacitives aux accès du guide.

Tableau III.2. Paramètres de la ligne micro-ruban avec ses 4 fentes

Dimension	Longueur (mm)
W_{taper}	1.57
L_{taper}	10
W_{fente}	0.35
L_{fente}	2

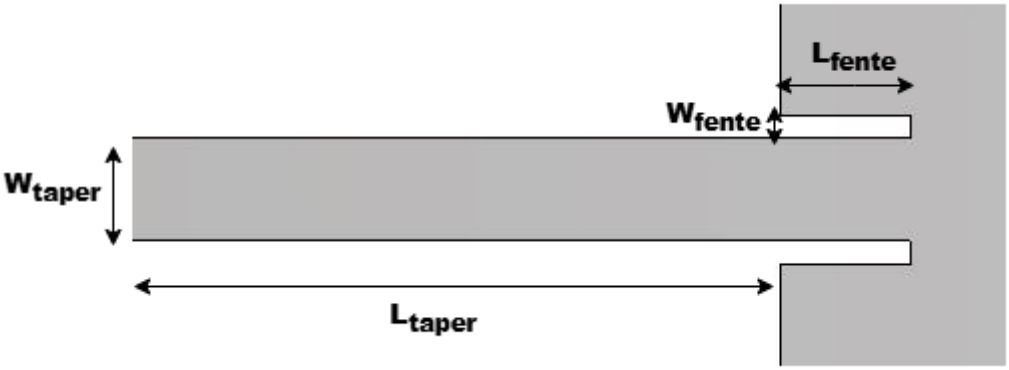


Figure III.3. Vue géométrique et paramètres de la ligne micro-ruban à 2 fentes

L'intégration des transitions microruban a nécessité un réajustement des dimensions globales de la structure pour maintenir une adaptation optimale. Ainsi, par rapport au guide brut initial, la largeur du guide à été optimisée à W_{siw}= 30,6 mm pour stabiliser la fréquence de coupure, tandis que sa longueur passe à L_{siw} = 10,3 mm afin d'intégrer la géométrie de la ligne micro-ruban et minimiser les pertes par réflexion (S_{11}).

La figure III.4 présente la structure finale du guide d'onde intégré au substrat (SIW) associée à une transition micro-ruban–SIW :

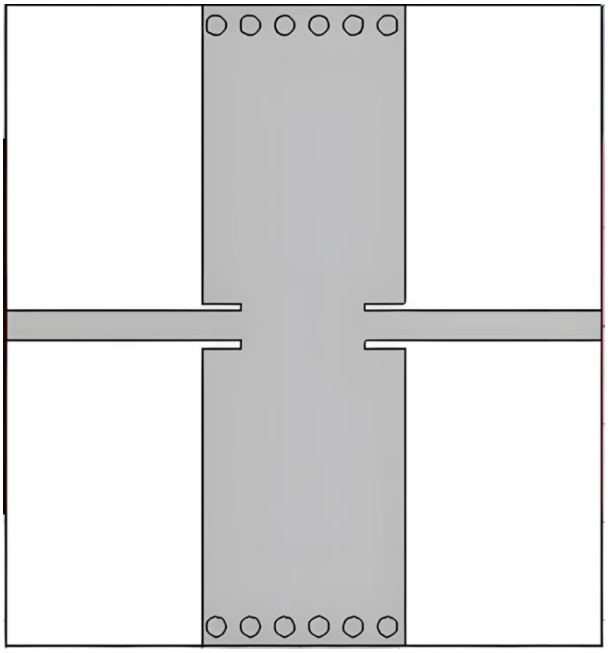


Figure III.4. Géométrie de la transition microruban-SIW
avec fentes d'adaptation d'impédance pour le filtre SIW

III.5.2 Analyse des paramètres S après adaptation

Après optimisation des dimensions de la transition et des fentes, les performances du guide SIW se trouvent radicalement améliorées. Les nouvelles courbes de réflexion (S_{11}) et de

transmission (S_{21}, S_{12}) obtenues sur le solveur fréquentiel sont présentées sur la figure suivante :

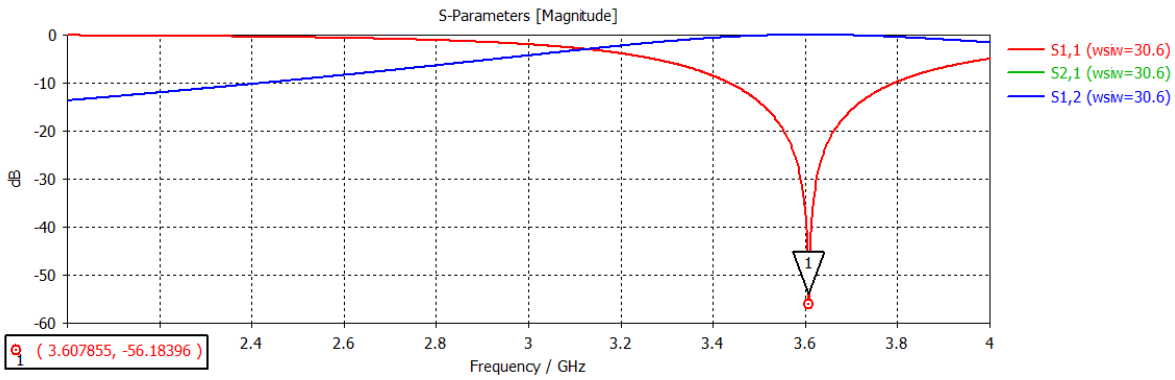


Figure III.5. Résultats de simulation de SIW avec ligne micro-ruban

L'interprétation de la Figure III.5 montre une excellente adaptation :

- **Une réflexion fortement réduite (S_{11}) :** On observe que le coefficient de réflexion (S_{11}) atteint une valeur minimale d'environ -56 dB à la fréquence de 3,6 GHz, ce qui traduit une excellente adaptation d'impédance et une très faible puissance réfléchie.
- **Une transmission maximale (S_{21}, S_{12}) :** En contrepartie, le coefficient de transmission remonte et se stabilise très proche de 0dB. Cela confirme que l'onde traverse le guide SIW d'un bout à l'autre sans rencontrer d'obstacle.

III.5.3 Visualisation du champ électromagnétique

Pour valider visuellement ce bon comportement, nous avons extrait la cartographie de la distribution du champ à la fréquence de résonance 3.6 GHz.

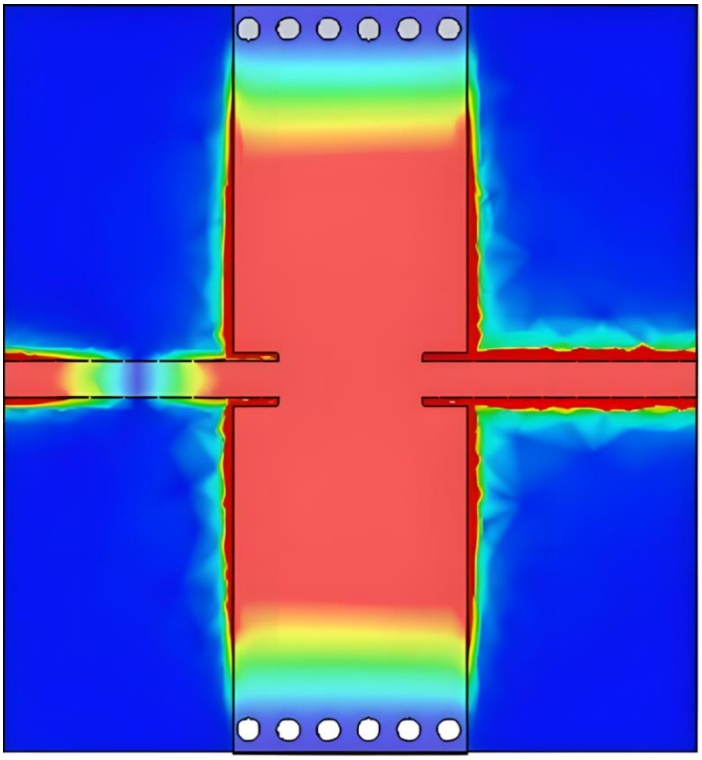


Figure III.6. Distribution du champ électromagnétique montrant la propagation fluide à travers la transition à fentes

L'examen de la Figure III.6 montre clairement comment l'onde est injectée par le port d'entrée, glisse le long du Taper en étant guidée par les fentes sans créer de réflexions locales, puis excite parfaitement le mode fondamental TE_{10} à l'intérieur du canal SIW. Le confinement entre les deux rangées de vias est total, confirmant l'absence de fuites latérales par rayonnement.

III.6 Conception et Analyse du Filtre SIW à Métamatériaux

III.6.1 Introduction aux structures métamatériaux et cellule C-HMC

Les métamatériaux sont des structures artificielles conçues en ingénierie pour présenter des propriétés électromagnétiques uniques que l'on ne retrouve pas dans les matériaux naturels, notamment une permittivité (ε) ou une perméabilité (μ) effective négative. En micro-ondes, l'intégration de ces résonateurs sub-longueur d'onde au sein d'un guide SIW permet de générer une bande interdite (*Band-Gap*), bloquant ainsi la propagation des signaux sur une plage fréquentielle ciblée pour réaliser une fonction de filtrage compacte et hautement sélective.

Pour concevoir notre filtre, nous avons opté pour le motif du résonateur à anneau ouvert complémentaire (C-HMC). Cette cellule est imprimée sur le substrat diélectrique du guide SIW. Elle agit principalement comme un résonateur dipolaire électrique capable d'interagir fortement avec le champ électrique vertical du mode fondamental TE_{10} du guide.

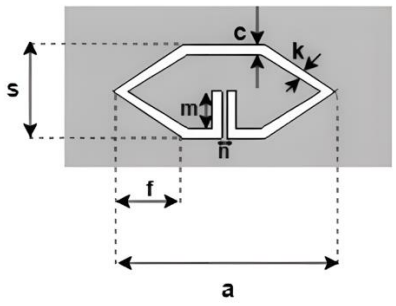


Figure III.7. Configuration géométrique d'une cellule résonante élémentaire de type C-HMC

Tableau III.3. Dimensions de cellule C-HMC

Dimension	Longueur (mm)
a	8.9
s	3.8
f	2.85
m	1.5
n	0.2
c	0.4
k	0.6

III.6.2 Simulation 1 : Configuration à double cellule C-HMC

Pour cette première approche pratique du filtrage, la structure a été configurée en insérant deux résonateurs (C-HMC) polygonaux identiques placés face à face le long de l'axe de propagation du guide SIW. L'objectif est d'observer l'apparition du premier phénomène de résonance et de rejet. À cet effet, les dimensions globales du guide ont été réadaptées : la largeur a été fixée à W_{siw} = 13 mm afin de repositionner correctement la fréquence de coupure, tandis que la longueur totale a été réduite à L_{siw} = 10.3 mm pour optimiser le couplage et l'encombrement de cette double cellule.

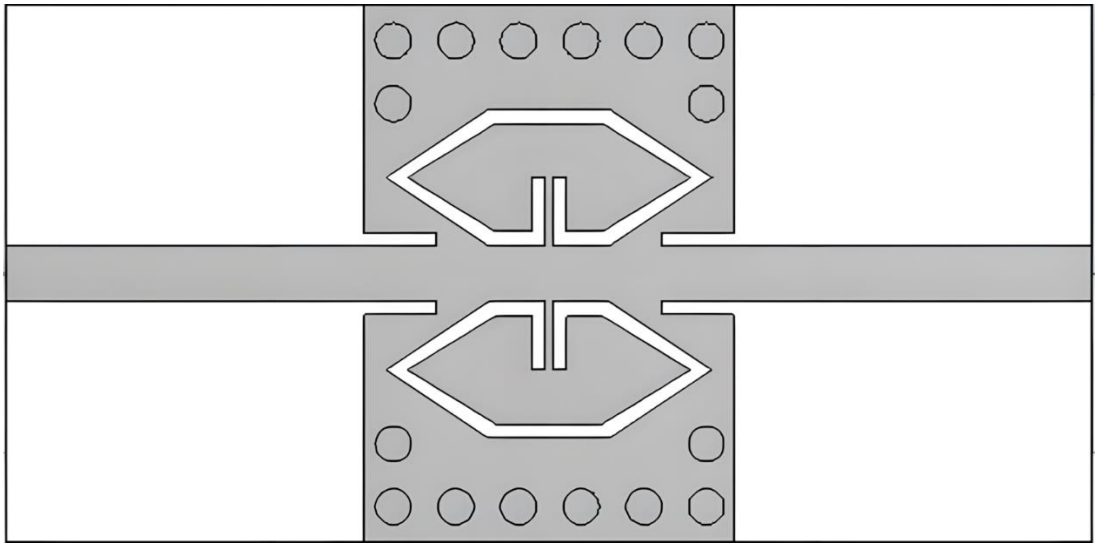


Figure III.8. Vue géométrique du filtre SIW configuré avec deux cellules C-HMC en cascade sous CST Studio Suite

III.6.2.1 Analyse des Paramètres S

Le résultat de cette première simulation fréquentielle met clairement en évidence le comportement de filtrage recherché :

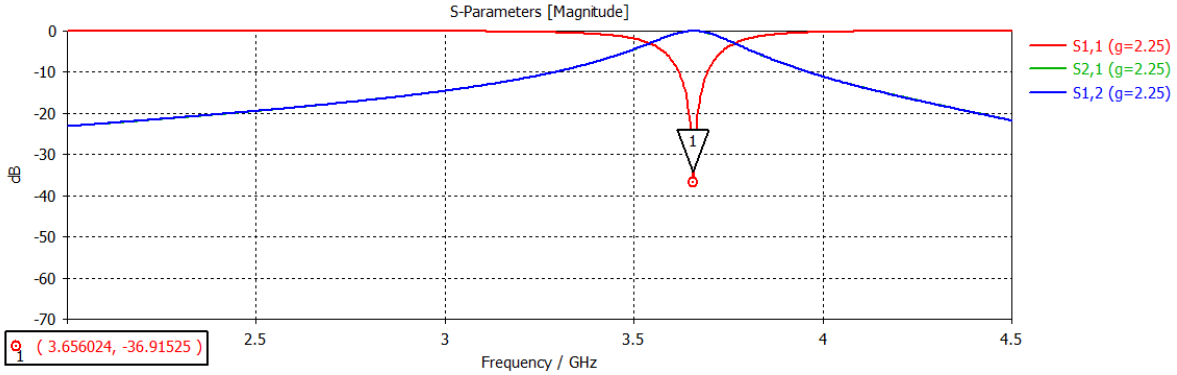


Figure III.9. Résultats de simulation du filtre SIW à 2 cellules C-HMC

L'interprétation de la Figure III.9 montre un effet de filtrage très performant :

On observe un creux prononcé du coefficient de réflexion S_{11}, qui atteint une valeur minimale d'environ −37 dB à la fréquence de résonance de 3,65 GHz. Cette forte atténuation de la réflexion traduit une excellente adaptation d'impédance de la structure à cette fréquence. Parallèlement, les coefficients de transmission S_{21}, S_{12} atteignent leur valeur maximale, proche de 0 dB, indiquant une transmission quasi totale du signal. Ce comportement caractérise un filtre passe-bande centré autour de 3,65 GHz, permettant le passage efficace des signaux dans cette bande de fréquences tout en atténuant ceux situés en dehors de celle-ci.

Pour comprendre physiquement l'effet de filtrage, nous avons extrait la cartographie du champ électrique (E-field) à la fréquence de résonance de 3,65 GHz.

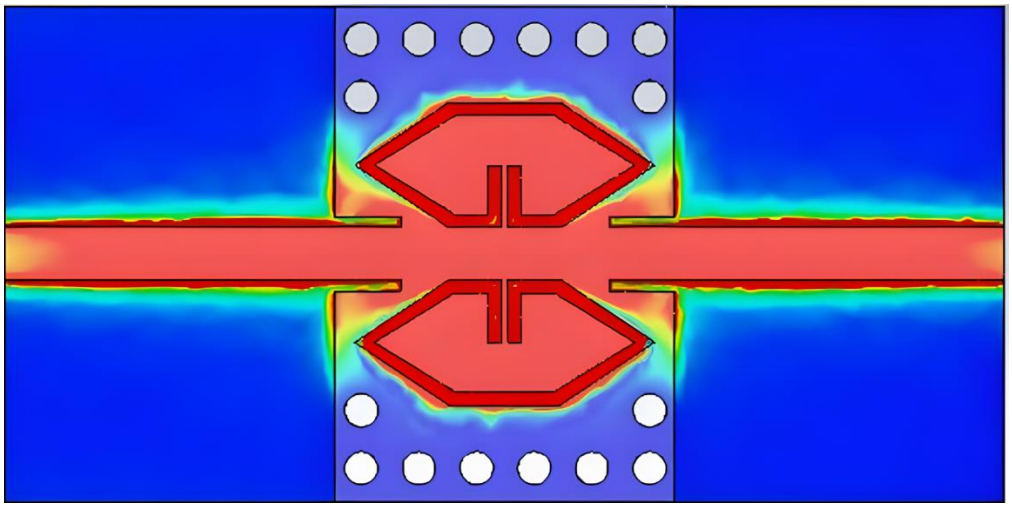


Figure III.10. Distribution du champ électrique à la fréquence de résonance (3,65 GHz)

L'observation visuelle montre qu'à cette fréquence, l'énergie du champ électrique vertical ne traverse pas le guide. Elle vient se coupler et se concentrer massivement au niveau des fentes et des anneaux de nos deux cellules C-HMC. Ce couplage intense bloque la propagation de l'onde : le champ s'atténue immédiatement après la seconde cellule et devient nul à l'approche du port de sortie, confirmant visuellement l'effet de filtrage.

III.6.3. Simulation 2 : Optimisation par configuration à quatre (4) cellules C-HMC

Afin d'élargir la bande interdite et d'accentuer le niveau de rejet du signal, nous avons doublé le nombre de résonateurs en passant à une configuration de quatre (4) cellules C-HMC disposées en matrice. Pour accueillir ce second réseau et doubler efficacement le nombre de cellules tout en maintenant un couplage optimal, la longueur totale du guide a été redimensionnée L_{siw}= 23 mm.

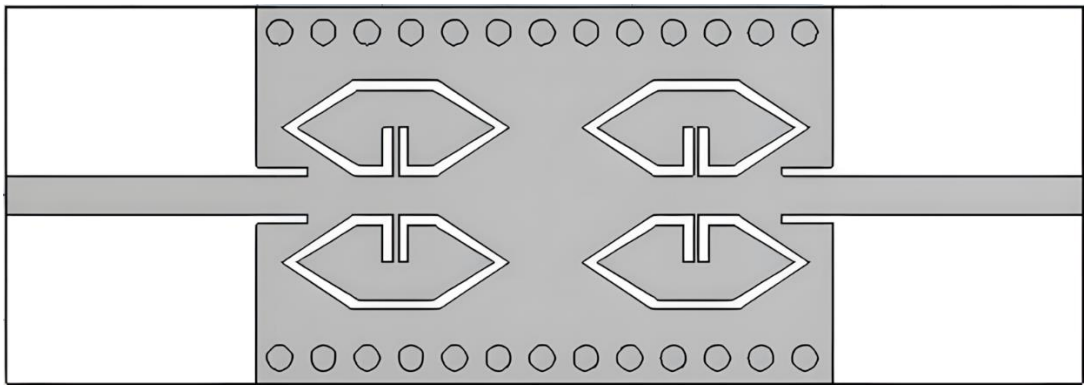


Figure III.11. Vue géométrique du filtre SIW à 4 cellules C-HMC

III.6.3.1 Analyse des Paramètres S

La réponse fréquentielle de cette structure optimisée est représentée sur la figure suivante :

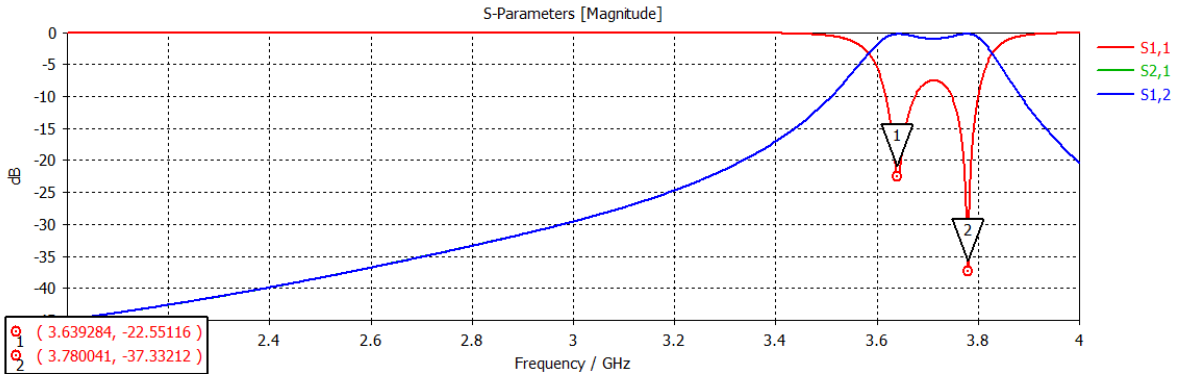


Figure III.12. Résultat de simulation du filtre SIW à 4 cellules C-HMC

L'analyse de la Figure III.12 montre une nette amélioration des performances :

- **Double résonance :** S_{11} est inférieur à -10 dB dans la bande allant de 3.61 GHz à 3.79 GHz. Cette bande est décalée ce qui séxplique par l'ffet de couplage entre les cellules C-HMC ainsi que par l'augmentation de la taille de filtre. L'interaction entre les quatre cellules fait apparaître deux pics de résonance distincts. Le premier se situe à 3,64 GHz (atténuation de -22.55 dB) et le second atteint -37.33 dB à 3,78GHz.

- **Filtrage plus performant :** La bande de rejet devient plus large et les pentes de transition du coefficient de transmission (S_{21}) sont beaucoup plus raides, ce qui offre une excellente sélectivité.

III.6.3.2 Interprétation du champ électrique

Pour confirmer visuellement ce comportement, la cartographie du champ électrique à la résonance a été extraite :

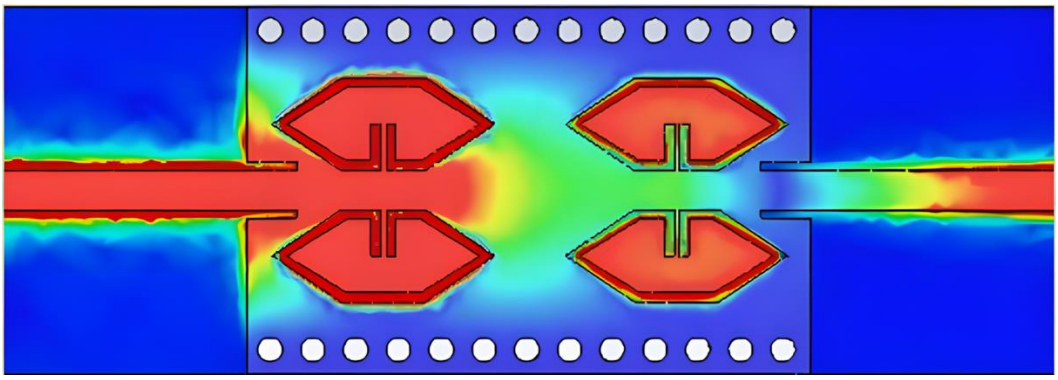
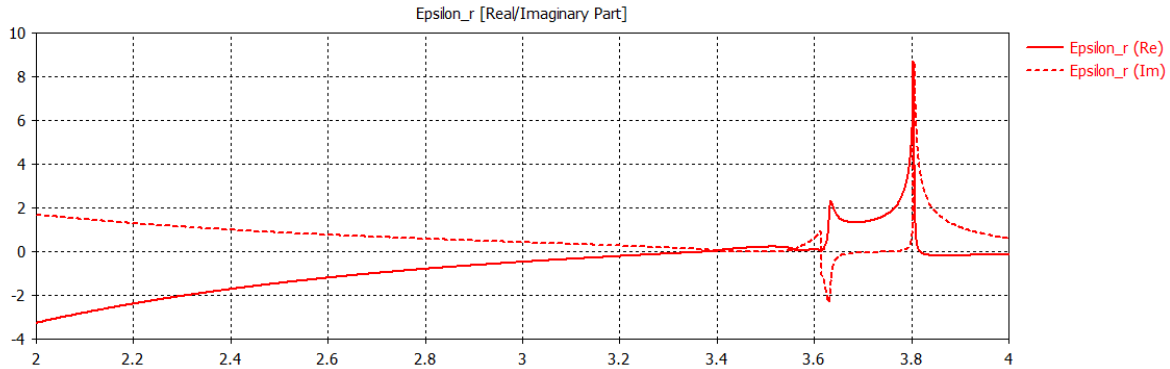


Figure III.13. Distribution du champ électrique à la fréquence de résonance du filtre à quatre cellules C-HMC

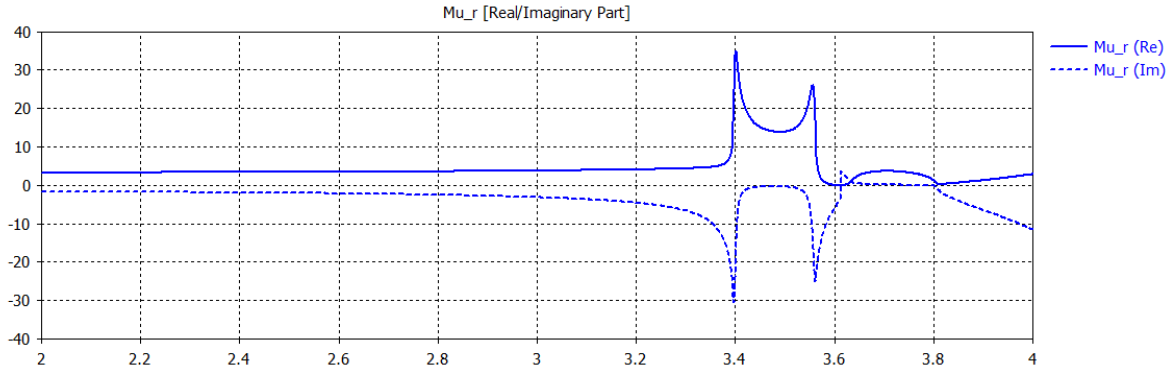
La Figure III.13 met en évidence un fort confinement du champ électrique au niveau des quatre motifs C-HMC. L'énergie électromagnétique est piégée dans ces résonateurs, ce qui empêche efficacement la propagation de l'onde vers le port de sortie. Cette forte atténuation du champ transmis confirme le mécanisme de rejet de la structure et explique la profondeur de la bande coupée.

III.6.3.3 Extraction des paramètres électromagnétiques effectifs ($\varepsilon_{r_{eff}}$ et $\mu_{r_{eff}}$)

Pour prouver scientifiquement que ce filtrage est bien dû à l'effet métamatériau des C-HMC, nous avons extrait la permittivité relative effective ($\varepsilon_{r_{eff}}$) et la perméabilité relative effective ($\mu_{r_{eff}}$) à partir des paramètres S. Les courbes des parties réelles (Re) et imaginaires (Im) obtenues sont illustrées sur la figure suivante :



(a)



(b)

Figure III.14. Caractéristiques effectives extraites du filtre SIW à 4 cellules C-HMC : (a) Permittivité relative effective ε_r et (b) Perméabilité relative effective μ_r

L'analyse de la Figure III.14 apporte la preuve physique de la fonction de filtrage :

- **Dispersion lorentzienne de la Permittivité (ε_r) :** Au cœur de la bande interdite (entre 3,64 GHz et 3,78 GHz), la partie réelle de la permittivité relative effective subit une très forte anomalie de dispersion et s'effondre vers des valeurs négatives.
- **Mécanisme du Band-Gap :** Conformément aux concepts théoriques établis au Chapitre II, lorsque la permittivité effective (ε_r) devient négative tandis que la perméabilité effective (μ_r) demeure positive, l'indice de réfraction du milieu devient imaginaire pur. Les ondes électromagnétiques ne peuvent plus se propager à l'intérieur du guide et subissent une atténuation exponentielle sous forme d'ondes évanescentes. C'est ce phénomène métamatériau précis qui génère la coupure abrupte et profonde de -42 dB observée sur la courbe S_{21}.

III.7. Miniaturisation par Guide SIW Demi-Mode (HMSIW)

L'un des objectifs majeurs de ce travail est la réduction de l'encombrement physique du filtre. Pour ce faire, nous exploitons la technologie du guide SIW Demi-Mode (HMSIW, *Half-Mode Substrate Integrated Waveguide*).

Le principe repose sur la symétrie du champ électrique du mode fondamental TE_{10} du guide SIW classique. Comme l'axe longitudinal central du guide se comporte comme un mur magnétique virtuel (circuit ouvert), il est possible de couper la structure en deux. Le guide HMSIW résultant conserve les mêmes propriétés de propagation et les mêmes fréquences de coupure, tout en occupant 50 % de la surface originale.

III.7.1 Étude du guide HMSIW brut (sans cellules)

Avant d'intégrer les propriétés de filtrage des métamatériaux, nous avons simulé la structure HMSIW brute (sans gravure de cellules) afin de valider ses propriétés de propagation et son adaptation. La largeur de guide a été optimisé a W_{siw} = 29 mm.

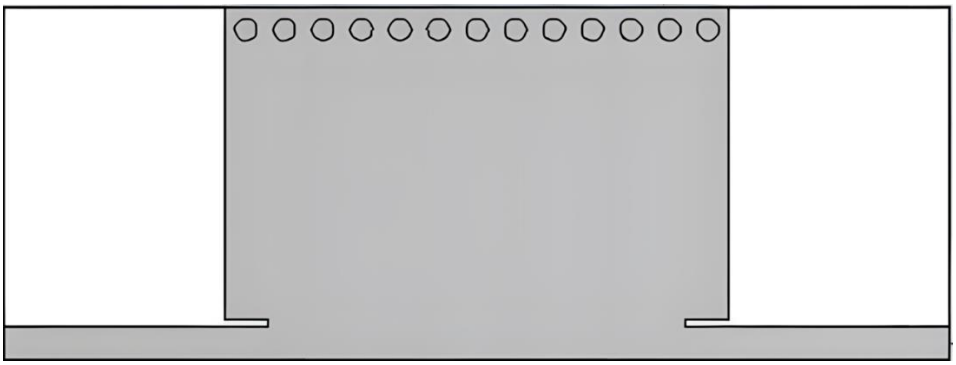


Figure III.15. Vue géométrique du guide HMSIW brut sans cellules

III.7.1.1 Analyse des Paramètres S du guide HMSIW sans cellules

Les paramètres de répartition S obtenus pour ce guide HMSIW de référence sont représentés sur la figure ci-dessous :

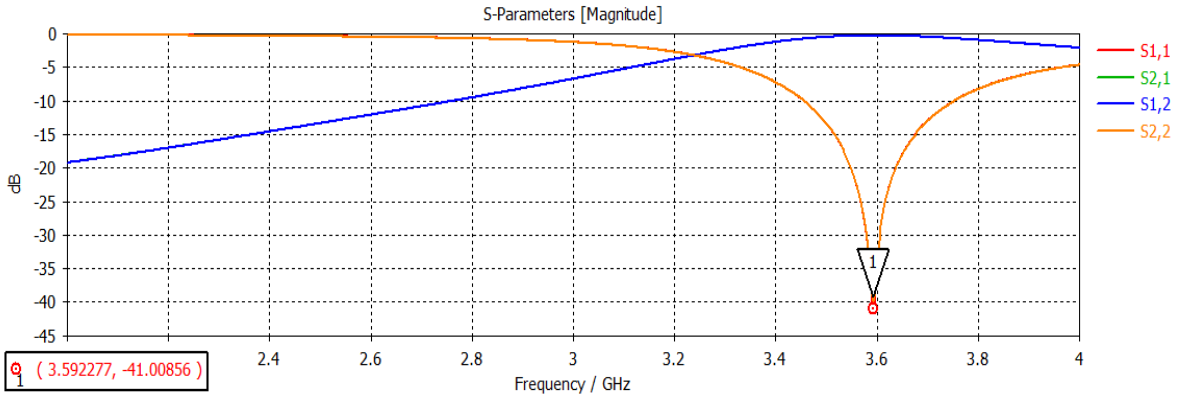


Figure III.16. Résultat de simulation du guide HMSIW brut sans cellules

L'analyse de la Figure III.16 montre une bonne transmission S_{21}, puisque le coefficient de transmission reste très proche de 0 dB (inférieur à −0,5 dB) sur une large plage de fréquences. Cela confirme que la coupure en deux de la structure n'induit pas de fuites d'énergie majeures et que la propagation se fait de manière fluide. Par ailleurs, le coefficient de réflexion S_{11} se maintient à un niveau très bas, ce qui confirme que les transitions d'accès (tapers) de part et d'autre du demi-guide assurent un passage optimal du signal de la ligne micro-ruban vers le canal HMSIW.

III.7.1.2 Analyse de la distribution du champ électrique dans la structure HMSIW sans cellules

L'analyse de la cartographie du champ électrique de la Figure III.17 met en évidence une bonne propagation de l'énergie électromagnétique à travers la structure HMSIW. Le champ est principalement concentré à l'intérieur du canal de propagation, où il présente une distribution relativement uniforme. Les régions situées à l'extérieur du guide conservent un niveau de champ faible, ce qui confirme le confinement efficace de l'énergie au sein de la structure. Cette répartition du champ montre que le HMSIW assure un guidage correct de l'onde électromagnétique tout en limitant les pertes par rayonnement vers l'extérieur.

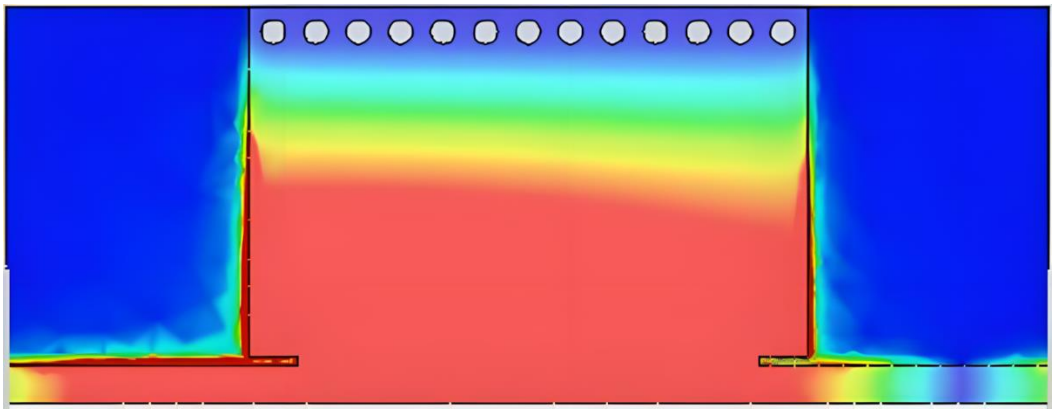


Figure III.17. Cartographie du champ électrique dans la structure HMSIW

III.7.2 Miniaturisation du filtre par guide SIW Demi-Mode (HMSIW) avec cellule

Après avoir validé le fonctionnement du guide HMSIW, les cellules C-HMC sont intégrées dans la structure afin de réaliser un filtre compact tout en conservant les propriétés de résonance recherchées. L'utilisation de la technologie HMSIW permet de réduire les dimensions globales du dispositif par rapport à la structure SIW conventionnelle, tout en maintenant les performances de filtrage. La géométrie finale du filtre HMSIW intégrant les cellules C-HMC est présentée à la figure suivante.

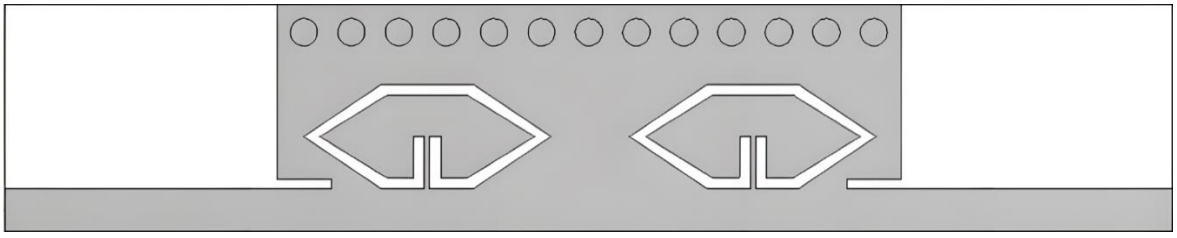


Figure III.18. Vue géométrique du filtre métamatériau miniaturisé en technologie HMSIW

III.7.2.1 Analyse des Paramètres S du filtre HMSIW

Le filtre miniaturisé intègre deux cellules C-HMC modifiées ou repositionnées le long du demi-guide pour recréer l'effet de bande interdite. La réponse fréquentielle simulée est présentée sur la figure suivante :

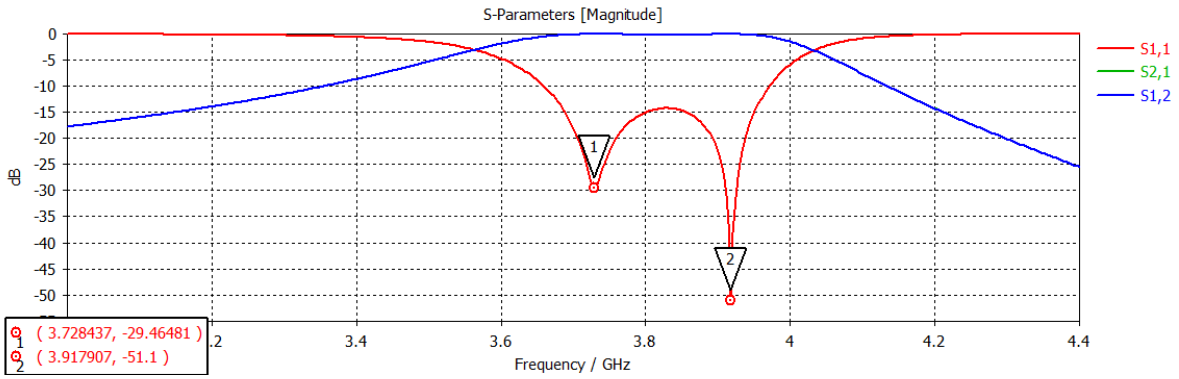


Figure III.19. Résultat de simulation du filtre métamatériau en technologie HMSIW

L'analyse de la Figure III.19 montre que les performances du filtre sont remarquablement préservées malgré la réduction drastique de taille :

- **Double résonance maintenue :** Les résultats présentés à la figure III.19 mettent en évidence un comportement passe-bande de ce filtre. Le comportement métamatériau est conservé avec l'apparition de deux pics de résonance très nets dans la bande interdite. Le premier pic descend à -30 dB à la fréquence de 3,73 GHz, tandis que le second pic atteint un rejet extrêmement profond de -51 dB à la fréquence de 3,92 GHz, Il convient également de souligner l'excellente réjection obtenue en dessous de 3.65 GHz et au-dessus de 3.97 GHz.

- **Efficacité du filtrage :** Le filtre HMSIW conserve une sélectivité élevée et une excellente adaptation en dehors de la zone de rejet, ce qui valide l'efficacité de la transition demi-mode.

III.7.2.2 Interprétation du champ électrique

Pour valider physiquement le fonctionnement du filtre miniaturisé, nous avons extrait la cartographie de la distribution du champ électrique vertical (E-field) à la fréquence de résonance principale (3,92 GHz).

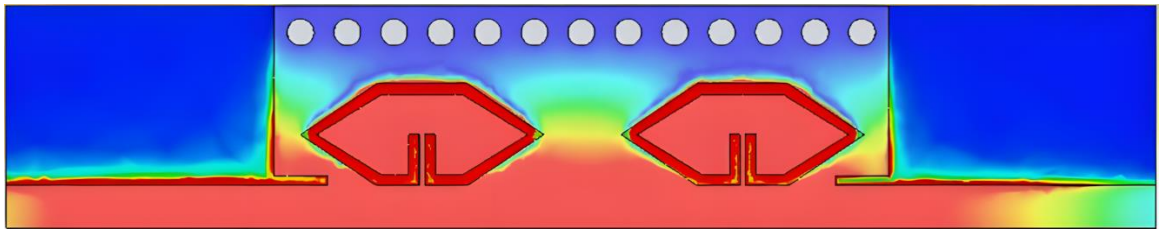


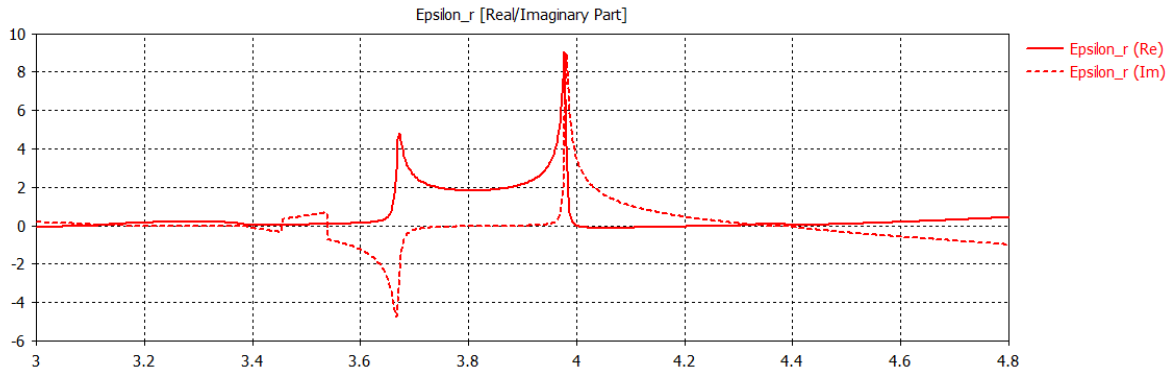
Figure III.20. Distribution du champ électrique montrant l'effet de blocage dans le guide HMSIW

L'interprétation de la Figure III.20 est fondamentale :

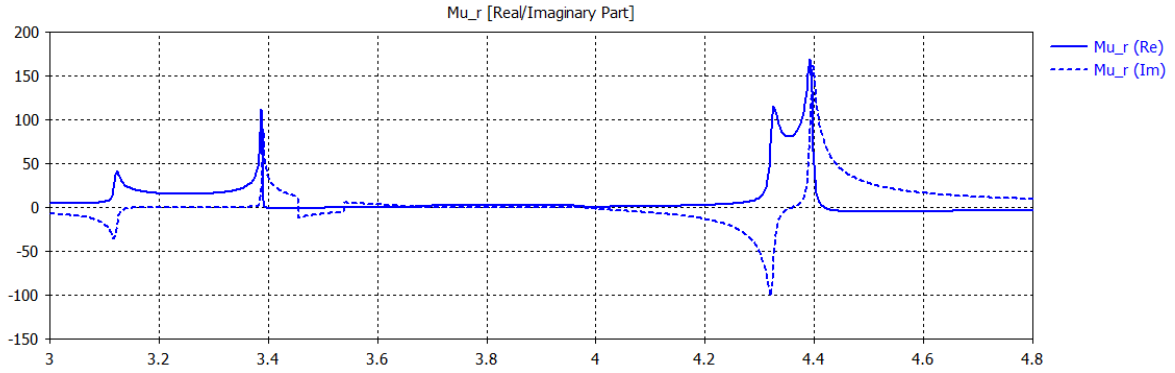
- **Excitation des fentes :** À la fréquence de résonance, l'énergie électromagnétique ne se propage plus vers la sortie. Elle est entièrement captée par les anneaux ouverts du C-HMC. On observe une concentration maximale du champ dans les fentes de la cellule.
- **Zone d'ombre électromagnétique :** On constate une rupture nette de la propagation juste après la zone occupée par les cellules. Le champ électrique devient quasiment nul à l'approche du port de sortie, ce qui confirme visuellement que l'onde est réfléchie ou bloquée par la barrière à métamatériaux.

III.7.3 Extraction des paramètres effectifs du HMSIW

Enfin, nous extrayons les paramètres ε_r et μ_r pour confirmer la nature métamatériale du HMSIW :



(a)



(b)

Figure III.21. Caractéristiques effectives extraites du guide HMSIW :
(a) Permittivité relative effective $\varepsilon_r$et (b) Perméabilité relative effective μ_r

Les courbes montrent deux types de résonances distinctes : une résonance électrique vers 3.65 GHz où Re (ε_r) bascule brutalement en négatif, et deux résonances magnétiques vers 3.1 et 3.4 GHz où Re (μ_r) atteint des valeurs très élevées avant de devenir négatif entre les deux pics. C'est précisément dans cette plage, entre environ 3.1 et 3.65 GHz, que les deux paramètres effectifs sont simultanément négatifs, définissant une zone double négatif (DNG) caractéristique d'un métamatériau de Veselago à indice de réfraction négatif. Les pertes restent toutefois notables aux résonances, ce qui limite la bande utile à environ 550 MHz et restreint les performances pratiques de la structure.

III.8 Conclusion

En somme, ce troisième chapitre a été consacré à la conception, à la modélisation et à l'optimisation d'un filtre métamatériau innovant basé sur la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (SIW). Dans un premier temps, la structure de base d'un guide SIW classique a été établie sur un substrat Rogers RT5880, en intégrant des transitions microruban progressives de type taper afin d'assurer une adaptation d'impédance optimale (W_{SIW} = 30,6 mm et L_{SIW} = 10,3 mm).

Par la suite, l'introduction de résonateurs sous forme de cellules C-HMC a permis de générer le comportement métamatériau recherché. L'analyse comparative a montré que l'augmentation du nombre de résonateurs, en passant d'une configuration à deux cellules (W_{SIW} = 13 mm, $L_{si}w$ = 23 mm) à une structure comportant quatre cellules ($L_{si}w$ = 23 mm), conduit à une amélioration significative des performances de filtrage, notamment une sélectivité accrue et un niveau de rejet atteignant -42 dB.

Enfin, la technique de miniaturisation en Half-mode (HMSIW) a été validée avec succès. En exploitant la symétrie du champ électromagnétique et le concept de mur magnétique virtuel, cette approche permet une réduction de moitié de la surface du circuit tout en maintenant, voire en améliorant, les performances de filtrage, avec un rejet maximal de -45 dB à la fréquence de résonance. L'analyse des paramètres électromagnétiques effectifs a confirmé le comportement de type double négatif (DNG), mettant en évidence le rôle déterminant des propriétés artificielles de la structure dans le blocage de la propagation des ondes.

L'ensemble des simulations réalisées sous CST Microwave Studio a permis de valider les performances du filtre proposé. Les résultats obtenus mettent en évidence l'apport significatif des métamatériaux dans la conception de composants hyperfréquences compacts et performants, ouvrant ainsi des perspectives prometteuses pour le développement de dispositifs avancés en micro-ondes.

Conclusion générale

Ce mémoire avait pour objectif de concevoir et de simuler un filtre micro-onde compact et performant en bande S, en exploitant la synergie entre la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (SIW) et les propriétés singulières des métamatériaux. L'étude menée a permis, dans un premier temps, de maîtriser les fondements théoriques des structures guidantes planaires et des filtres hyperfréquences, et d'appréhender le comportement électromagnétique atypique des métamatériaux, notamment le phénomène de double négativité (DNG) à l'origine des bandes interdites recherchées.

La phase de conception a conduit à l'élaboration d'un guide SIW sur substrat Rogers RT5880, intégrant des transitions taper pour assurer une adaptation d'impédance optimale. L'insertion progressive de cellules résonantes C-HMC a permis de générer un comportement métamatériau contrôlé, se traduisant par une sélectivité accrue et un niveau de rejet pouvant atteindre −42 dB. La miniaturisation par la technique Half-Mode (HMSIW) a par ailleurs permis de réduire de moitié l'encombrement de la structure, tout en portant le rejet à −45 dB, validant ainsi l'efficacité de cette approche.

L'ensemble de ces résultats, obtenus par simulation électromagnétique sous CST Microwave Studio, démontre l'apport significatif des métamatériaux dans le développement de composants hyperfréquences compacts, sélectifs et intégrables, répondant aux exigences des systèmes de télécommunication modernes (IoT, radar).

En perspective, il serait intéressant de procéder à la fabrication et à la mesure expérimentale du filtre proposé, afin de confronter les résultats de simulation à la réalité, et d'explorer l'extension de cette approche à d'autres bandes de fréquences ou à des structures à bandes passantes multiples.

Bibliographie

[1] Metahri, H., Abri, M., Moussaoui, H., & Cherif, N. (2025). *Enhanced substrate integrated waveguide-fed log-periodic dipole antenna array for 5G millimeter-wave applications. Telecommunications and Radio Engineering, 84(2)*.

[2] Laribi, M. (2014). *Conception d'une antenne cornet-SIW à gain variable* (Thèse de doctorat, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue).

[3] Combes, P. F. (1963). *Lignes, guides et cavités* (Tome 3). Dunod.

[4] Bouazza, I. R., & Mokhtari, M. (2021). *Étude et analyse des guides d'onde à base des métamatériaux anisotropes* (Mémoire de master, Université Kasdi Merbah Ouargla, Algérie).

[5] Oulton, R. F., Sorger, V. J., Bartal, G., & Zhang, X. (2008). *A hybrid plasmonic waveguide for subwavelength confinement and long-range propagation*. In *Plasmonics and Metamaterials*. Optical Society of America, MTuD3.

[6] Stockman, M. I. (2004). Nanofocusing of optical energy in tapered plasmonic waveguides. *Physical Review Letters*, 93(13), Article 137404.

[7] Deslandes, D., & Wu, K. (2001). Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 11(2), 68–70.

[8] Benzarga, F. (2016). étude et conception des réseaux d'antennes a ouverture progressive pour l'imagerie passive et la technologie SIW Modélisation par la méthode des éléments finis 2D, (Doctoral dissertation, Ph. D dissertation. Faculté de technologie, université de Tlemcen).

[9] Grenier, D. (2012). *Électromagnétique et transmission des ondes.* Département de génie électrique et de génie informatique, Université Laval, Québec, Canada.

[10] Field and Wave Electromagnetics David K. Cheng, *Field and Wave Electromagnetics*, 2nd Edition, Addison-Wesley, 1989.

[11] Engineering Electromagnetics William H. Hayt Jr., John A. Buck, *Engineering Electromagnetics*, 8th Edition, McGraw-Hill, 2012.

[12] Advanced Engineering Electromagnetics Constantine A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, 2nd Edition, Wiley, 2012.

[13] Microwave Engineering David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th Edition, Wiley, 2011. Preuve : Chapitre 3 : Waveguides.

[14] Substrate Integrated Waveguide Circuits and Antennas Ke Wu et al., *Substrate Integrated Waveguide Circuits and Antennas*, Wiley, 2015.

[15] Foundations for Microwave Engineering Robert E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd Edition, Wiley-IEEE Press, 2001.

[16] Kaddour, D. (2007). *Conception et Réalisation de filtres RF passe-bas à structures périodiques et filtres Ultra Large Bande, semi-localisés en technologie planaire* (Doctoral dissertation, Université Joseph-Fourier-Grenoble I).

[17] Gupta, K. C., Garg, R., Bahl, I. J., & Bhartia, P. (1996). *Microstrip lines and slotlines* (2nd ed.). Artech House.

[18] Université de Lille. (s. d.). *Lignes de transmission (chapitre 8).* http://www-lemm.univ-lille1.fr/physique/hyper/electro/hyper/apprendre/ch8/lt2.htm .

[19] Rong, Y., Zaki, K. A., Hageman, M., Stevens, D., & Gipprich, J. (1999). Low temperature cofired ceramic (LTCC) ridge waveguide bandpass chip filters. *IEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(12), 2317–2324.

[20] Rong, Y., Zaki, K. A., Gipprich, J., Hageman, M., & Stevens, D. (1999). LTCC wide-band ridge-waveguide bandpass filters. IEEE Transactions on *Microwave Theory and Techniques*, 47(9), 1836–1840.

[21] Hirokawa, J., & Ando, M. (1998). Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 46(5), 625–630.

[22] Deslandes, D., & Wu, K. (2006). Accurate modeling, wave mechanisms, and designconsiderations of a substrate integrated waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(6), 2516–2526.

[23] Shigeki, F. (1994). *Waveguide line* (Japanese Patent No. JP 06-053711). Japan Patent Office.

[24] Rayas-Sánchez, J. E., & Gutiérrez-Ayala, V. (2008). A general EM-based design procedure for single-layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip transitions. *In IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* (pp. 983–986). Atlanta, GA, USA.

[25] Bozzi, M., Georgiadis, A., & Wu, K. (2011). Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas. *IET Microwaves, Antennas & Propagation,* 5(8), 909-920.

[26] Daniels, R. C., & Heath, R. W. (2007). 60 GHz wireless communications: Emerging equirements and design recommendations. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2(3), 41–50.

[27] Grigoropoulos, N., Izquierdo, B. S., & *Young, P. R. (2005). Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filters. In IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*.

[28] Boulefdaoui, A., & Jamai, S. (2023). *Conception et simulation d'une antenne cornet SIW dans le domaine spatial* [Mémoire de master, Université Ain Témouchent – Belhadj Bouchaib].

[29] Chen, X.-P., & Wu, K. (2014). *Substrate integrated waveguide filter: Basic design rules and fundamental structure features*. *IEEE Microwave Magazine, 15*(5), 108–116. https://doi.org/10.1109/MMM.2014.2321263

[30] Díaz Caballero, E. (2013). *Efficient analysis and design of devices in Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology* (Doctoral dissertation, Universitat Politècnica de València). Universitat Politècnica de València.

[31] Ghoulci, I., & Gaci, R. (2021). *Simulation des nouvelles formes d'antennes cornets en technologie SIW hyperfréquence* [Mémoire de master, Université non spécifiée].

[32] Tang, H. J., Hong, W., Hao, Z. C., Chen, J. X., & Wu, K. (2005). Optimal design of compact millimetre-wave SIW circular cavity filters. *Electronics Letters,* 41(19), 1068–1069.

[33] Benmokhtar, D., & Bouchenak Khelladi, M. (2025). Conception des réseaux d'antennes cornets à ondes progressives en technologie SIW [Mémoire de master, Université Aboubakr Belkaïd de Tlemcen].

[34] Chen, J.-X., Hong, W., Hao, Z.-C., Li, H., & Wu, K. (2006). Development of a low cost microwave mixer using a broad-band substrate integrated waveguide (SIW) coupler. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 16(2), 84–86.

[35] Zhai, G. H., et al. (2008). Folded half mode substrate integrated waveguide 3 dB coupler. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters,* 18(8), 512–514.

[36] Raveu, N., Baudrand, H., Al-Abdullah, K., & Alhzzoury, A. I. (2013, mai). *Caractérisation de circuits SIW par méthode modale*. 18èmes Journées Nationales Microondes.

[37] Makris, D., Voudouris, K., & Athanasopoulos, N. (2012, mars). *Design and development of 60 GHz millimeter-wave passive components using substrate integrated waveguide technology. In Proceedings of the 2nd Pan-Hellenic Conference on Electronics and Telecommunications (PACET 12)*.

[38] Shahabadi, M., & Abdolhamidi, M. (2008). X-band substrate integrated waveguide amplifier. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters,* 18(12), 815–817.

[39] Georgiadis, A., Collado, A., Bozzi, M., Perregrini, L., & Giuppi, F. (2010). Tunable SIW cavity backed active antenna oscillator. *Electronics Letters,* 46(15), 1053–1055.

[40] Johnson, R. C., & Jasik, H. (1984). *Antenna engineering handbook* (2nd rev. ed.). McGraw-Hill.

[41] Li, Z. L., & Wu, K. (2004, July). A new approach to integrated horn antenna. *In Proceedings of the International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics* (pp.535–538).

[42] Tsao, H. Y., Yang, D. H., Cheng, J. C., Fu, J. S., & Lin, W. P. (2012). W-band SIW H-plane horn antenna development. *Proceedings of the 4th International High Speed Intelligent Communication Forum* (HSIC), 1–3.

[43] Iigusa, K., Li, K., Sato, K., & Harada, H. (2012). Gain enhancement of H-plane sectoral post-wall horn antenna by connecting tapered slots for millimeter-wave communication. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 60(12), 5548–5556.https://doi.org/10.1109/TAP.2012.2210336

[44] Bayat-Makou, N., & Kishk, A. A. (2016). Substrate integrated horn antenna with uniform aperture distribution. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 65(2), 514-520.

[45] Kobayashi, H. (2020). Horn antenna. *In Analyzing the Physics of Radio Telescopes and Radio Astronomy* (pp. 144-177). IGI Global Scientific Publishing.

[46] Lai, Q., Fumeaux, C., Hong, W., & Vahldieck, R. (2009). Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide. *IEEE*.

[47] (2008). Modeling of losses in substrate integrated waveguide by boundary integral resonant mode expansion method. *IEEE*.

[48] Yousef, H., Kratz, H., & Cheng, S. (2009). 79 GHz slot antennas based on substrate integrated waveguides (SIW) in a flexible printed circuit board. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 57(1), 64 https://doi.org/10.1109/TAP.2008.2005188 .

[49] Yan, L., et al. (2004). Simulation and experiment on SIW slot array antennas. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 14(9), 446–448. https://doi.org/10.1109/LMWC.2004.835491 .

[50] Senhadji, S., & Kadrouci, A. H. (2016). *Nouvelles structures des réseaux d'antennes antipodale de type Vivaldi ULB à rayonnement longitudinal en technologie SIW* (Mémoire de master, Université de Tlemcen). Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, Algérie.

[51] Nematollahi, H. (2009). *Étude et réalisation de réseaux d'antennes à fentes à polarisation circulaire à ondes progressives sur guides intégrés au substrat en bandes millimétriques.* École Polytechnique de Montréal.

[52] Daryoush, A. S. Foreword. *In Fundamentals of RF and microwave techniques and technologies*.

[53] Negra, R. Resonant circuits, one-port networks, coupling filters made of lumped, passive components. *In Fundamentals of RF and microwave techniques and technologies* (Chap. 1).

[54] Rudolph, M. Properties of coaxial cables and transmission lines, directional couplers and RF filters. *In Fundamentals of RF and microwave techniques and technologies* (Chap. 4).

[55] Cameron, R. J., Kudsia, C. M., & Mansour, R. R. (2007). *Microwave filters for communication systems: Fundamentals, design, and applications*. John Wiley & Sons.

[56] Ray, A. A. *Introduction to important concepts of RF engineering*.

[57] Moschytz, G. S. *Analog circuit theory and filter design in the digital world*.

[58] Al Khoury, M. (2011). *Intégration de filtres radiofréquences en technologie intégrée silicium* (Thèse de doctorat, Université de Limoges).

[59] Rogers, J., & Plett, C. (2003). *Radio frequency integrated circuit design*. Artech House.

[60] Bowick, C. (1982). *RF circuit design*. Newnes.

[61] Kleinpenning, T. G. M. (1994). Low-frequency noise in modern bipolar transistors: Impact of intrinsic transistor and parasitic series resistances. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 41(11), 1876–1886.

[62] uan, F. (2008). *CMOS active inductors and transformers: Principle, implementation, and applications*. Springer. https://doi.org/10.1007/978-0-387-76478-5 .

[63] Lida, P., Temcamani, F., Delacressonnière, B., Pouvil, P., & Gautier, J.-L. (1995). Application of common gate and common drain circuits to microwave active filtering. *Electronics Letters*, 31(11).

[64] Temcamani, F., Kostov, A., Delacressonnière, B., & Gautier, J.-L. (2001*). Filtre à résonateur RLC et à compensation des pertes.* Journées Nationales Microondes (JNM 2001).

[65] Dinh, A., & Ge, J. (2007). A Q-enhanced 3.6 GHz, tunable, sixth-order bandpass filter using 0.18 μm CMOS. *VLSI Design, 2007*, Article 84650. https://doi.org/10.1155/2007/84650 .

[66] Saad, H., Mohammed, T. (2012). *Contribution à l'étude et à la modélisation des dispositifs hyperfréquences par HFSS* (Mémoire Master, Université 8 Mai 1945 – Guelma).

[67] Matthaei, G., Young, L., & Young, E. M. T. (1961). *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. Artech House Books.

[68] Collin, R. E. (1966). *Foundations for microwave engineering*. McGraw Hill.

[69] Dhanasekaran, V., Gambhir, M., Silva-Martinez, J., & Sánchez-Sinencio, E. (2007). A 1.1 GHz fifth-order active-LC Butterworth type equalizing filter. *IEEE Journal of Solid-State Circuits,* 42 (11), 2470–2477.

[70] Butterworth, S. (1930). On the theory of filter amplifiers. *Wireless Engineer,* 7, 536–541.

[71] Voqt, A., & Jutzi, W. (1997). An HTS narrow bandwidth coplanar shunt inductively coupled microwave bandpass filter on LaAlO3. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(4).

[72] Ching, G. S. (2001). Design and practical implementation of a 2.4 GHz lumped element elliptic bandpass filter. *Asia Pacific Microwave Conference*.

[73] Lin, Y.-S., Hsu, M.-S., Wang, C.-H., & Chen, C. H. (2005). Millimeter-wave coplanar-waveguide parallel-coupled bandpass filters with lumped-element K-inverters. *European Microwave Conference*, 2, 4–6.

[74] Chen, D., & Cheng, C. H. (2007). Coplanar waveguide bandpass filter using quarter-wavelength resonators. *Electronics Letters*, 43(9), 526–527.

[75] Heinrich, W., Jentzsch, A., & Baumann, G. (1998). Millimeter-wave characteristics of flip-chip interconnects for multi-chip modules. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(2).

[76] Hong, S., & Chang, K. (2006). A parallel-coupled microstrip bandpass filter with suppression of both the 2nd and the 3rd harmonic responses. *IEEE International Microwave Symposium Digest*.

[77] Deng, P., Lin, Y., Wang, C. H., & Chen, C. H. (2006). Compact microstrip bandpass filters with good selectivity and stopband rejection. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,* 54(2).

[78] S. Gomez, P. Quéfféle, A. Chevalier, "*Methode De Caracterisation Electromagnetique Large Bande Des Métamateriaux"*, article de l'université de Bretagne Occidentale, Mars 2001.

[79] V. Veselago, L. Braginsky, V. Shklover, and C. Hafner. "*Negative Refractive Index Materials*". ASP Computer Theory Nanoscience, Vol. 3, No. 2, pp. 1-30, 2006

[80] Sabra, D. (2019). *Étude et conception des antennes planaires ULB à base de métamatériaux* (Mémoire de master, Université de Tlemcen). (À vérifier selon le document original.).

[81] Ordal, M. A., Bell, R. J., Alexander, R. W., Long, L. L., & Querry, M. R. (1985). Optical properties of fourteen metals in the infrared and far infrared: Al, Co, Cu, Au, Fe, Pb, Mo, Ni, Pd, Pt, Ag, Ti, V, and W. *Applied Optics,* 24(24), 4493–4499.

[82] Khalid, A. F., & Mendaci, O. (n.d.). *Collecte d'énergie RF à haut rendement par un absorbant métamatériau parfait* (Mémoire de master, Université de Tlemcen). Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, Algérie. Soutenu le 14 juin.

[83] Oukebdane, M., & Belkacem, M. (2017). *Étude des antennes ULB à bande de réjection en utilisant le résonateur en anneau fendu et son complémentaire* (Mémoire de master, Université de Tlemcen). Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, Algérie. Soutenu le 22 juin 2017.

[84] Bordji, N. (2010-2011). *Caractérisation des modes de surfaces sur des interfaces diélectriques-métamatériau. Application aux guides plasmoniques* (Mémoire de master/thèse, p. 24).

[85] Veselago, V. G. (1968). The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ε and μ. *Soviet Physics Uspekhi,* 10(4), 509–514.

[86] Lucas, T. (2005, 19 mai). La « superlentille » s'affranchir de la limite de la diffraction. *L'Usine Nouvelle*, (2964).

[87] Saidi, S. (2021). *Absorbant à métamatériau hyperfréquence pour des applications de détection* (Mémoire de master, Université de Tlemcen). Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, Algérie. Soutenu le 30 juin 2021.

[88] Pendry, J., Holden, A., Stewart, W., & Youngs, I. (1996). Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures. *Physical Review Letters*, 76(25), 4773–4776.

[89] Pendry, J., Holden, A., Robbins, D., & Stewart, W. (1998). Low frequency plasmons in thin-wire structures. Journal of Physics: *Condensed Matter*, 10, 4785–4809.

[90] Smith, D. R., & Schultz, S. (2002). Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients. *Physical Review B*, 65(19), 1–5.

[91] Pendry, J., Holden, A., Robbins, D., & Stewart, W. (1999). Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,* 47(11), 2075–2084.

[92] Smith, D., Vier, D., Kroll, N., & Schultz, S. (2000). Direct calculation of permeability and permittivity for a left-handed metamaterial. *Applied Physics Letters,* 77, 2246.

[93] Smith, D. R., & Kroll, N. (2000). Negative refractive index in left-handed materials. *Physical Review Letters*, 85(14), 2933–2936.

[94] Smith, D. R., Padilla, W. J., Vier, D. C., Nemat-Nasser, S. C., & Schultz, S. (2000). Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Physical Review Letters,* 84(18), 4184–4187. https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.84.4184 .

[95] Caloz, C., & Itoh, T. (2002). Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip LH line. In *Antennas and Propagation Society International Symposium,* 2002 (Vol. 2, pp. 412–415). IEEE.

[96] Caloz, C., & Itoh, T. (2002). Left-handed transmission lines and equivalent metamaterials for microwave and millimeter-wave applications. *In 32nd European Microwave Conference,* 2002 (pp. 1–4).

[97] Eleftheriades, G. V., Iyer, A. K., & Kremer, P. C. (2002). Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(12), 2702–2712.

[98] Grbic, A., & Eleftheriades, G. V. (2002). Experimental verification of backward-wave radiation from a negative refractive index metamaterial. *Journal of Applied Physics*, 92(10), 5930–5935.

[99] Grbic, A., & Eleftheriades, G. V. (2002). A backward-wave antenna based on negative refractive index LC networks. *In Antennas and Propagation Society International Symposium,* 2002 (Vol. 4, pp. 340–343). IEEE.

[100] Pendry, J. B. (2000). Negative refraction makes a perfect lens. *Physical Review Letters,* 85(18), 3966–3969. https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.85.3966 .

[101] Pendry, J. B., Schurig, D., & Smith, D. R. (2006). *Controlling electromagnetic fields. Science*, 312(5781), 1780–1782. https://doi.org/10.1126/science.1125907 .

[102] Zhang, J., Cui, B., Lin, S., & Sun, X.-W. (2007). Sharp-rejection low-pass filter with controllable transmission zero using complementary split ring resonators (CSRRs). Progress *in Electromagnetics Research*, 69, 219–226.

[103] Hansen, R. C., & Burke, M. (2000). *Antennas with magneto-dielectric substrate. Microwave and Optical Technology Letters,* 26, 75–78.

[104] Ikonen, P., Maslovski, S., & Tretyakov, S. (2005). PIFA loaded with artificial magnetic material: Practical example for two utilization strategies. *Microwave and Optical Technology Letters,* 46, 205–210.

[105] Ikonen, P. M. T., et al. (2006). On artificial magnetodielectric loading for improving the impedance bandwidth properties of microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 54(6), 1654–1662.

[106] Alù, A., Bilotti, F., Engheta, N., & Vegni, L. (2007). Sub-wavelength, compact, resonant patch antennas loaded with metamaterials. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(1), 13–25. https://doi.org/10.1109/TAP.2006.888466 .

[107] Bilotti, F., Alù, A., & Vegni, L. (2008). Design of miniaturized metamaterial patch antennas with μ-negative loading. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 56(6), 1640–1647. https://doi.org/10.1109/TAP.2008.923327 .

[108] Erentok, A., Luljak, P. L., & Ziolkowski, R. W. (2005). Characterization of a volumetric metamaterial realization of an artificial magnetic conductor for antenna applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 53(1), 160–172. https://doi.org/10.1109/TAP.2004.840548 .

[109] Latrach, M., Rmili, H., Sabatier, C., Seguenot, E., & Toutain, S. (2010). Design of a new type of metamaterial radome for low frequencies. *Microwave and Optical Technology Letters*, 52(5), 1119–1123.

[110] Ntaikos, D. K., Bourgis, N. K., & Yioultsis, T. V. (2011). Metamaterial-based electrically small multiband planar monopole antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters,* 10, 963–966. https://doi.org/10.1109/LAWP.2011.2167636 .

[111] Sharma, S. K., & Chaudhary, R. K. (2015). Dual-band metamaterial inspired antenna for mobile applications. *Microwave and Optical Technology Letters,* 57(6), 1444–1447. https://doi.org/10.1002/mop.29107 .

[112] Dassault Systèmes, *CST Studio Suite – Electromagnetic Simulation Software: User Manual and Theory Guide*, CST GmbH. https://www.3ds.com/products/simulia/cst-studio-suite/, consulté le 12/06/2026.