

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
Université Djillali Liabès Sidi Bel Abbes  
Faculté Génie Électrique



## **Thèse de Doctorat en Électronique**

Présenté par :

**BELKADI BACHIR**

Intitulé

---

# **ÉTUDE ET CONCEPTION DE FILTRES HYPERFREQUENCES À BASE DE NOUVEAUX MATÉRIAUX**

---

Soutenu publiquement le 17/04/2019 devant le jury composé de :

KANDOUCI Malika	Professeur à l'université de Sidi Bel Abbes	Président
MAHDJOUB Zoubir	Professeur à l'université de Sidi Bel Abbes	Directeur de Thèse
ABRI Mehadji	Professeur à l'université de Tlemcen	Examinateur
NOURI Keltouma	Professeur à l'université de Saida	Examinatrice
BENDAOUDI Amina	MCA à l'université de Sidi Bel Abbes	Examinatrice
BADAOUI Hadjira	MCA à l'université de Tlemcen	Invitée

**A**

**Mes parents.**

**Ma famille et mes amis.**

**Ceux qui m'ont aidé de près et de loin.**

**Tous ceux que j'aime.**

**Ceux qu'on oublie.**

# REMERCIEMENTS

En tout premier lieu, je remercie le bon Dieu, tout puissant, de m'avoir donné la force pour survivre, ainsi que l'audace pour dépasser toutes les difficultés.

Le travail présenté dans cette thèse a été réalisé au laboratoire de Réseaux, Architecture et Multimédia (RCAM) en collaboration avec le laboratoire d'électromagnétisme, de Photonique et d'Optronique (LEPO) du département d'électronique de la faculté génie électrique de l'Université de Sidi Bel Abbes, sous la direction du Monsieur **MAHDJOUR Zoubir**, ma plus grande gratitude va à mon encadreur, pour sa disponibilité et la confiance qu'il m'a accordée. J'ai profité pendant longtemps du savoir et du savoir-faire dont j'ai pu bénéficier au cours de nombreuses discussions. J'aimerais aussi le remercier pour l'autonomie qu'il m'a accordée, ses précieux conseils, ses idées, ses orientations et finalement son suivi qui m'ont permis de mener à bien ce travail.

J'exprime aussi mes sincères remerciements à Madame **KANDOUCI Malika**, Professeur à l'université de Sidi Bel Abbes, qui m'a fait l'honneur et le plaisir de présider le jury de ma soutenance.

Mes remerciements les plus respectueux et mon profond respect s'adressent également à mes examinateurs, Mesdames et Messieurs; **ABRI Mehadjji**, Professeur à l'Université de Tlemcen, **NOURI Keltouma**, Professeur à l'Université de Saida et **BENDAOUDI Amina**, Maître de conférences (A) à l'université de Sidi Bel Abbes, qui m'ont fait l'honneur et le plaisir d'examiner mon mémoire soigneusement, en y apportant leurs différentes observations rigoureuses. Je remercie Madame **BADAOUI Hadjira**, Maître de conférences (A) à l'université de Tlemcen, pour l'intérêt qu'elle a porté sur mon travail.

Je ne trouve pas les mots pour exprimer mes sincères remerciements à Monsieur **NEDIL Mourad** de l'école de génie, Laboratoire de recherche Télébec en communications souterraines (LRTCS) au Canada, qui m'a soutenu, poussé et motivé durant ces années et qui a contribué à la réussite de cette thèse.

Je remercie vivement aussi mon ami et mon collègue au laboratoire **SEDDIKI Mohamed Lamine** pour son soutien, son encouragement durant les moments difficiles et pour les prototypes fabriqués avec un grand professionnalisme.

Mes remerciements vont également à tous les membres du laboratoire de Réseaux, Architecture et Multimédia (RCAM) de Sidi Bel Abbes.

Enfin, je tiens à remercier mes parents et ma famille pour ma réussite aujourd'hui à cette nouvelle épreuve. Je ne trouve pas les mots pour exprimer ma gratitude. Alors merci **maman, papa** pour votre éducation votre soutien, vos prières et votre aide par tous les moyens dont vous disposiez. Que Dieu me donne les moyens pour vous le rendre.

الهدف الأساسي من هذه الرسالة يتضمن مرحلتين، الأولى، هو تصميم وتصنيع مرشحات الميكروويف الحديثة القائمة على المادة فوق العادة ذات معامل انكسار سالب و تقنية الشريط الصغير أو الدليل الموجي متحد المستوى لاستخدامها في مجال شبكات الاتصالات اللاسلكية الحديثة. وتتمثل الخطوة الثانية في ادماج مكونات إلكترونية (الصمامات الثنائية) إلى هذه المرشحات المصممة في المرحلة الأولى لجعلها قابلة لإعادة التشكيل في تردد الرنين. تم تطوير العديد من هياكل المرشحات ومحاكاتها وفبركتها. الهيكل الأول هو مرشح نطاق الرفض، ويتألف من خلية واحدة من خط الشريط الصغير محمل برنانات حلقيه بها فجوة SRR (حلقة واحدة) ومكملتها CSRR. والثاني هو مرشح إيقاف النطاق قابل لإعادة التشكيل في تردد الرنين القائمة على تكنولوجيا الدليل الموجي متحد المستوى، للتبديل بين طريقة التشغيل من إيقاف نطاق واحد الى ثنائي النطاق على أساس حالة الصمامات الثنائية المستقطبة كهربائياً ( $D_1-D_2$ ). تم محاكاة المرشحات المصممة باستخدام HFSS. النتائج التجريبية والحسابية التي تم الحصول عليها متوافقة بشكل جيد مع النتائج التي تم الحصول عليها من خلال عمليات المحاكاة، وبالتالي التحقق من مقاربات التصميم المقترحة.

**كلمات مفتاحية:** مرشح قابل لإعادة التشكيل; المادة فوق العادة; نطاق الرفض; الصمام الثنائي; ANSYS HFSS.

## RÉSUMÉ

L'objectif fondamental de cette thèse comprends deux étapes, la première est de concevoir et fabriquer des filtres hyperfréquences modernes à base de Métamatériaux, en technologie micro ruban ou guide d'onde coplanaire pour les réseaux de communications sans fil modernes. La deuxième étape est d'introduire des composantes électroniques (les diodes PIN) à ces filtres réalisés afin de les rendre reconfigurable dans la fréquence de résonance. Plusieurs structures de filtres Métamatériaux ont été développés, simulés et réalisés : la première structure est un filtre à bandes de réjections, composée d'une seule cellule unitaire de ligne micro-ruban chargée avec SRR unique (une seule bague) et CSRR. La deuxième est un filtre Métamatériaux coupe-bandes reconfigurable en fréquence en technologie guide d'onde coplanaire chargé avec SRR ou RSR, permettant de basculer entre un mode de fonctionnement d'une seule bande de réjection en un mode de fonctionnement double bande de réjection, à base des switch de commutations polarisés électriquement (les diodes PIN  $D_1$  et  $D_2$ ). Les filtres Métamatériaux jugés plus originaux ont été fabriqués et mesurés. Les résultats expérimentaux et de calculs obtenus concordent bien avec ceux obtenus par les simulations avec HFSS validant ainsi les approches de conception proposées.

**Mots-clés:** Filtre reconfigurable; Métamatériaux; Coupe-bande; Diode PIN; ANSYS HFSS.

## ABSTRACT

The fundamental purpose of this thesis is two-step, the first is to design and manufacture modern microwave filters based on Metamaterials, micro-ribbon technology or coplanar waveguide for modern wireless communication networks. The second step is to introduce electronic components (PIN diodes) to these filters made to make them reconfigurable in the resonance frequency. Several Metamaterial filter structures have been developed, simulated and implemented: the first structure is a rejection band filter, composed of a single unit cell of micro-ribbon line loaded with single SRR (single ring) and CSRR. The second is a Frequency Reconfigurable Metamaterial filter in coplanar waveguide technology loaded with SRR or RSR, to switch from single-band-rejection operating mode to dual-band-rejection mode, based on the PIN diode electrically polarized ( $D_1$  and  $D_2$ ). Metamaterials filters considered more original were manufactured and measured. The experimental and computational results obtained are in good agreement with those obtained by the HFSS simulations, validating the proposed design approaches.

**Keywords:** Reconfigurable filter; Metamaterials; rejection band; PIN Diode; ANSYS HFSS.

# Table des matières

REMERCIEMENTS .....	III
RÉSUMÉ .....	IV
LISTE DES FIGURES.....	VIII
LISTE DES TABLEAUX .....	XIII
LISTE DES ABREVIATIONS .....	XIV
<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
1. Contexte .....	1
2. Problématique.....	2
3. Objectif .....	3
4. Contribution .....	4
5. Plan de la thèse .....	4
<b>CHAPITRE 1 L'ÉTAT DE L'ART</b>	
1.1 Introduction.....	6
1.2 Généralités sur le spectre électromagnétique.....	6
1.2.1 Rappels sur les Ondes sonores et les ondes électromagnétiques .....	6
1.2.2 Caractéristiques des ondes électromagnétiques .....	7
1.2.3 Domaine d'application des ondes électromagnétique .....	10
1.3 La théorie de ligne de transmission et sa modélisation.....	11
1.3.1 Ligne micro-ruban .....	13
1.3.2 Ligne coplanaire .....	13
1.3.3 Modélisation de la ligne de transmission.....	14
1.4 Paramètre S (Scattering Parameters).....	17
1.4.1 Application à un quadripôle .....	17
1.4.2 Propriétés des quadripôles.....	19
1.4.3 Associations des quadripôles et leurs matrices .....	20
1.5 Les différentes technologies appliquées au filtrage.....	24
1.5.1 Les filtres passifs volumiques .....	25
1.5.2 Les filtres planaires.....	29
1.5.3 Les filtres à résonateurs SAW (Surface Acoustic Wave).....	36
1.5.4 Les filtres à résonateur FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator).....	37
1.5.5 Les filtres supraconducteurs.....	37
1.6 Caractérisation des filtres.....	38
1.6.1 La fréquence de coupure et la fréquence centrale .....	38

1.6.2 Les pertes d'insertion .....	39
1.6.3 Le coefficient de qualité en charge .....	39
1.6.4 Le coefficient de qualité à vide.....	40
1.7 Conclusion .....	41
<b>CHAPITRE 2 LES LIGNES DE TRANSMISSIONS A BASE DE METAMATERIAUX</b>	
2.1 Introduction.....	42
2.2 Que signifient les métamatériaux ?.....	42
2.3 Généralité et chronologie des métamatériaux .....	43
2.3.1 Les caractéristiques des métamatériaux.....	47
2.3.2 Les éléments de base de conception de métamatériau .....	48
2.4 Théorie de la ligne de transmission Métamatériau .....	58
2.4.1 Ligne de transmission main-droite .....	58
2.4.2 Ligne de transmission main-gauche .....	60
2.4.3 Ligne de transmission composite main-droite/gauche.....	62
2.5 Application des métamatériaux .....	66
2.5.1 Antenne Métamatériau.....	66
2.5.2 Absorbeur métamatériau .....	67
2.5.3 Super-lentille métamatériau .....	68
2.5.4 Cape d'invisibilité métamatériau .....	69
2.5.5 Les capteurs métamatériaux .....	69
2.5.6 Compensateur de phase métamatériau.....	70
2.5.7 Les filtres métamatériaux.....	70
2.6 La méthode numérique et les outils de simulation de métamatériaux.....	77
2.6.1 La méthode des éléments finis.....	77
2.6.2 Logiciel HFSS.....	78
2.6.3 Les techniques d'extraction des paramètres effectifs .....	80
2.7 Conclusion .....	83
<b>CHAPITRE 3 METAMATERIAUX, APPLICATIONS AUX FILTRES</b>	
3.1 Introduction.....	85
3.2 Filtre métamatériau à indice de réfraction négatif .....	85
3.3 Les éléments de base technologique pour la conception .....	87
3.3.1 L'approche de conception .....	87
3.3.2 Le substrat et la topologie.....	88
3.3.3 Le résonateur.....	88

3.4 Présentation des technologies de conception .....	89
3.4.1 Synthèse et analyse d'une cellule unitaire SRR de filtre métamatériau .....	89
3.4.2 Une cellule unitaire de SRR unique et CSRR.....	91
3.4.3 Une cellule unitaire de SRR Omega et CSRR.....	95
3.4.4 Filtre métamatériau SRR Omega & circulaire/CSRR à double bande de rejection .....	101
3.4.5 Une cellule unitaire de SRR unique et CSRR carré.....	108
3.4.6 Une cellule unitaire de SRR Omega et CSRR carré .....	112
3.5 Conclusion .....	115
<b>CHAPITRE 4 CONCEPTION ET REALISATION DE FILTRES METAMATERIAUX RECONFIGURABLES</b>	
4.1 Introduction.....	116
4.2 Conception et analyse des filtres métamatériaux à base de CPW .....	117
4.2.1 Filtre métamatériau à base de SRR .....	117
4.2.2 Filtre métamatériau à base de RSR (Rectangular Spiral Resonator) .....	122
4.3 Les méthodes de la reconfigurabilité .....	127
4.3.1 Reconfigurabilité par utilisation des composants localisés actifs .....	128
4.3.2 Reconfigurabilité à l'aide de matériaux agiles .....	131
4.4 Etude de la reconfigurabilité des filtres coupe bande .....	132
4.4.1 Mécanisme de reconfiguration .....	132
4.4.2 Filtre coupe bande à base des cellules Métamateriaux RSR chargée par des diodes PIN .	133
4.4.3 L'intérêt des résultats.....	138
4.5 Conclusion .....	138
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>140</b>
Références bibliographiques.....	143
<b>PUBLICATION ET COMMUNICATIONS .....</b>	<b>143</b>

# LISTE DES FIGURES

<b>Figure 1-1</b>	Exemple d'une onde électromagnétique plane.....	7
<b>Figure 1-2</b>	Réfraction d'une onde électromagnétique lors du passage du milieu 1 au milieu 2.....	9
<b>Figure 1-3</b>	Le spectre électromagnétique.....	10
<b>Figure 1-4</b>	Les différentes structures des lignes planaires.....	12
<b>Figure 1-5</b>	Une coupe transversale d'une ligne microstrip.....	13
<b>Figure 1-6</b>	Configuration des champs électrique ( $\vec{E}$ ) et magnétique ( $\vec{H}$ ) pour une ligne de transmission en technologie micro-ruban.....	13
<b>Figure 1-7</b>	Une coupe transversale d'une ligne coplanaire.....	14
<b>Figure 1-8</b>	La configuration des champs dans un CPW.....	14
<b>Figure 1-9</b>	Une ligne de transmission.....	15
<b>Figure 1-10</b>	Circuit équivalent d'un tronçon de ligne de transmission.....	15
<b>Figure 1-11</b>	Circuit équivalent d'un tronçon de ligne de transmission sans perte.....	17
<b>Figure 1-12</b>	Présentation d'un quadripôle avec les ondes incidentes et réfléchies.....	17
<b>Figure 1-13</b>	Association de deux quadripôles en cascade.....	20
<b>Figure 1-14</b>	Schématisme d'un quadripôle en $\pi$ .....	21
<b>Figure 1-15</b>	Schématisme d'un quadripôle en T.....	22
<b>Figure 1-16</b>	Schématisme de deux quadripôles en série.....	22
<b>Figure 1-17</b>	Schématisme de deux quadripôles en parallèle.....	23
<b>Figure 1-18</b>	Modèle d'un filtre passe bande en guide d'onde à lignes couplées.....	26
<b>Figure 1-19</b>	Filtre à cavité métallique conventionnel avec vis de réglage.....	27
<b>Figure 1-20</b>	les différents types de couplages dans une cavité cylindrique, vis (1) et (3) accord en fréquence et vis (2) c'est pour le couplage inter-modes.....	27
<b>Figure 1-21</b>	Filtre à cavité métallique rectangulaire.....	28
<b>Figure 1-22</b>	Filtres à résonateurs diélectriques (a) parallélépipédique et (b) cylindrique.....	29
<b>Figure 1-23</b>	Inductance spirale et son schéma équivalent.....	31
<b>Figure 1-24</b>	Inductance boucle.....	32
<b>Figure 1-25</b>	Capacité interdigitée et son schéma équivalent.....	32
<b>Figure 1-26</b>	Schéma d'un Filtre à lignes couplées.....	33
<b>Figure 1-27</b>	Schéma d'un filtre en épingle.....	34
<b>Figure 1-28</b>	Modèle d'un (a) filtre interdigité, (b) un filtre pseudo interdigité.....	34
<b>Figure 1-29</b>	Filtre 4 pôles à stubs.....	35
<b>Figure 1-30</b>	Les topologies à résonateurs non linéiques : (a) rectangulaire, (b) circulaire.....	35
<b>Figure 1-31</b>	Configuration de résonateurs à onde acoustique de surface.....	37
<b>Figure 1-32</b>	Configuration d'un filtre quatre pôles Tchebycheff de résonateur en L en technologie supraconducteur.....	38



<b>Figure 1-33</b>	Illustration des pertes d'insertion d'un résonateur.....	39
<b>Figure 1-34</b>	Extraire les paramètres pour calculer le coefficient de qualité en charge à partir de la réponse électrique en transmission d'un résonateur.....	40
<b>Figure 2-1</b>	(a) Un milieu à indice de réfraction normale et (b) un métamatériau liquide à la propriété de présenter un indice de réfraction négatif.....	43
<b>Figure 2-2</b>	Une structure pseudo-homogène d'un réseau périodique d'anneaux résonnants et de fils, tiré de l'article [45].....	43
<b>Figure 2-3</b>	Premier schéma de principe de la réfraction négative publié en 1950 par L.I.Mandelstam [50].....	44
<b>Figure 2-4</b>	L'article de la propagation main gauche du professeur V.G. Veselago [43].....	45
<b>Figure 2-5</b>	Les travaux de D. R. Smith et al [45] sur le premier métamatériau composé d'un réseau périodique de SRR et de fils.....	46
<b>Figure 2-6</b>	Structure non résonante de matériau à main gauche de C. Caloz [59].....	47
<b>Figure 2-7</b>	Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.....	48
<b>Figure 2-8</b>	Diagramme de dispersion de la lumière dans un plasma artificiel.....	49
<b>Figure 2-9</b>	Géométrie d'un réseau tridimensionnel, composée de tiges métalliques infiniment longues, introduite par Pendry.....	50
<b>Figure 2-10</b>	Topologie du SRR et de leur modèle de circuit équivalent.....	51
<b>Figure 2-11</b>	Modèles du circuit équivalent de résonateur circulaire SRR.....	52
<b>Figure 2-12</b>	Vue schématique de (a) un résonateur à anneau fendu de forme carrée ; (b) SRR carré placé symétriquement à l'arrière du guide d'onde coplanaire et (c) vue en coupe transversale de CPW chargé par SRR carrée.....	53
<b>Figure 2-13</b>	Différentes géométries de SRR utilisés pour la conception des matériaux à effet magnétique.....	55
<b>Figure 2-14</b>	Géométries du SRR et du CSRR.....	56
<b>Figure 2-15</b>	Structure métamatériau d'un réseau composé de fils métallique et de SRR proposée par D. Smith [82].....	57
<b>Figure 2-16</b>	(a) la permittivité et la perméabilité, (b) l'indice de réfraction d'une cellule unitaire formé par un SRR carré avec une tige métallique [84].....	58
<b>Figure 2-17</b>	Modèle de ligne de transmission main-droite avec pertes composé de trois cellules unitaires.....	59
<b>Figure 2-18</b>	Cellule unitaire pour un réseau distribué L-C 2D [87].....	60
<b>Figure 2-19</b>	Modèle de ligne de transmission main-gauche avec pertes composé de trois cellules unitaires.....	61
<b>Figure 2-20</b>	Diagramme de la vitesse de groupe et de phase en fonction de la fréquence d'une ligne de transmission métamatériau.....	62
<b>Figure 2-21</b>	Une cellule unitaire du circuit équivalent pour une ligne de transmission composite main-droite/gauche.....	63
<b>Figure 2-22</b>	Diagramme de dispersion/atténuation de la ligne CRLH pour la propagation d'énergie suivant l'axe z.....	65
<b>Figure 2-23</b>	(a) Circuit fabriqué de l'antenne à base de CPW, (b) Résultat de la simple antenne patch et (c) Résultat de l'antenne métamatériau.....	67
<b>Figure 2-24</b>	(a), (b) & (c) Schéma de la cellule unitaire avec résonateur (d) Résultats après fabrication (e) Résultats après simulation.....	68
<b>Figure 2-25</b>	(a) Récupération des ondes propageant, (b) Amplification de l'onde évanescente.....	69

<b>Figure 2-26</b>	Le rayon lumineux est en rouge et l'objet camouflé est entouré par la zone en bleu.....	69
<b>Figure 2-27</b>	Cellules unitaires de métamatériaux utilisées pour les capteurs (a) multiple résonateurs en anneaux fendus SRR (b) Sierpinski SRR (c) SRR en spirale.....	70
<b>Figure 2-28</b>	Cellule unitaire de la ligne micro-ruban chargée avec les CSRR (gravés dans le plan de masse) et les SRR (posés en haut) (a) vue de dessus, (b) vue de dessous. La zone grise représente la métallisation [111].....	72
<b>Figure 2-29</b>	Réponses simulées et mesurées du DBRF fabriqué.....	72
<b>Figure 2-30</b>	Une ligne micro-ruban (en noir) sur un plan de masse (en gris) avec quelques CSRR gravés dessous. Des espaces capacitifs ont été gravés sur la bande pour obtenir une bande passante main-gauche [115].....	73
<b>Figure 2-31</b>	Résultats simulés (en utilisant CST Microwave Studio) pour le coefficient de transmission dans la structure de la Fig. 2-29 avec (trait discontinu) et sans (ligne en pointillés) lacunes capacitives. Les résultats expérimentaux pour le coefficient de transmission avec les écarts capacitifs sont également indiqués (trait continu).....	74
<b>Figure 2-32</b>	Configuration du filtre à bande d'arrêt SRR-CPW en échelle de 4 cellules unitaires [114].....	75
<b>Figure 2-33</b>	Les pertes d'insertion et de retour simulées (lignes fines) et mesurées (lignes en gras) pour le filtre SRR-CPW.....	75
<b>Figure 2-34</b>	Configuration du filtre (a) (SRR / SL-CSRR) CPW et (b) la structure proposée (RSR / SL-CRSR) CPW [116].....	76
<b>Figure 2-35</b>	Les paramètres S pour les filtres métamatériaux SRR / SL-CSRR et le RSR / SL-CRSR.....	76
<b>Figure 2-36</b>	Maillage bidimensionnel d'une structure non-uniforme.....	78
<b>Figure 2-37</b>	Le processus de la méthode NRW.....	81
<b>Figure 2-38</b>	Introduction des expressions de "NRW" dans HFSS.....	82
<b>Figure 3-1</b>	L'indice de réfraction du réseau cellulaire métamatériau 2x2 de SRRs carré.....	87
<b>Figure 3-2</b>	Schéma et dimensions d'une cellule unitaire SRR circulaires gravés sur un substrat diélectrique Rogers 4003C.....	89
<b>Figure 3-3</b>	Le champ E selon l'axe y: (a) les paramètres S de la structure SRR circulaire et (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.....	90
<b>Figure 3-4</b>	Le champ E selon l'axe z: (a) les paramètres S de la structure SRR circulaire et (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.....	90
<b>Figure 3-5</b>	Vue schématique de (a) la structure circulaire CSRR / SRR et (b) surface inférieure du CSRR gravée sur le plan de masse.....	91
<b>Figure 3-6</b>	Le circuit équivalent de la cellule élémentaire pour la structure conçue (a) sans écart de vide; (b) avec un écart dans la bande conductrice de la ligne de transmission.....	92
<b>Figure 3-7</b>	Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure circulaire CSRR / SRR; (b) indice de réfraction effectif (partie réelle et imaginaire).....	93
<b>Figure 3-8</b>	Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure circulaire CSRR / SRR avec un écart de vide gravé sur la bande conductrice; (b) indice de réfraction effectif (partie réelle et imaginaire).....	94
<b>Figure 3-9</b>	Vue schématique de (a) la structure circulaire CSRR / SRR omega et (b) surface inférieure du CSRR gravée sur le plan de masse.....	96
<b>Figure 3-10</b>	Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure circulaire CSRR / SRR omega; (b) indice de réfraction effectif (partie	

	réelle et imaginaire).....	97
<b>Figure 3-11</b>	Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure circulaire CSRR / SRR omega avec un écart de vide gravé sur la bande conductrice; (b) indice de réfraction effectif (partie réelle et imaginaire).....	98
<b>Figure 3-12</b>	Schéma du filtre SRR omega/CSRR à double bande de réjection.....	99
<b>Figure 3-13</b>	(a) Caractéristiques de réflexion S11 et transmission S21 pour le filtre omega SRR/CSRR à double bande de réjection; (b) indice de réfraction effectif.....	100
<b>Figure 3-14</b>	Vue schématique et les dimensions de (a) la ligne micro-ruban chargée avec SRR; (b) la couche inférieure de la structure (CSRR gravé sur le plan de masse); (c) Coupe transversale du filtre.....	101
<b>Figure 3-15</b>	Photo du filtre coupe-bande fabriqué (a) couche supérieure, (b) couche inférieure.....	102
<b>Figure 3-16</b>	(a) Le circuit équivalent de la cellule unitaire de la structure conçue et (b) le circuit simplifié.....	104
<b>Figure 3-17</b>	(a) Les résultats mesurés du circuit à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel "Agilent Technologies E5071C".....	105
<b>Figure 3-18</b>	Résultats mesurés et simulés du filtre métamatériau proposé: (a) caractéristiques de transmission S21 et de réflexion S11, (b) indice de réfraction effectif et (c) les VSWRs.....	107
<b>Figure 3-19</b>	Indice de réfraction réel et imaginaire du filtre coupe-bande avec les logiciels HFSS et Matlab.....	107
<b>Figure 3-20</b>	Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure CSRR carré/ SRR; (b) indice de réfraction effectif (partie réelle et imaginaire).....	109
<b>Figure 3-21</b>	Résonateur SRR carré.....	110
<b>Figure 3-22</b>	Résonateur SRR circulaire.....	111
<b>Figure 3-23</b>	Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure CSRR carré/ SRR avec un écart de vide gravé sur la bande conductrice; (b) indice de réfraction effectif (partie réelle et imaginaire).....	112
<b>Figure 3-24</b>	Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure carré CSRR / SRR omega; (b) indice de réfraction effectif.....	113
<b>Figure 3-25</b>	Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure carré CSRR / SRR omega avec un écart de vide gravé sur la bande conductrice; (b) indice de réfraction effectif.....	114
<b>Figure 4-1</b>	Schéma et dimensions de la structure métamatériau SRRs circulaires gravés sur un substrat diélectrique Rogers 5870.....	118
<b>Figure 4-2</b>	Photos des prototypes fabriqués de filtre coupe-bande métamatériau du SRR circulaire sous guide d'onde coplanaire (a) la couche inférieure et (b) la couche supérieure.....	119
<b>Figure 4-3</b>	(a) Paramètres S simulés et mesurés du filtre SRR/CPW et (b) son indice de réfraction.....	120
<b>Figure 4-4</b>	(a) le circuit unitaire équivalente cellule de la structure conçue et (b) son modèle simplifié.....	121
<b>Figure 4-5</b>	Schéma et dimensions de la structure métamatériau RSRs gravés sur un substrat diélectrique Rogers 5870.....	123
<b>Figure 4-6</b>	Photos des prototypes fabriqués de filtre coupe-bande métamatériau du RSR sous guide d'onde coplanaire (a) la couche inférieure et (b) la couche supérieure.....	124

<b>Figure 4-7</b>	(a) Paramètres S simulés et mesurés,(b) son indice de réfraction et (c) le VSWRs du filtre RSR.....	125
<b>Figure 4-8</b>	Validation du (a) circuit équivalent de la structure conçue RSR/CPW avec le modèle SPICE sous ADS et (b) une comparaison des résultats du paramètres S entre ADS et HFSS.....	126
<b>Figure 4-9</b>	Structure d'une cellule SRR carrée chargée par une diode varacator et (b) les résultats de la simulation et de mesures de S21 en fonction de tension de polarisation.....	129
<b>Figure 4-10</b>	Structure d'une cellule SRR carrée chargée par un switch MEMS et le tracé montre S en fonction de l'état Closed/Open.....	130
<b>Figure 4-11</b>	Schéma du filtre coupe-bande hyperfréquence accordable utilisant une structure métamatériau à base de ferrite et leur Spectres de transmission mesurés en fonction des longueurs de tige l.....	131
<b>Figure 4-12</b>	Cartographie du champ électrique $\vec{E}$ sur la structure RSR/CPW à la fréquence 2.39 GHz.....	132
<b>Figure 4-13</b>	(a) Configuration du filtre chargé avec des diodes PIN; (b) prototype fabriqué du filtre coupe-bande basé sur l'association de la ligne CPW avec deux cellules de métamatériau chargées par deux diodes PIN (une pour la face avant et l'autre pour la face arrière du substrat).....	134
<b>Figure 4-14</b>	Paramètres S simulés et mesurés de la structure RSR chargée avec (a) D <sub>1</sub> à l'état OFF et D <sub>2</sub> à l'état OFF; (b) D <sub>1</sub> ON et D <sub>2</sub> OFF; (c) D <sub>1</sub> OFF et D <sub>2</sub> ON; et (d) D <sub>1</sub> ON et D <sub>2</sub> ON.....	136
<b>Figure 4-15</b>	(a) Le circuit équivalent de la cellule élémentaire de la structure conçue RSR/CPW chargée avec diode PIN et (b) le modèle simplifié de la diode PIN.....	137
<b>Figure 4-16</b>	Validation du circuit équivalent de la structure conçue à partir de paramètres S sous simulateur ADS (Electric model).....	138

# LISTE DES TABLEAUX

<b>Tableau 3-1</b>	Tableau comparative des caractéristiques électromagnétiques des substrats diélectriques.....	88
<b>Tableau 3-2</b>	Résultats du calcul du facteur de qualité en charge $Q_r$ et à vide $Q_v$ .....	108
<b>Tableau 4-1</b>	Un tableau comparatif des différents résultats pour les filtres coupe-bande métamatériaux.....	127
<b>Tableau 4-2</b>	Détails des configurations des diodes PIN pour les états de filtrage et ces fréquences de résonance.....	134

# LISTE DES ABREVIATIONS

ADS	Advanced Design System
BW	Band Width
CCL	Capacitively –Loaded Loop
CPW	Coplanar Waveguide
CRLH	Composite Right Left Handed
CSRR	CSRR: Complementary Split Ring Resonator
DNG	Doublement Negative
DSP	Densité Spectrale de Puissance
EBG	Electromagnetic Bandgap
ECC	European Communications Commission
EM	Electromagnétique
FFC	Federal Communications Commission
HFSS	High Frequency Structure Simulator
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IR	infrarouge
ITU	International Telecommunication Union
ITU-R	International Telecommunication Union Radiocommunication Sector
LH	Left Handed
LHM	Left Handed Media
LTE	Long Term Evolution
MMD	Matériau Main Droite
MMG	Matériau Main Gauche
MMT	Métamatériau
NRW	Nicolson-Ross-Weir
PCB	Printed Circuit Board
$Q_l$	Quality of charge in loaded
$Q_v$	Quality of charge in vacuum
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency Identification
RSR	Rectangular Spiral Resonator
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SRR	Split Ring Resonator
TL	Transmission Line
TW	Thin Wire
ULB	Ultra Large Bande
UWB	Ultra-Wideband
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
Wifi	Wireless fidelity
Wimax	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WWAN	Wireless Wide Area Network
$\epsilon_r$	Permittivité électrique relative
$\mu_r$	Perméabilité magnétique relative

# **INTRODUCTION GENERALE**

# INTRODUCTION GENERALE

## 1. Contexte

Les communications sans fils sont le domaine technologique qui connaît la croissance la plus rapide et la plus dynamique. La communication sans fil est une méthode de transmission d'informations d'un point à un autre, sans utiliser aucune connexion telle que des fils, des câbles ou un support physique quelconque.

Généralement, dans un système de communication, les informations sont transmises d'un émetteur à un récepteur qui est placé sur une distance limitée. Avec l'aide de la communication sans fil, l'émetteur et le récepteur peuvent être placés entre quelques mètres (comme une télécommande T.V.) et quelques milliers de kilomètres (communication par satellite).

Les systèmes de communication sans fil utilisent l'espace ouvert comme moyen de transmission des signaux. En conséquence, il est très probable que les signaux radio d'un système ou d'un réseau de communication sans fil interfèrent avec d'autres signaux.

Le meilleur exemple est le Bluetooth et le Wi-Fi (WLAN). Ces deux technologies utilisent la fréquence de 2,4 GHz pour la communication et, lorsque ces deux périphériques sont actifs en même temps, il existe un risque d'interférences. Les exemples de transmissions par ondes électromagnétiques sont innombrables, ce développement technologique spectaculaire associé à une demande croissante du public implique une énorme utilisation du spectre électromagnétique. Les bandes de fréquence disponibles deviennent des ressources précieuses, en particulier pour la gamme centimétrique micro-ondes. Pour cette raison, la conception des dispositifs (tels que les filtres hyperfréquences et les antennes...etc.) reste un point délicat dans la mise en œuvre de nombreux systèmes à micro-ondes. Le rendement et les performances des ces dispositifs hyperfréquences sont corrélés directement aux auto-caractéristiques des matériaux et composants de fabrication. De plus, les contraintes de coût et de compacité exigent des propriétés intrinsèques plus attractives que celles des matériaux usuels.

Avec des développements rapides et des recherches approfondies dans le domaine de nouvelle catégorie de matériaux, dans les années soixante, la théorie appelée métamatériau fut élaborée par le physicien russe Victor Veselago; il a attiré beaucoup d'attention dans le domaine de l'ingénierie



## **INTRODUCTION GENERALE**

des micro-ondes ces dernières années. Les métamatériaux ou matériaux électromagnétiques artificiels (EM) sont des matériaux qui ne présentent aucun caractère naturel. Ils sont synthétisés artificiellement par le biais de processus synthétiques. Il n'est pas facile de synthétiser ces matériaux, mais ils offrent des qualités si particulières et distinctes que leurs équivalents naturels. Cependant, à l'arrivée de l'année 1999, le métamatériau a vu la lumière par sa première modélisation de son concept publiée par l'équipe de J.Pendry [9], suivie d'une réalisation par l'équipe de D.R.Smith en 2000.

Les métamatériaux sont des structures artificielles possédant des propriétés électromagnétiques non trouvées dans la nature. Ils sont appelés métamatériaux dus à la possibilité d'avoir simultanément deux facteurs négatifs: la perméabilité magnétique et la permittivité électrique. Pour ces structures, les éléments unitaires qui constituent le matériau sont très petites comparées à la longueur d'onde guidée (tailles inférieures à  $\lambda_g/4$ ).

Il existe trois domaines de recherche principaux: les métamatériaux électromagnétiques, les métamatériaux acoustiques et les métamatériaux sismiques. En raison de la nouvelle caractéristique des métamatériaux, il est possible de concevoir un filtre coupe-bande plus abrupt pour résoudre le problème de la sélection du spectre dans un système de communication. Ce travail se focalise sur l'utilisation de la technologie de métamatériau électromagnétique, de l'approche ligne de transmission (TL) et des structures de résonateurs SRR & CSRR de différentes formes pour construire plusieurs types de filtres coupe-bande et passe-bande avec des structures différentes, pouvant exploiter le spectre dans les applications WLAN et WMAN.

## **2. Problématique**

Dans le domaine de l'industrie RF & microwave, la technologie des circuits planaires est l'une des techniques favorable, adéquate et encourageante afin de concevoir et produire des dispositifs hautes fréquences dans une large plage de fonctionnement et de résonance. Dans leurs efforts pour réduire l'encombrement du spectre fréquentiel, les équipes de recherche sont parvenues tout d'abord à étendre les portions utilisables. Ensuite, ils ont réduit la largeur de bande nécessaire pour un type de transmission déterminé; ils sont encore parvenus à augmenter le volume de l'information transmise dans une largeur de bande donnée. Néanmoins, plusieurs pensent que, dans l'état actuel des connaissances et des techniques, les limites physiques du spectre utilisable sont presque atteintes et cela, d'autant plus que les pays industriels demandent toujours un nombre croissant de fréquences ou de canaux pour tirer le meilleur profit de la radiodiffusion par satellite et dans le domaine des applications WLAN. Ainsi, la prise en charge de tous ces défis s'accompagne nécessairement d'un encombrement hardware important, ce qui pose un problème de compatibilité dans les systèmes de

## **INTRODUCTION GENERALE**

communications ou la chaîne de transmission. L'une des contraintes que rencontrent les chercheurs, est de garantir une bonne isolation entre les différents signaux des différentes bandes de fréquences afin d'éviter les interférences fréquentielles; pour y pallier une utilisation d'un filtre de très haute sélectivité fréquentiel, de bonne performance et efficacité, de taille réduite et à faible coût est nécessaire.

Toutes ces problématiques, obstacles et défis sont évoquées dans notre thèse afin de proposer un filtre métamatériau efficace. La réalisation de filtres métamatériaux reconfigurables soulève de nombreux défis que ce soit dans les étapes de simulation, de conception, de calcul ou dans la phase de fabrication. Ainsi, il faut prendre en considération les commutateurs RF (Varacator, diodes PIN) et les couches ferromagnétiques (ferrite) pendant la phase de simulation contrairement aux filtres passifs conventionnels qui sont dépourvus de composants actifs. La question c'est comment intégrer ces composants de reconfiguration dans la structure de filtre pendant la phase de simulation; et même comment va réagir avec la présence des résonateurs SRR métamatériaux. De plus il faut savoir que ces composants sont excités avec une tension de polarisation ou une aimantation de saturation ce qui implique la nécessité d'un circuit de polarisation rendant la structure de filtre métamatériau de plus en plus complexe.

### **3. Objectif**

L'objectif de notre travail est d'étudier et concevoir des filtres hyperfréquences accordables, performants et miniaturisés à base de métamatériaux, tout en montrant que l'indice de réfraction est négatif, dans le but d'améliorer la qualité de service dans les applications WLAN-WWAN. Aussi, le but est de proposer de nouvelles approches et de nouveaux concepts novateurs de filtres reconfigurables.

En effet, les fréquences indésirables peuvent être situées à différentes bandes distantes comme elles peuvent être adjacentes à des bandes données. Pour cela, une étude sur les dimensions géométriques des résonateurs SRRs et CSRRs, leurs emplacements, le type de substrat exploité et la technologie de ligne de transmission utilisée sera bien adaptée pour avoir des filtres hyperfréquences à bandes de réjections sélectives et efficace pour éliminer les interférences dans le domaine fréquentiel et les signaux parasites. On tient à préciser que l'objectif premier est de proposer de nouvelles approches de conception et fabrication des filtres hyperfréquences métamatériaux. Par conséquent, l'effort a été déployé pour contribuer au niveau conception comme la forme des résonateurs SRR et CSRR, leurs dimensions et les diodes PIN intégrées, et un peu moins important au niveau technologique dans le type de substrats et la ligne de transmission (micro-ruban ou CPW) utilisée.

## **4. Contribution**

On a proposé, dans cette thèse, plusieurs approches de conception de filtres hyperfréquences à base de métamatériaux. Ces filtres fonctionnent à une seule ou plusieurs passe-bandes ou coupe-bandes, ensuite on les rend reconfigurables en fréquence de résonance avec des switch réels. Ces contributions fait l'objet d'une publication dans un article de journal et de plusieurs communications internationales.

### **Journal :**

- 1- B. BELKADI, Z. MAHDJOUR, M. L. SEDDIKI and M. NEDIL, "**A selective frequency reconfigurable bandstop metamaterial filter for WLAN applications**" *In Turkish Journal Of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 26, no. 6, pp. 2976-2985, 2018.

### **Conférences :**

- 2- B. BELKADI, Z. MAHDJOUR, M. L. SEDDIKI and M. NEDIL, "**UWB Monopole Antenna with Reconfigurable Notch Bands based on Metamaterials Resonators**" *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, At Boston, USA.*
- 3- B. BELKADI, Z. MAHDJOUR and M. L. SEDDIKI, "**Design and analysis of dual-band rejection microwave filter employing SRR**" *2017 IEEE 5th International Conference on Electrical Engineering - Boumerdes (ICEE-B), Algeria.*
- 4- B. BELKADI and Z. MAHDJOUR, "**Design of a compact dual-band-rejection microwave filter based on metamaterials transmission lines**" *2015 ADVANCES in SOFTWARE ENGINEERING and SYSTEMS Conference - WSEAS, At Dubai, pp. 159-165.*
- 5- B. BELKADI and Z. MAHDJOUR, "**Study of the ferrite impact on the designed metamaterials filters**" *2015 First International Conference on Advanced Communications Systems and Signal Processing ICOSIP'2015, At Tlemcen, Algeria.*

## **5. Plan de la thèse**

Cette thèse est composée de quatre chapitres. Le premier chapitre a pour objectif principal de décrire un état de l'art et des généralités sur le spectre électromagnétiques, la théorie de ligne de transmission et l'extraction des paramètres S. Une synthèse sur les filtres passifs, les différentes technologies et structures appliquées pendant la conception des filtres et ses caractérisations, conclut ce chapitre.

## **INTRODUCTION GENERALE**

Le deuxième chapitre présente une définition sur le concept de métamatériaux que nous avons adopté dans cette thèse, les approches et les éléments de base pour la conception de métamatériaux. La théorie des lignes de transmissions métamatériaux sera abordée. Le deuxième chapitre se concentre sur les différences entre la ligne main droite, la ligne main gauche et la ligne combinée main droite-gauche CRLH (Composite Right/Left Handed). La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la modélisation et la simulation numérique de métamatériaux basée sur le simulateur HFSS ainsi que quelques techniques d'extraction des paramètres effectifs.

Le troisième chapitre présente les démarches de la conception des filtres métamatériaux, montrant simultanément une permittivité et une perméabilité effective négatives, obtenues par une association de ligne micro-ruban ou CPW avec les résonateurs SRRs, comment extraire les différents réponses fréquentielles  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  et les paramètres effectifs tels que  $\epsilon_{\text{eff}}$ ,  $\mu_{\text{eff}}$  et  $n_{\text{eff}}$  et le VSWR de cette structure. L'association des lignes micro-rubans ou CPW avec les résonateurs en anneau fendu (SRR et/ou CSRR) est dans le but de simuler et fabriquer un filtre métamatériau composite main gauche que nous analyserons par la suite. Les simulateurs et logiciels utilisés durant la conception sont HFSS, MATLAB et ADS.

Le quatrième et dernier chapitre est consacré à la partie expérimentale et les résultats du filtre métamatériau reconfigurable conçu. Ce filtre est constitué en technologie guide d'onde coplanaire, des résonateurs métalliques et deux diodes PIN. Le fonctionnement de la diode PIN nécessite une tension de polarisation continue. Les diodes PIN sont utilisées comme dispositif de commutation pour commuter les bandes de fréquence de réjection de ce filtre hyperfréquence métamatériau. Une conclusion générale vient clore cette thèse, en faisant le bilan des résultats obtenus. On évoquera en fin les perspectives pour la continuité du travail effectué.

# **CHAPITRE 1**

## **L'ÉTAT DE L'ART**

## 1.1 Introduction

L'évolution de la science et la technologie dans le domaine de la conception et la miniaturisation des dispositifs passifs en hyperfréquences tels que les filtres et les duplexeurs, incite les chercheurs à la prospection et l'exploration des différents matériaux afin de les utiliser au mieux et d'avoir des structures performants avec un coût raisonnable. Ces dernières années un matériau fait la révolution et un saut qualitatif sur les propriétés électromagnétiques des composants conçu, cet exotique matériau est le "métamatériau" qui peut présenter une structure composite et artificiel qu'on ne retrouve pas dans les substances naturelles.

Nous présentons dans ce chapitre des généralités sur le spectre électromagnétique et le domaine d'application de chaque bande de fréquence, ensuite nous rappellerons la théorie des lignes de transmission en hyperfréquence et leurs modélisations, où on va présenter les paramètres des lignes de transmission et leur coefficient de transmission et de réflexion  $S$ .

Enfin, nous introduirons une synthèse sur les filtres passifs on écrivant les différentes technologies et structures appliquées pendant la conception des filtres et ses caractérisations.

## 1.2 Généralités sur le spectre électromagnétique

### 1.2.1 Rappels sur les Ondes sonores et les ondes électromagnétiques

Dans notre environnement, nous émettons et recevons des ondes qui apportent avec elles de l'énergie et des informations. Une onde électromagnétique est la résultante d'un champ électrique  $\vec{E}$  et d'un champ magnétique  $\vec{B}$  dont les amplitudes varient de façon sinusoïdale au cours du temps. L'amplitude d'une onde électromagnétique varie donc de façon sinusoïdale au cours de sa propagation.

Les ondes électromagnétiques (perturbations des champs électrique et magnétique) sont produites par des particules chargées accélérées, c'est-à-dire qu'une onde électromagnétique peut être produite par un courant électrique variable. Les variations des champs électriques et magnétiques sont liées par les équations de Maxwell, on peut donc représenter l'onde par un seul de ces champs. Les ondes électromagnétiques transportent de l'énergie, mais pas de matière.

Les ondes sonores sont des ondes qui ont besoin d'un milieu matériel pour se propager (l'air par exemple). Les ondes électromagnétiques comme la lumière visible n'ont pas besoin d'un milieu matériel pour se propager : elles se propagent aisément dans l'espace (le vide). Tandis que les ondes sonores se déplacent à la vitesse de  $340 \text{ m.s}^{-1}$  dans l'air, les ondes électromagnétiques se propagent à la vitesse de la lumière ( $C = 3.10^8 \text{ m.s}^{-1}$ ) dans le vide et dans l'air et à une vitesse plus faible dans les autres milieux.

Les radiations lumineuses sont des ondes périodiques (Une *onde* est dite *périodique* lorsque le signal se reproduit identique à lui-même à des intervalles de temps égaux) que l'on peut caractériser par leurs fréquences  $f$  mais aussi par leurs longueurs d'onde  $\lambda$  reliées par la relation suivante :

$$\lambda = C P = C/f \quad (1-1)$$

Le spectre électromagnétique est la dissociation et la décomposition du rayonnement électromagnétique en fonction de ses quatre composantes en termes de fréquence, période  $P$ , d'énergie des photons  $E$  ou encore de longueur d'onde associée, ces quatre grandeurs ont une relations proportionnelles selon les formules suivantes:

$$E = h f = h/P \quad (1-2)$$

$$C = \lambda f = \lambda/P \quad (1-3)$$

Où  $h$  est la constante de Planck (approximativement  $6,626069 \cdot 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s} \approx 4,134\ 335\ 9 \cdot 10^{-15} \text{ eV}\cdot\text{s}$ ).

### 1.2.2 Caractéristiques des ondes électromagnétiques

Une onde électromagnétique comporte à la fois un champ électrique  $\vec{E}$  et un champ magnétique  $\vec{B}$  oscillant à la même fréquence. Ces deux champs, perpendiculaires l'un par rapport à l'autre se propagent dans un milieu selon une direction orthogonale (Figure1.1). La propagation de ces ondes s'effectue à une vitesse qui dépend du milieu considéré. Dans le vide, la vitesse de propagation est égale à  $3 \cdot 10^8 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ . Si la propagation se fait dans un milieu dont l'indice de réfraction est  $n$ , la vitesse de propagation est  $v = C/n$  (dans le vide  $n=1$ , l'air dans les conditions normales  $n=1.00029 \approx 1$ , l'eau  $n=1,33$  et dans le verre  $n$  est entre 1,5 et 1,7)

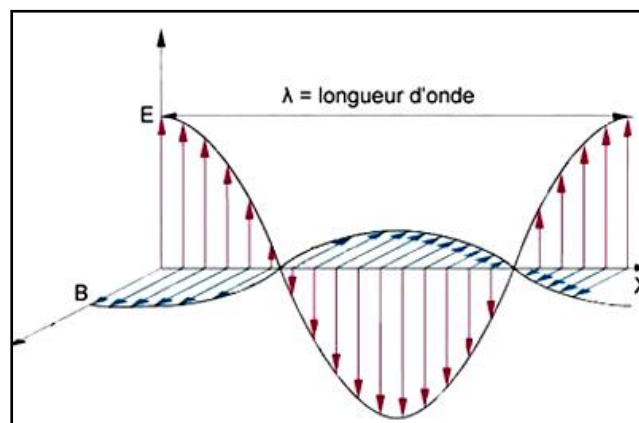


Figure 1-1 Exemple d'une onde électromagnétique plane.

Une onde électromagnétique est caractérisée par sa polarisation, où la polarisation de l'onde radio correspond à la direction du champ électrique de l'onde, et la propagation d'une variation d'un champ électrique, associée à une variation d'un champ magnétique. Les normes des champs  $\vec{E}$  et  $\vec{B}$  [8] sont reliées entre elles par :

$$B = E/C \quad (1-4)$$

Avec :

$$E(x, t) = E_0 \cos 2\pi f \left( t - \frac{x}{C} \right) \vec{j} \quad (1-5)$$

$$B(x, t) = B_0 \cos 2\pi f \left( t - \frac{x}{C} \right) \vec{k} \quad (1-6)$$

La densité d'énergie transportée par une onde électromagnétique sinusoïdale est:

$$e = \frac{1}{2} \varepsilon_0 E_0^2 = \frac{1}{2 \mu_0} B_0^2 \text{ J/m}^3 \quad (1-7)$$

L'intensité moyenne (flux de puissance) associée à l'onde est:

$$I = \frac{1}{2} \varepsilon_0 C E_0^2 = \frac{1}{2 \mu_0} C B_0^2 \text{ W/m}^3 \quad (1-8)$$

D'où la permittivité du vide  $\varepsilon_0 = 8,84 \cdot 10^{-12}$  SI (la permittivité traduit la réaction d'un milieu face à un champ électrique) et la perméabilité du vide  $\mu_0 = 1,26 \cdot 10^{-6}$  SI (la perméabilité traduit la réaction du milieu face à un champ magnétique). Le lien avec la vitesse de propagation  $v$  est calculé par la formule suivante :

$$v = C = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad (1-9)$$

On remplace:  $\varepsilon_0$  par  $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$  et  $\mu_0$  par  $\mu = \mu_0 \mu_r$  dans l'équation (1-9). Où  $\varepsilon_r$  et  $\mu_r$  sont la permittivité et la perméabilité relatives du milieu respectivement.

$$C = n v; \text{ et } C = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}; \text{ et } v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \mu}} \text{ donc } n = \frac{C}{v} = \sqrt{\frac{\varepsilon \mu}{\varepsilon_0 \mu_0}}$$

On obtient donc :

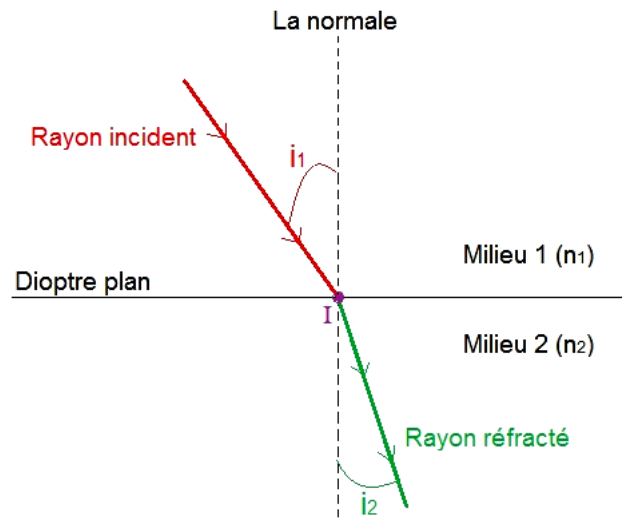
$$n = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} > 1 \quad (1-10)$$

Une onde est réfractée lors d'une discontinuité: passage d'un milieu d'indice  $n_1$  à un milieu d'indice  $n_2$  (changement de direction de propagation).

Selon la figure1-2, la surface qui sépare deux milieux transparents différents est appelée le dioptre, le milieu 1 à un indice de réfraction  $n_1$  et le milieu 2 à un indice de réfraction  $n_2$ , le rayon se propageant dans le milieu 1 est appelé le rayon incident, le point I est le point d'intersection entre le rayon



incident et le dioptre, il est également appelé le point d'incidence, la droite perpendiculaire au dioptre passant par I est appelée la Normale, que l'on représente en pointillé car c'est une ligne imaginaire, le plan défini par le rayon incident et la normale au dioptre est appelé le plan d'incidence, le rayon se propageant dans le milieu 2 est appelé le rayon réfracté, l'angle entre le rayon incident et la normale au dioptre est appelé angle d'incidence noté  $i_1$ , l'angle entre le rayon réfracté et la normale au dioptre est appelé angle de réfraction noté  $i_2$ .



**Figure 1-2** Réfraction d'une onde électromagnétique lors du passage du milieu 1 au milieu 2.

Alors la réfraction est décrite par les deux lois de Descartes:

- Première loi de Descartes :

Le rayon réfracté est dans le plan d'incidence.

- Deuxième loi de Descartes :

L'angle d'incidence  $i_1$  et l'angle de réfraction  $i_2$  vérifient la relation suivante :

$$n_1 \sin i_1 = n_2 \sin i_2 \quad (1-11)$$

Au cours de la propagation dans un milieu, les interactions avec la matière dépendront de la fréquence de l'onde et de la nature de la matière et se feront principalement par:

- Absorption résonante, suivie d'une réémission du rayonnement par les atomes du milieu.
- Absorption dissipative, l'énergie est alors transformée en chaleur.
- Diffusion élastique non résonante.

### 1.2.3 Domaine d'application des ondes électromagnétique

Le spectre électromagnétique est constitué de l'ensemble des rayonnements électromagnétiques (Le rayonnement électromagnétique peut être décrit de manière corpusculaire comme la propagation de photons, ou de manière ondulatoire comme une onde électromagnétique.), organisés selon une échelle fréquentielle, longueur d'onde ou énergétique. Le spectre électromagnétique se prolonge en fréquence théoriquement de zéro à l'infini (ou en longueur d'onde), sans aucune discontinuité. Les ondes radioélectriques ou les ondes hertziennes, les micro-ondes (la gamme hyperfréquences), le térahertz, les radiations infrarouges, la lumière visible, les rayons ultraviolets, les rayons X et les rayons gamma ce sont tous des rayonnements électromagnétiques constituent le spectre électromagnétique (figure1-3).

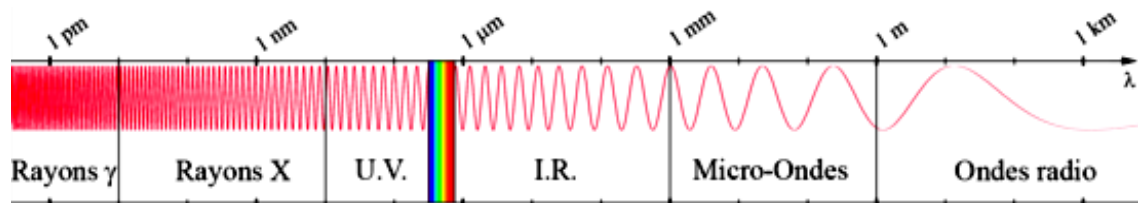


Figure 1-3 Le spectre électromagnétique.

En commençant par les ondes les plus énergétiques, on distingue successivement :

- **Les rayons gamma (γ)** : ils sont dus aux radiations émises par les éléments radioactifs lors de la désintégration radioactive d'un noyau instable. Très énergétiques. Leurs longueurs d'onde s'étendent d'un  $10^{-14}$  m à un  $10^{-12}$  m.
- **Les rayons X** : ils sont utilisés notamment en médecine (les radiographies), dans l'industrie (contrôle des bagages dans le transport aérien), et dans la recherche scientifique (l'étude de la matière). Ce rayonnement électromagnétique couvre les longueurs d'ondes comprises entre  $10^{-12}$  m et  $10^{-8}$  m.
- **Les rayons ultraviolets** : se considèrent assez énergétiques, Les sources d'ultraviolets sont naturelles (le Soleil et les étoiles produisent des ultraviolets). Leurs longueurs d'onde s'échelonnent d'un  $10^{-8}$  m à  $4 \cdot 10^{-7}$  m.
- **Le domaine visible** : correspond à la partie très étroite du spectre électromagnétique perceptible par notre œil. L'intervalle de longueurs d'onde est souvent donné avec des valeurs arrondies [400 nm ; 800 nm] plus faciles à retenir.
- **L'infrarouge** : D'une façon générale, tous les corps chauffés émettent de l'énergie sous forme d'infrarouge, même s'ils ne sont pas lumineux. Leurs utilisations c'est pour mesurer la température des surfaces terrestres et océaniques, ainsi que celle des nuages. Couvre les longueurs d'onde allant de  $8 \cdot 10^{-7}$  m à un millimètre  $10^{-3}$  m.

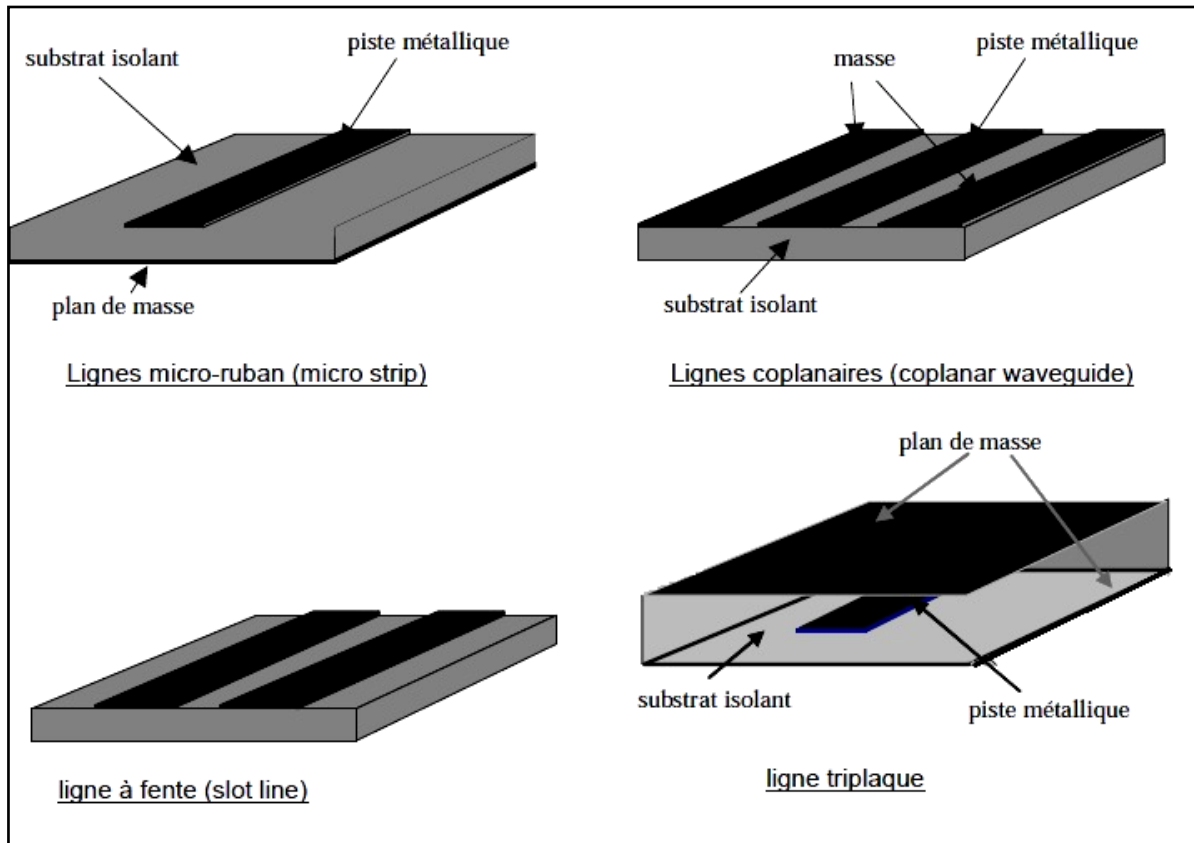
- **Les rayons micro-ondes ou hyperfréquences** : Cette région du spectre est utilisée pour mesurer le rayonnement émis par la surface terrestre et s'apparente dans ce cas à la télédétection dans l'infrarouge thermique, mais également par les capteurs actifs comme les systèmes radar. Cette gamme est utilisée aussi pour : la télédiffusion, radiodiffusion numérique, radioamateurs, radiocommunications professionnelles, transmissions militaires y compris aéronautiques, liaisons gouvernementales, liaisons satellites, FH terrestres, radiolocalisation et radionavigation, usages spatiaux, satellites météo, téléphonie GSM, UMTS et DECT, liaisons Wi-Fi et Bluetooth, systèmes radar, fours à micro-ondes.  
Le domaine des hyperfréquences s'étend des longueurs d'onde de l'ordre d'un millimètre ( $10^{-3}$  m) jusqu'à un mètre. Dans cette étude, les différentes conceptions et structures seront réalisées pour qu'elles puissent se fonctionner dans la gamme hyperfréquences.
- **Les ondes radio** : Ce rayonnement électromagnétique est le plus vaste du spectre électromagnétique et concerne les ondes qui ont les plus basses fréquences. Il s'étend des longueurs d'onde de quelques mètres à plusieurs km. Relativement faciles à émettre et à recevoir, les ondes radio sont utilisées pour la transmission de l'information (radio, télévision et téléphone).

### 1.3 La théorie de ligne de transmission et sa modélisation

Les lignes de transmission sont des supports permettant le transfert des informations. Les distances à parcourir, la bande passante des signaux et la technologie utilisée dépendent du type d'information. Ainsi, Les lignes utilisées pour l'interconnexion du réseau Internet intercontinental sont des fibres optiques (Les câbles transatlantique sous-marins numériques) de plusieurs milliers de kilomètres de longueur propageant des ondes électromagnétiques à des fréquences optiques ( $>10^{15}$  Hz), alors que celles reliant les composants électroniques dans un circuit intégré sont des pistes de quelque microns de long propageant des ondes électriques et électromagnétiques à des fréquences allant de quelques Hz à quelques GHz. Elles ont toutes pour but de guider l'information sans perturbation, c'est à dire sans trop d'atténuation ou de déformation.

La transmission des informations peut se faire par voie hertzienne (propagation libre) ou par un support physique guidé. En ce qui concerne les "guides", Il en existe plusieurs types. Les lignes "bifilaires" composée de 2 (ou plus) conducteurs capables de transmettre la tension en même temps que l'onde électromagnétique sont les guides d'ondes les plus fréquemment utilisés, il y a aussi les câbles coaxiaux et les paires torsadées. Mais il arrive qu'on doive utiliser des lignes ne pouvant propager que la seule onde électromagnétique comme les guides d'onde métalliques (Lignes micro-ruban et Lignes coplanaires) ou les fibres optiques.

En hyperfréquence au-delà de quelques 100 MHz, on utilise des lignes spéciales sur les circuits pour relier les "puces" ou les composants entre eux. Elles sont bons marchés car elles utilisent la technologie des circuits imprimés. Les différentes géométries existantes sont présentées dans la suite (voir la figure 1-4). Les caractéristiques électriques des lignes dépendent des dimensions des métallisations et des caractéristiques des matériaux utilisés (métaux et diélectriques).



**Figure 1-4** Les différentes structures des lignes planaires.

Les lignes planaires se constituent de deux éléments [1-2]. Le premier est le substrat ; c'est une couche généralement diélectrique et à faibles pertes, qui remplit deux fonctions différentes : se considère comme un support mécanique de la structure et elle détermine les caractéristiques électriques de la structure. Les substrats couramment utilisés pour réaliser des circuits planaires sont : l'alumine, le quartz, l'époxy et le téflon. Le deuxième élément est une métallisation sur une ou deux faces du substrat, partielle ou totale selon le type de ligne envisagé. Plusieurs avantages incitent les chercheurs à se développer les différentes structures des lignes planaires, parmi lesquels on cite : la réalisation et la conception des circuits à la base de ces lignes est très peu coûteuse, ce qui compense largement les coûts de recherche et de développement, en plus cette technologie est bien adaptée aux circuits compacts intégrés.

### 1.3.1 Ligne micro-ruban

La ligne micro-ruban (ou la ligne microstrip) est une ligne de transmission sur un substrat diélectrique. C'est composé de deux bandes conductrices (figure1-5), la bande micro-ruban supérieur qui transmet le signal et le plan de masse en dessous. Souvent, son domaine d'utilisation est pour la fabrication de circuits hyperfréquences, et cela dû à la faciliter d'intégration simple des composantes passives (résistance, capacité et inductance) et actives (diode et transistor) par montage en surface, et qu'elle convienne mieux à la procédure de fabrication photolithographique.

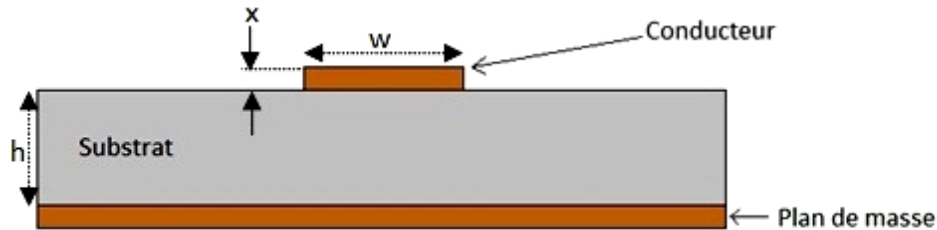


Figure 1-5 Une coupe transversale d'une ligne microstrip.

De nombreuses études ont montré qu'une ligne micro-ruban est le siège d'une onde se propageant en mode quasi-TEM (Transverse Electro-Magnetic), c'est à dire que les champs magnétique et électrique sont perpendiculaires à l'axe de la ligne transmettant le signal. Les lignes de champ sont surtout concentrées dans le diélectrique entre la ligne métallisée et le plan de masse, bien qu'une faible portion se retrouve également dans l'air au-dessus du substrat (figure1-6). L'impédance caractéristique d'une ligne microstrip dépend de ses dimensions et de la nature du substrat isolant et les dimensions de la ligne varient en fonction de sa fréquence de fonctionnement.

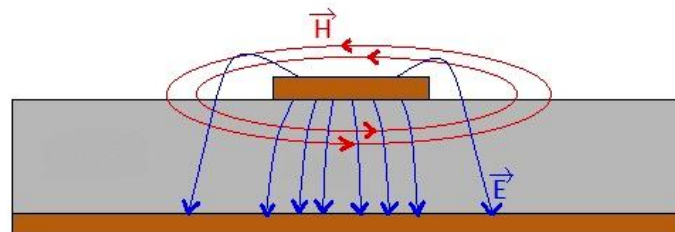
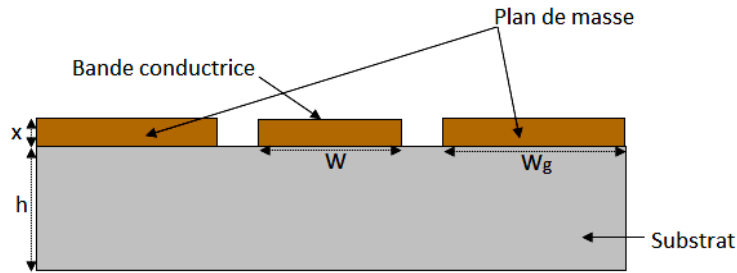


Figure 1-6 Configuration des champs électrique ( $\vec{E}$ ) et magnétique ( $\vec{H}$ ) pour une ligne de transmission en technologie microruban.

### 1.3.2 Ligne coplanaire

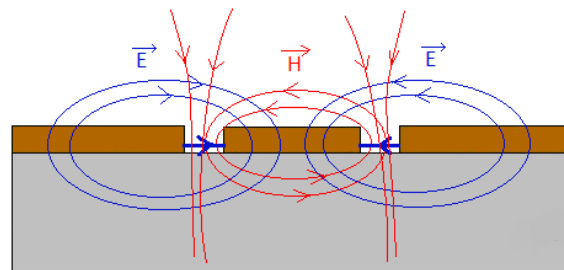
La ligne coplanaire (aussi connu sous le nom guide coplanaire et notée CPW (Coplanar Waveguide)) est un guide d'onde souvent utilisée dans les circuits intégrés. Elle a été proposée pour la première fois comme une alternative à la ligne micro-ruban par Wen en 1969 [1]. Il ressemble à la ligne micro-ruban, sauf que les mises à terre sont placées de chaque côté du conducteur (situées au même niveau ou plan de la bande conductrice), comme à la figure1-7.



**Figure 1-7** Une coupe transversale d'une ligne coplanaire.

Parmi les avantages de cette ligne, on trouve qu'elle est de faible coût technologique, facilement réalisables (facilite la réalisation des circuits complexes comme les filtres et les duplexeurs), présente une souplesse de conception et de réalisation (la possibilité de réaliser une même impédance caractéristique avec différents dimensionnements de lignes), la facilité de report de composants (passifs ou actifs) en parallèle ou en série grâce à son caractère uniplanaire, l'élimination des trous métallisés et par conséquent des effets parasites associés et propagent en mode quasi-TEM.

Pour la Distribution de champs électrique et magnétique dans les lignes coplanaires on trouve que le champ électrique soit fortement concentré dans les bords de la bande conductrice (voir figure1-8). Le champ magnétique est quasi-planaire au dessus du conducteur, et tourne sur le ruban conducteur. Le champ électrique est quasi-planaire dans les fentes, et se boucle du ruban vers les plans de masse.



**Figure 1-8** La configuration des champs dans un CPW.

### 1.3.3 Modélisation de la ligne de transmission

La taille électrique se considère comme un facteur principal et important pour faire la différence entre l'analyse de circuits avec des lignes de transmission et l'analyse de circuits électriques. Dans l'analyse des circuits, on suppose que la longueur d'onde est très supérieure aux dimensions physiques du circuit. Lorsqu'on travaille à plus hautes fréquences, la longueur d'onde diminue, et les dimensions physiques du circuit sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. Certains phénomènes qu'on pouvait négligé à basses fréquences ne sont plus négligeables. Il faut donc une meilleure façon d'analyser les circuits.

Une ligne de transmission est schématisée par le modèle de la figure1-9, elle contient une tension et un courant qui varient en fonction du temps et en fonction de la distance  $z$ . On analyse une petite section  $\Delta Z$  de la ligne. Cette petite section de ligne est modélisée à l'aide de circuit équivalent, comme montré à la figure1-10.

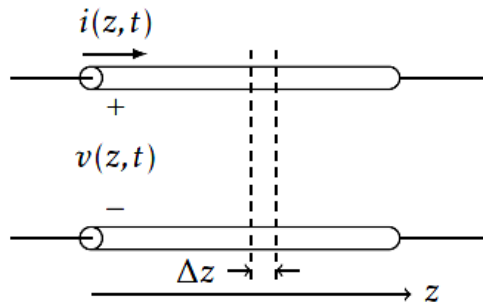


Figure 1-9 Une ligne de transmission.

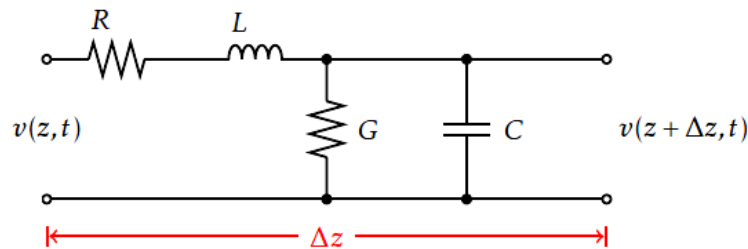


Figure1-10 Circuit équivalent d'un tronçon de ligne de transmission.

$R$  est la résistance linéique en  $\Omega/m$ ,  $L$  représente l'inductance série de la ligne, en  $H/m$ ,  $G$  c'est les pertes dans le diélectrique qui sépare les conducteurs, en  $S/m$ ,  $C$  c'est la capacitance parasite, puisque les deux conducteurs sont séparés par un diélectrique, en  $F/m$  (ces éléments élémentaires du circuit sont des grandeurs linéiques). Dans le cas d'une ligne sans perte, on obtient  $R=G=0$ .

A partir de l'équation de maille [2] :

$$V + dV = V - L. dz. \frac{\partial i}{\partial t} - R. dz. i \tag{1-12}$$

$$I + dI = I - C. dz. \frac{\partial v}{\partial t} - G. dz. v \tag{1-13}$$

On appliquant la 2<sup>ème</sup> dérivée et les équations de télégraphistes sur les équations (1-12) et (1-13):

$$\frac{\partial^2 v}{\partial z^2} - L. C. \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} - (R. C + L. G) \frac{\partial v}{\partial t} - R. G. v = 0 \tag{1-14}$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial z^2} - L. C. \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} - (R. C + L. G) \frac{\partial i}{\partial t} - R. G. i = 0 \tag{1-15}$$

Dans les transmissions par onde électromagnétique, le régime est sinusoïdal, donc les équations (1-14) et (1-15) deviennent :

$$\frac{\partial^2 v}{\partial t^2} = (R + j.L.\omega).(G + j.C.\omega).v \quad (1-16)$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial t^2} = (R + j.L.\omega).(G + j.C.\omega).i \quad (1-17)$$

Avec :

$$\gamma = \sqrt{(R + j.L.\omega).(G + j.C.\omega)} \quad (1-18)$$

Où  $\gamma$  est la constante de propagation de la ligne (quantité complexe), qu'on peut écrire sous la forme suivante :  $\gamma = \alpha + j\beta$

La partie réelle  $\alpha$  est un paramètre d'affaiblissement exprimé en Neper par mètre (Np/m), la partie imaginaire  $\beta$  est un paramètre de phase exprimé en radians par mètre (rad/m).

La solution des équations (1-16) et (1-17) peuvent donc s'exprimer sous la forme suivante :

$$v(z) = V_i.e^{-\gamma z} + V_r.e^{+\gamma z} \quad (1-19)$$

$$i(z) = I_i.e^{-\gamma z} + I_r.e^{+\gamma z} \quad (1-20)$$

Avec  $V_i, I_i, V_r$  et  $I_r$  sont des constantes d'intégration complexes qui dépendent des conditions aux limites c'est à dire du générateur et de la charge. Les constantes  $I_i$  et  $I_r$  sont reliées aux constantes  $V_i$  et  $V_r$  car le courant et la tension ne sont pas indépendants. A partir des équations (1-12) et (1-13) on résulte :

$$\frac{V_i}{I_i} = \frac{V_r}{I_r} = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (1-21)$$

Donc la constante de propagation  $\gamma$ , l'impédance caractéristique  $Z_c$ , la vitesse de phase  $V_{ph}$  et la vitesse de groupe  $V_g$  de la ligne de transmission sont données par :

$$\gamma = \sqrt{(R + j.L.\omega).(G + j.C.\omega)}$$

$$Z_c = \sqrt{(R + j.L.\omega)/(G + j.C.\omega)} \quad (1-22)$$

$$V_{ph} = \frac{\omega}{\beta} \quad (1-23)$$

$$V_g = \left(\frac{d\omega}{d\beta}\right)^{-1} \quad (1-24)$$



Dans le cas d'une ligne sans perte, on a  $R$  et  $G$  sont négligeables devant  $(L.\omega)$  et  $(C.\omega)$  respectivement, donc la constante d'atténuation  $\alpha$  est nulle, ce qui nous donne :

$$\gamma = j\omega\sqrt{L.C} \tag{1-25}$$

$$Z_c = \sqrt{L/C} \tag{1-26}$$

$$V_{ph} = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \tag{1-27}$$

$$V_g = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \tag{1-28}$$

La vitesse de phase est dans ce cas indépendante de la fréquence, de plus l'impédance caractéristique devient purement réelle. Les ondes se propagent alors sans distorsion. Le modèle du circuit équivalent d'un tronçon de ligne de transmission sans perte devient comme suit (figure1-11) :

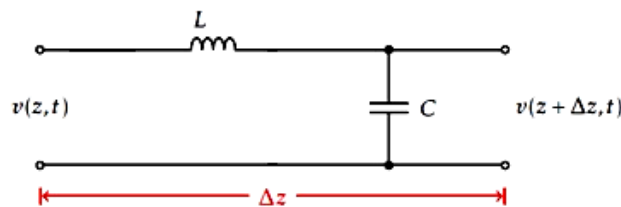


Figure1-11 Circuit équivalent d'un tronçon de ligne de transmission sans perte.

## 1.4 Paramètre S (Scattering Parameters)

### 1.4.1 Application à un quadripôle

Il est souvent possible de décomposer un dispositif électrique ou électronique complexe en un ensemble de modules fonctionnels qui sont des quadripôles. Ces modules sont ensuite associés en cascade : les grandeurs de sortie de l'un constituent les grandeurs d'entrée du suivant. L'utilisation du calcul matriciel facilite la décomposition et l'étude des quadripôles linéaires. Un quadripôle est caractérisé par quatre grandeurs électriques : le courant d'entrée  $I_1$ , le courant de sortie  $I_2$ , la tension d'entrée  $V_1$  et la tension de sortie  $V_2$ . La figure1-12 représente un quadripôle linéaire.



Figure 1-12 Présentation d'un quadripôle avec les ondes incidentes et réfléchies.

Où :

- $a_1$  et  $b_1$  sont les ondes incidente et réfléchie au port 1 d'entrée.
- $a_2$  et  $b_2$  sont les ondes incidente et réfléchie au port 2 de sortie.

Généralement, les ondes incidentes et réfléchies en fonction de  $Z_1$  et  $Z_2$  qui sont les impédances de normalisation aux ports 1 et 2 s'écrivent comme suit :

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_1 \cdot I_1}{2\sqrt{R_e(Z_1)}} \quad (1-29)$$

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_2 \cdot I_2}{2\sqrt{R_e(Z_2)}} \quad (1-30)$$

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_1^* \cdot I_1}{2\sqrt{R_e(Z_1)}} \quad (1-31)$$

$$b_2 = \frac{V_2 - Z_2^* \cdot I_2}{2\sqrt{R_e(Z_2)}} \quad (1-32)$$

Dans le cas où le quadripôle possède une impédance de référence purement résistive (pour ces deux ports d'entrée et de sortie), les impédances d'entrées  $Z_1$  et de sorties  $Z_2$  deviennent une résistance  $R_0$  purement réelle, et prend souvent une valeur de 50  $\Omega$  dans le domaine hyperfréquence. On réécrit les équations des ondes incidentes et réfléchies :

$$a_1 = \frac{V_1 + R_0 \cdot I_1}{2\sqrt{R_0}} \quad (1-33)$$

$$a_2 = \frac{V_2 + R_0 \cdot I_2}{2\sqrt{R_0}} \quad (1-34)$$

$$b_1 = \frac{V_1 - R_0 \cdot I_1}{2\sqrt{R_0}} \quad (1-35)$$

$$b_2 = \frac{V_2 - R_0 \cdot I_2}{2\sqrt{R_0}} \quad (1-36)$$

De la figure 1-12, on écrit :

$$\begin{cases} V_1 = a_1 + b_1 \\ V_2 = a_2 + b_2 \end{cases} \quad (1-37)$$

et

$$\begin{cases} I_1 = a_1 - b_1 \\ I_2 = a_2 - b_2 \end{cases} \quad (1-38)$$

On exprime les ondes réfléchies en fonction des ondes incidentes, les paramètres S relient entre elles pour un quadripôle sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (1-39)$$

Donc :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \\ b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \end{cases} \quad (1-40)$$

De l'équation (1-40), on tire les paramètres S et nous expliquons ces significations physiques:

- $S_{11} = \frac{b_1}{a_1}$  Quand  $a_2 = 0$ , ce rapport s'appelle le coefficient de réflexion. C'est la fraction d'énergie réfléchie par le quadripôle dont on comprend bien qu'elle devra être minimisée pour favoriser le transfert du signal à la sortie du quadripôle. C'est le rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente au port1 de l'entrée du quadripôle lorsque la sortie étant adaptée.
- $S_{12} = \frac{b_1}{a_2}$  Quand  $a_1 = 0$  c'est le coefficient de transmission inverse lorsque l'entrée est adaptée (l'onde incidente à l'accès 1 est nulle).
- $S_{21} = \frac{b_2}{a_1}$  Lorsque  $a_2 = 0$ , le coefficient de transmission quand la sortie est adaptée.
- $S_{22} = \frac{b_2}{a_2}$  Lorsque  $a_1 = 0$ , c'est le coefficient de réflexion à la sortie lorsque l'entrée est adaptée.

## 1.4.2 Propriétés des quadripôles

### 1.4.2.1 La réciprocité

Un échange énergétique interne identique se présente dans les quadripôles au niveau des deux ports d'entrée et de sortie sont dit réciproques. La condition de la réciprocité d'un quadripôle est la suivante :

$$S_{12} = S_{21}$$

Les quadripôles conçus par des résistances, des inductances, des capacités et des lignes de transmissions ont le caractère de la réciprocité. Si les matériaux ferromagnétiques introduites dans les quadripôles passifs cela permet d'éliminer la réciprocité et l'équilibrage du transfère d'énergie.

**1.4.2.2 La symétrie**

Un quadripôle est dit symétrique, si l'on inverse l'entrée et la sortie (port 1 et port 2), les propriétés et les caractéristiques électriques qui résultent sont identiques et les mêmes. La symétrie implique donc la réciprocité alors que l'inverse n'est pas vrai. La condition de la symétrie est donnée par :

$$S_{11} = S_{22}$$

**1.4.2.3 L'unilatéralité**

L'unilatéralité d'un quadripôle est un cas particulier de non réciprocité. Deux conditions assurent l'unilatéralité d'un quadripôle, l'échange et le transfère d'énergie n'est pas identique dans les deux accès du quadripôle et qu'il est nul (le transfère d'énergie) pour l'une des deux directions où le signal se propage. Les conditions de L'unilatéralité :

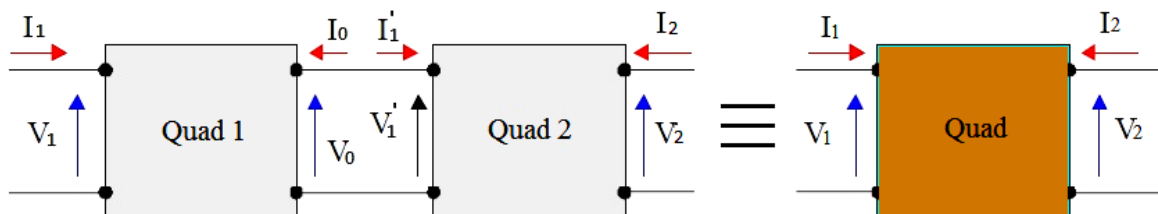
$$\left\{ \begin{array}{l} S_{12} \neq S_{21} \\ \text{et} \\ (S_{12} = 0) \\ \text{ou} \\ (S_{21} = 0) \end{array} \right.$$

**1.4.3 Associations des quadripôles et leurs matrices**

La matrice chaîne [S] est la matrice de répartition [3-4] ou "scattering matrix", se considère comme l'outil de base pour l'étude des quadripôles ou des multipôles linéaires dans le domaine hyperfréquence. Les paramètres S, comme nous l'avions vu, ont un lien direct entre les ondes incidentes en entrée et les ondes réfléchies en sortie d'un quadripôle par les ports du dispositif [5-8].

**1.4.3.1 Association en cascade**

Dans le cas où l'on a deux quadripôles mis en chaîne l'un à la suite d'autre, les deux sorties du premier sont reliées aux deux entrées du second. La matrice chaîne de deux quadripôles mis en cascade est le produit des matrices chaînes de chaque quadripôle (figure1-13).



**Figure1-13** Association de deux quadripôles en cascade.

On utilise les matrices de transfert  $[T_1]$  et  $[T_2]$  des deux quadripôles Quad 1 et Quad 2 associés, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ I_0 \end{bmatrix} = [T_1] \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ -I_1 \end{bmatrix} \quad (1-41)$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = [T_2] \cdot \begin{bmatrix} V'_1 \\ -I'_1 \end{bmatrix} \quad (1-42)$$

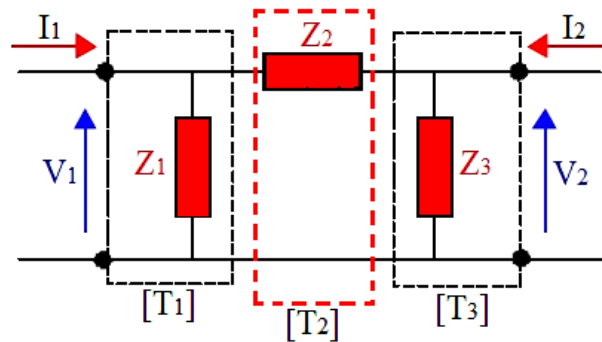
Et on a  $V'_1 = V_0$  et  $I'_1 = -I_0$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = [T_2] \cdot [T_1] \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ -I_1 \end{bmatrix} \quad (1-43)$$

La matrice de transfert du quadripôle équivalent Quad est le produit des deux matrices de transfert Quad 1 et Quad 2.

$$[T_{eq}] = [T_2] \cdot [T_1] \quad (1-44)$$

**A. Quadripôle en  $\pi$**



**Figure 1-14** Schématisation d'un quadripôle en  $\pi$ .

On considère une chaîne de trois quadripôles en cascade et on détermine leur matrice de transfert équivalent  $[T_{eq}]$ . A partir de l'équation (1-44) on constate que  $[T_{eq}] = [T_3] \cdot [T_2] \cdot [T_1]$ .

Avec :

$$[T_3] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_3} & 1 \end{bmatrix}; [T_2] = \begin{bmatrix} 1 & Z_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; [T_1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_1} & 1 \end{bmatrix}$$

Donc on a :

$$[T_{eq}] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_2}{Z_1} & Z_2 \\ \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z_1 Z_3} & 1 + \frac{Z_2}{Z_3} \end{bmatrix} \quad (1-45)$$

**B. Quadripôle en T**

On fait la même chose et les mêmes calculs de l'équation (1-44) comme le quadripôle précédent pour déterminer la matrice de transfert équivalent du quadripôle en T. On a :

$$[T_3] = \begin{bmatrix} 1 & Z_3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; [T_2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 \end{bmatrix}; [T_1] = \begin{bmatrix} 1 & Z_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

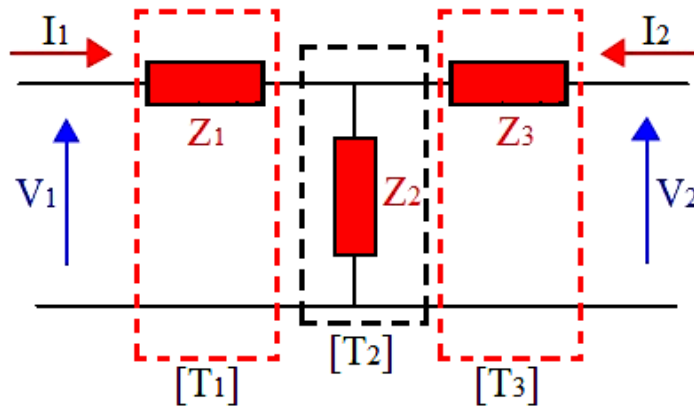


Figure1-15 Schématisation d'un quadripôle en T.

$$[T_{eq}] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_3}{Z_2} & Z_1 + Z_3 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2} \\ \frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \end{bmatrix} \tag{1-46}$$

**1.4.3.2 Association en série**

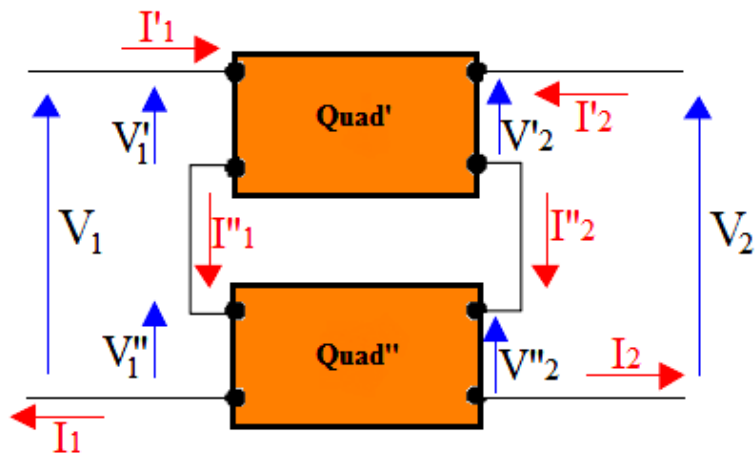


Figure1-16 Schématisation de deux quadripôles en série.

Les lois de tension et du courant pour deux quadripôles associés en série (figure 1-16) nous donnent :

$$\begin{cases} V_1 = V'_1 + V''_1 \\ \text{et} \\ V_2 = V'_2 + V''_2 \end{cases} \quad (1-47)$$

$$\begin{cases} \begin{cases} V'_1 = Z'_{11}I'_1 + Z'_{12}I'_2 \\ V'_2 = Z'_{21}I'_1 + Z'_{22}I'_2 \end{cases} \\ \begin{cases} V''_1 = Z''_{11}I''_1 + Z''_{12}I''_2 \\ V''_2 = Z''_{21}I''_1 + Z''_{22}I''_2 \end{cases} \end{cases} \quad (1-48)$$

Dans ce cas, il y a additivité des tensions aux bornes des quadripôles ; les courants sont identiques comme :  $I_1 = I'_1 = I''_1$  et  $I_2 = I'_2 = I''_2$ . On les remplace avec l'équation (1-48) dans l'équation (1-47), ça nous donne :

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 = (Z'_{11} + Z''_{11})I_1 + (Z'_{12} + Z''_{12})I_2 \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 = (Z'_{21} + Z''_{21})I_1 + (Z'_{22} + Z''_{22})I_2 \end{cases} \quad (1-49)$$

Sous forme matricielle, on en déduit simplement la matrice impédance équivalente :

$$\begin{cases} [V] = [V'] + [V''] \\ [I] = [I'] = [I''] \\ [Z] = [Z'] + [Z''] \end{cases} \quad (1-50)$$

### 1.4.3.3 Association en parallèle

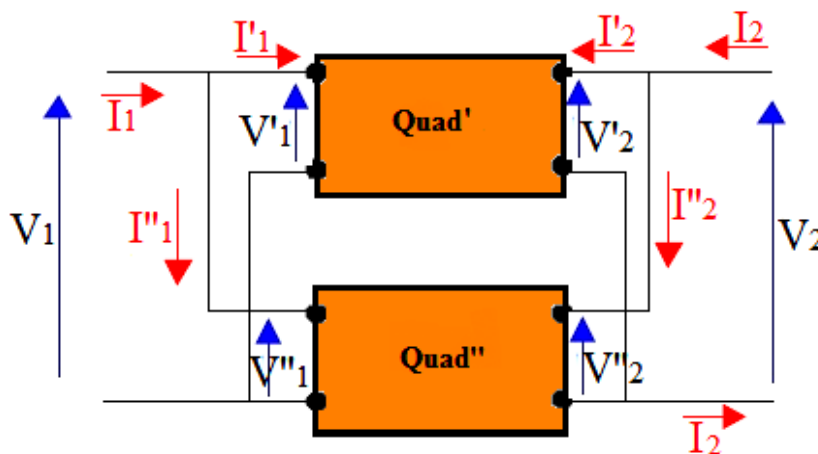


Figure1-17 Schématisation de deux quadripôles en parallèle.

A partir de la figure1-17 on a les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = I'_1 + I''_1 \\ \text{et} \\ I_2 = I'_2 + I''_2 \end{array} \right. \quad (1-51)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \left\{ \begin{array}{l} I'_1 = Y'_{11}V'_1 + Y'_{12}V'_2 \\ I'_2 = Y'_{21}V'_1 + Y'_{22}V'_2 \end{array} \right. \\ \left\{ \begin{array}{l} I''_1 = Y''_{11}V''_1 + Y''_{12}V''_2 \\ I''_2 = Y''_{21}V''_1 + Y''_{22}V''_2 \end{array} \right. \end{array} \right. \quad (1-52)$$

Pour l'association des quadripôles en parallèle, il y a une additivité des courants et identité des tensions comme :  $V_1 = V'_1 = V''_1$  et  $V_2 = V'_2 = V''_2$ .

De cela nous pouvons écrire les relations suivantes pour la matrice d'admittance du quadripôle équivalent :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 = (Y'_{11} + Y''_{11})V_1 + (Y'_{12} + Y''_{12})V_2 \\ I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 = (Y'_{21} + Y''_{21})V_1 + (Y'_{22} + Y''_{22})V_2 \end{array} \right. \quad (1-53)$$

Ainsi Sous forme matricielle, on en déduit la matrice d'admittance équivalente :

$$\left\{ \begin{array}{l} [I] = [I'] + [I''] \\ [V] = [V'] = [V''] \\ [Y] = [Y'] + [Y''] \end{array} \right. \quad (1-54)$$

### 1.5 Les différentes technologies appliquées au filtrage

Un filtre est un quadripôle à pour but de transmettre un signal sans atténuation ou avec une atténuation de valeur donnée dans une bande de fréquence déterminée. On le considère aussi comme un circuit qui réalise une opération volontaire de mise en forme d'une grandeur électrique (courant ou tension).

Les filtres sont exploités dans plusieurs cas. Lorsqu'il s'agit, par exemple, d'ajuster ou limiter la bande passante en entrée ou en sortie d'un montage, d'annuler certaines fréquences perturbatrices indésirables, d'éliminer les interférences fréquentielles ou au contraire de ne garder qu'une plage de fréquences particulière, etc. Selon la fréquence de coupure et le choix d'une amplification active ou



non, les technologies appliquées pour réaliser les filtres sont différentes : filtres RLC passifs, filtres RC ou LC actifs, filtres à quartz, filtres à constantes réparties (guides d'ondes, etc.).

On distingue deux familles de filtres :

- Les filtres passifs : réalisés à partir de composants passifs (résistance, inductance et capacité). Ils ne permettent pas d'amplifier le signal à la sortie des filtres (la puissance de sortie est nécessairement inférieure à la puissance d'entrée)
- Les filtres actifs : conçus à partir de composants actifs (tels que un ou plusieurs amplificateurs opérationnels, transistors et composants passifs). Ils nécessitent une alimentation spécifique. En contrepartie, ils permettent d'amplifier le signal.

Le choix de la technologie et de la topologie du filtre à réaliser se fait en fonction d'un certain nombre de critères, qui sont d'ordre électriques caractérisés par la largeur de la bande passante, la fréquence de coupure, l'ondulation dans la bande, l'atténuation hors bande, les pertes dans la bande passante et la réjection. Des critères physiques tels que la sensibilité en température, la tenue en puissance, la stabilité mécanique, le poids, l'encombrement et le volume du dispositif. Et dernièrement un critère économique qui décrit le coût de conception, le coût de la production, le coût de réglage et la possibilité de la compatibilité aux différents standards.

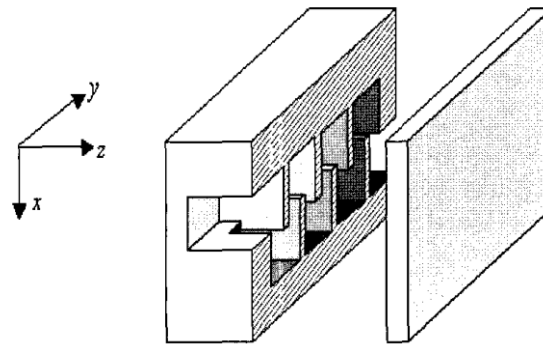
Dans cette partie, nous allons procéder à une étude des différentes technologies utilisées dans le domaine du filtrage, où les deux principales catégories, la technologie volumique et la technologie planaire seront analysées.

### **1.5.1 Les filtres passifs volumiques**

La technologie volumique est basée sur l'utilisation de guides d'ondes rectangulaires ou bien circulaires, de résonateurs diélectriques ou de cavités métalliques. Les filtres volumiques sont principalement caractérisés par leurs performances électriques remarquables. Ainsi, leurs facteurs de qualité à vide et en charge très élevés permettent à ces filtres d'obtenir des réponses présentant de faibles pertes par effet joule car ils utilisent l'air dont les propriétés isolantes et une sélectives assez importantes, c'est-à-dire ayant une très grande réjection hors bande. De plus, sont les plus adaptés au filtrage à bande étroite pour les signaux de forte puissance, ce qui les rend attractifs pour des applications dans les communications spatiales.

#### **1.5.1.1 Les filtres à guides d'ondes**

Ces dernières années, les applications conventionnelles en microonde et aux hyperfréquences des filtres en guide d'onde [9] avec l'introduction de plusieurs paramètres et configurations tels que les lignes à ailette, les fenêtres inductives et les inserts métallisés, incitent les chercheurs d'évoluer ces dispositifs [10-12].



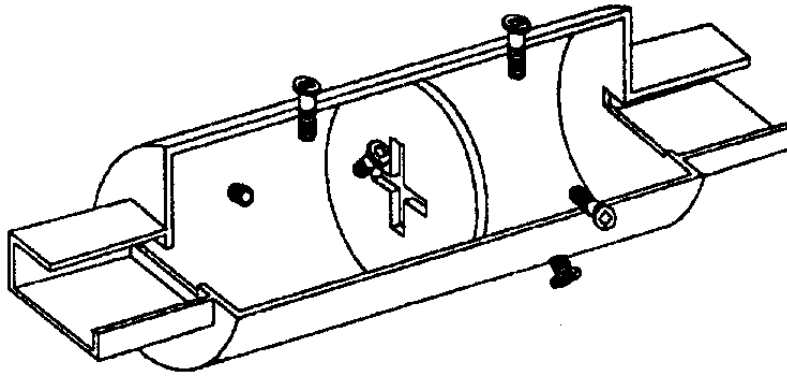
**Figure1-18** Modèle d'un filtre passe bande en guide d'onde à lignes couplées.

Dans les filtres en guides d'ondes conventionnels, le mode de couplage inter-résonateur est purement magnétique et il est calculé suivant la direction longitudinale. Ainsi, il y'a une relation proportionnelle entre la longueur totale du filtre en guides d'ondes et le nombre de pôles du gabarit. Récemment, l'évolution rapide de cette technologie est basée sur l'introduction de résonateurs en guides placés en cascade et couplés magnétiquement [13] toutes en respectant la longueur des sections de guides sont de l'ordre de  $\lambda/4$  par rapport à la fréquence centrale (voir figure1-18). Cette configuration des filtres à guides d'ondes offre l'avantage de réduire la longueur totale du dispositif on basant sur la théorie générale des filtres à lignes couplées [14]. De plus, le couplage magnétique, dû à la configuration de ce type de filtre permet d'améliorer les performances électriques des filtres en guides d'ondes conventionnels.

D'après ces deux exemples et ceux présentés dans les travaux [15-17], l'objectif principal d'évoluer la technologie des filtres en guides d'ondes est pour diminuer le taux d'encombrement, améliorer les performances et réduire les pertes de ces filtres. Cependant, pour des applications aux hyperfréquences, cette technologie n'est pas compacte et ne propose pas une facilité d'intégration suffisante dans une charge utile, de par la complexité et la fiabilité des interconnexions à mettre en œuvre.

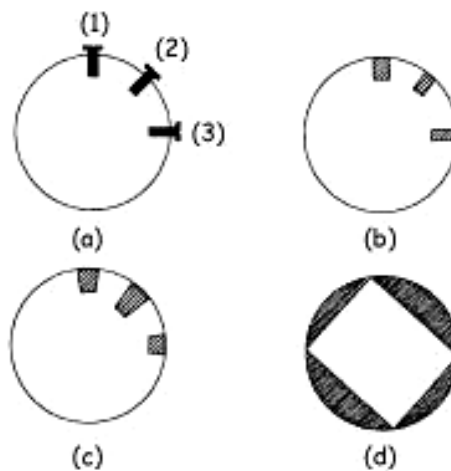
### 1.5.1.2 Les filtres à cavités métalliques

Au début des années 1940, les filtres à cavités métalliques résonantes sont apparus. Depuis, ils ont connus une évolution importante permettant de réduire leur poids et son volume et d'améliorer leurs performances électriques. Géométriquement sont Réalisés par deux types de cavités, cylindriques ou parallélépipédiques, ils présentent l'avantage de pouvoir fonctionner sur des modes duaux ce qui diminue fortement l'encombrement global du filtre (figure 1-19).



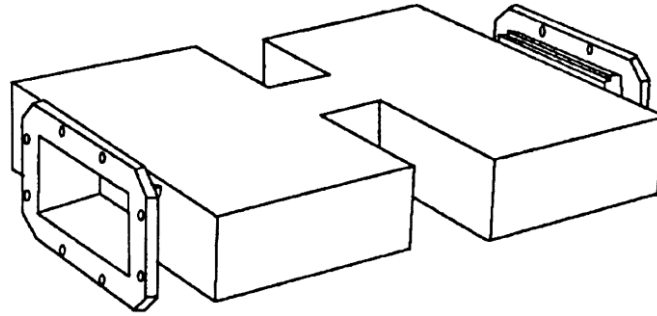
**Figure 1-19** Filtre à cavité métallique conventionnel avec vis de réglage.

Aux fins de la flexibilité et de réglages, lors de l'étape de simulations et de mesures, il est nécessaire d'ajouter des vis afin de jouer mécaniquement sur les coefficients de couplage et d'accorder le filtre en fréquence (la tunabilité et l'accordabilité des filtres en fréquence de coupure) (figure 1-20.a). Dans un souci de reproductibilité, de récents travaux ont montré que ces vis pouvaient être remplacées par des inserts métalliques (figures 1-20.b et 1-20.c) [18-19], ou par des pastilles métalliques évidées en forme d'iris rectangulaire (figure 1-20.d) permettant ainsi le réglage du couplage inter-modes.



**Figure 1-20** Les différents types de couplages dans une cavité cylindrique, vis (1) et (3) accord en fréquence et vis (2) c'est pour le couplage inter-modes.

Dans la figure 1-21, une autre structure que la cavité métallique cylindrique est représentée, c'est la structure à cavités métalliques rectangulaires à mode duaux. L'excitation se fait sur deux modes orthogonaux d'une seule famille de mode  $TE_{m,o,n}$ . L'énergie électromagnétique de l'ensemble des modes résonants est alors couplée dans chaque cavité par des iris inductifs asymétriques [20-22]. L'avantage de ce type des filtres à cavités rectangulaires c'est dans la possibilité d'accepter de fortes puissances sans voir les dimensions géométriques d'iris de couplage.



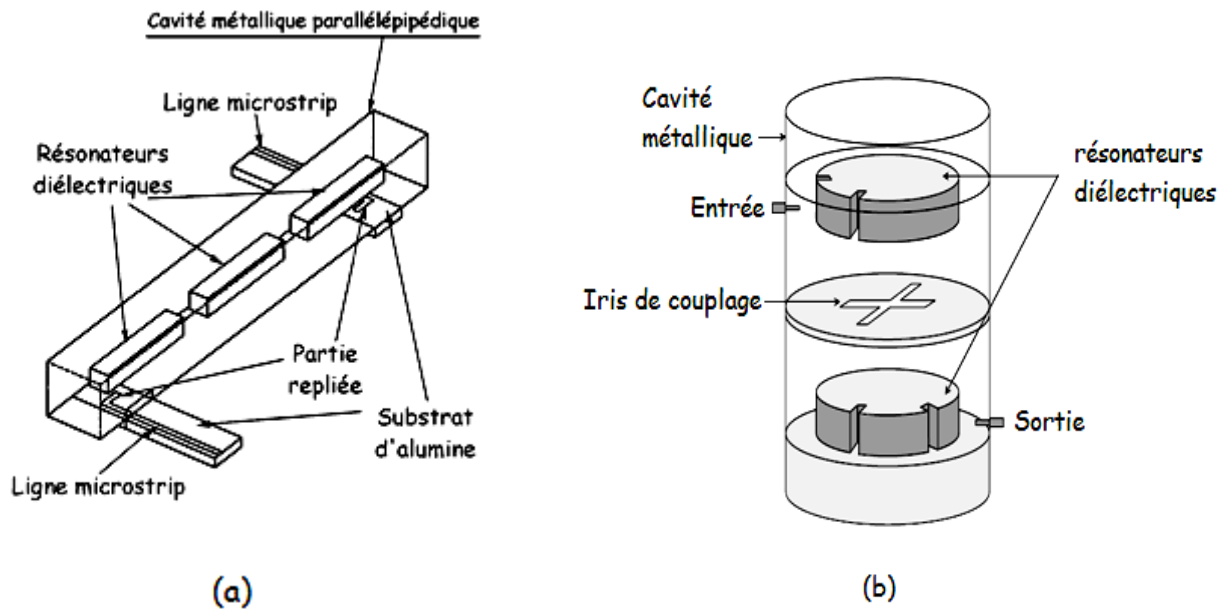
**Figure 1-21** Filtre à cavité métallique rectangulaire.

Les filtres à cavités métalliques cylindriques ou rectangulaire sont recommandés pour des applications spatiales très faible bande et requérant une très forte sélectivité. Cependant, bien que des méthodes d'optimisation de ces filtres sans vis voient le jour [23], les modèles de vols sont toujours équipés de vis de réglage ce qui entraîne une faible reproductivité et un coût de production élevé.

### 1.5.1.3 Les filtres à résonateurs diélectriques

À la fin des années 1960, l'utilisation des filtres à résonateurs diélectriques est apparue. Ils se sont substitués peu à peu aux filtres à cavités métalliques. Ils sont de deux structures de formes cylindriques [24] et parallélépipédiques [25]. Les filtres à résonateurs diélectriques sont performants et présentent plusieurs avantages par rapport aux filtres à cavités métalliques, d'où ces résonateurs diélectriques présentent des facteurs de qualité à vide élevés en fonction du matériau utilisé. Ils montrent aussi une bonne stabilité thermique, un faible coût de fabrication ainsi qu'un encombrement, une compatibilité, un volume et un poids moins important que les cavités métalliques résonantes.

Dans la figure1-22(a), un exemple de réalisation utilisant des résonateurs parallélépipédiques. Il s'agit d'un filtre Tchebycheff à trois pôles à la fréquence centrale de 26 GHz [25]. Dans cet exemple, les résonateurs diélectriques sont excités par le biais des lignes microrubans. Pour l'exemple montré dans la figure1-22(b), les résonateurs diélectriques sont placés dans une cavité métallique cylindrique [26] dotée d'un iris de couplage permet de réaliser le couplage entre les deux résonateurs pour chaque polarisation.



**Figure 1-22** Filtrés à résonateurs diélectriques (a) parallélépipédique et (b) cylindrique.

Les chercheurs ont incité à améliorer un facteur très important dans les filtrés à résonateurs diélectriques, ceci réside à l'amélioration des systèmes d'excitations, pour minimiser les pertes d'insertion [27], et de trouver un compromis entre la taille géométrique et la possibilité de les intégrer facilement dans une charge utile dans des applications millimétriques. Cela se fait par les lignes microrubans [28], qui présentent l'avantage d'être facilement intégrables dans un environnement planaire.

Finalement, l'inconvénient majeur de la technologie volumique réside dans leur poids assez important et leur encombrement. En outre ils sont très difficiles à la conception et pour les mettre en œuvre, donc ils nécessitent une révision et un traitement mécanique spécial et un réglage après conception, ce qui implique des coûts de fabrication très élevés.

### 1.5.2 Les filtrés planaires

Ces dernières années, les filtrés planaires ont subi d'important développement soit au niveau des topologies adoptées soit aux méthodes de conception. Les filtrés planaires présentent plusieurs avantages que la technologie volumique parmi lesquels on cite leur faible encombrement, leur parfaite intégration à une charge utile et leur grande reproductibilité, associée à des coûts de production relativement peu élevés. Par contre les inconvénients présentés par ces filtrés on trouve, les pertes d'insertion sont importantes, se caractérisent par leur faible facteur de qualité à vide  $Q_v$  et cela réduit la sélectivité de ces filtrés et interdit la conception et la fabrication des dispositifs à bandes passantes étroites.

Les recherches actuelles se basent sur l'amélioration et le développement des performances électrique et mécanique des filtres planaires dans le domaine hyperfréquences par l'adoption des nouveaux matériaux et des nouvelles techniques (métamatériaux, ferromagnétiques, supraconductivité, micro-usinage, multicouche, technologie hybride active/passif...). Dans la suite nous allons procéder d'étudier les différentes technologies de conception des filtres planaires.

### 1.5.2.1 Les filtres planaires classiques

Des travaux réalisés sur la technique de conception des filtres planaires classiques [29-33], et des efforts considérables exercés par les chercheurs afin de développer et d'améliorer de nouvelles méthodes et de nouvelles topologies de conception. On distingue trois classes de filtres planaires classiques, les filtres à éléments localisés, les filtres à résonateurs linéiques et les filtres à résonateurs non linéiques.

#### A. Les filtres à éléments localisés

Pendant plus de 30 années, les éléments localisés ont été utilisés dans des circuits à micro-ondes. Les éléments passifs localisés permettent d'obtenir des valeurs de composants plus élevées qu'avec des lignes. Néanmoins, compte tenu des parasites introduits, leurs dimensions doivent rester faibles devant la longueur d'onde ( $< \lambda/30$ ) de manière à présenter des variations de phase négligeables et à ne pas ajouter un comportement distribué. Les filtres à éléments localisés c'est la représentation des composants passifs en des circuits électriques équivalents par exemple, les inductances pouvant être réalisées sous formes de ligne en spirale (figure1-23), les capacités à l'aide de lignes interdigitées (figure1-25).

Ces filtres sont caractérisés par leur intégration importante (technologie MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuits), mais les pertes élevées dues aux faibles coefficients de qualité des éléments localisés doivent être compensées par l'intégration d'éléments amplificateurs, ce qui implique l'ajout des composants actifs tels que les diodes et transistors, de façon à réaliser diverses fonctions (amplification, oscillation, mélange, etc...) [34]

Inductance spirale :

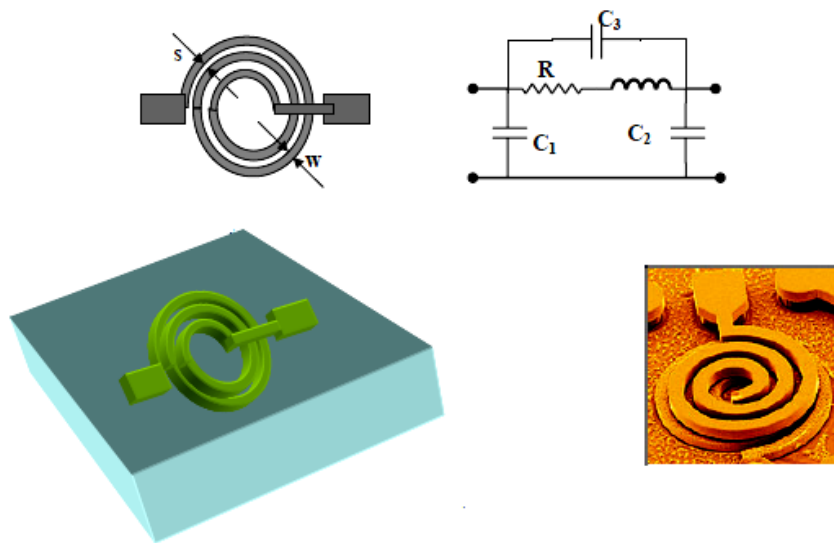


Figure 1-23 Inductance spirale et son schéma équivalent.

La valeur de l'inductance spirale peut se mettre sous la forme :

$$L(nH) = \frac{394 \cdot a^2 \cdot n^2}{8a + 11c} \cdot K_g \tag{1-55}$$

Avec :  $K_g = 0.57 - 0.145 \cdot \ell \cdot n \frac{w}{h}$ ; et  $\frac{w}{h} > 0.05$

Sachant que  $D_e$  et  $D_i$  sont respectivement les diamètres externe et interne de l'inductance,  $n$  le nombre de spires :

$$\begin{cases} a = \frac{D_e + D_i}{4} \\ c = \frac{D_e - D_i}{2} \end{cases} \tag{1-56}$$

Et la résistance est donnée par :

$$R(\Omega) = \frac{K \cdot \pi \cdot a \cdot n \cdot R_\theta}{W} \tag{1-57}$$

Où  $n$  est le nombre de spires,  $R_\theta$  la résistance carrée du conducteur,  $\ell$  la longueur du conducteur,  $w$  sa largeur et  $h$  l'épaisseur du substrat.  $C_1$  et  $C_2$  représentent les capacités parasites entre la métallisation de l'inductance et le plan de masse, ces capacités sont proportionnelles à la valeur de la permittivité du substrat utilisé,  $C_3$  représente les capacités de couplage entre les spires. Les valeurs de l'inductance spirale typiques c'est entre 0.2 à 15 nH.

- Inductance boucle :

On passe maintenant à l'inductance boucle ( $\omega$ ) comme il montre la figure 1-24 :

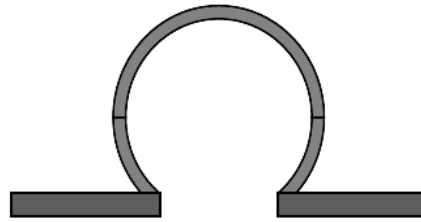


Figure 1-24 Inductance boucle.

La valeur de l'inductance peut être donnée par l'équation suivante :

$$L(nH) = 2 \cdot \ell \cdot \left( \ln \frac{\ell}{W + t} - 1.76 \right) \tag{1-58}$$

Où  $W$  est la largeur du ruban,  $t$  l'épaisseur du conducteur et  $\ell$  la circonférence de la boucle égale à  $2\pi r$ .

- Capacité interdigitée :

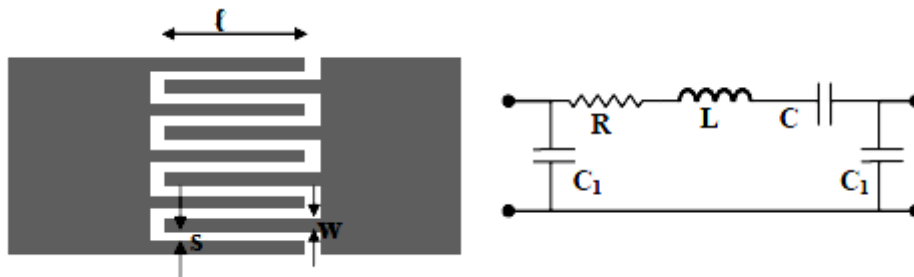


Figure 1-25 Capacité interdigitée et son schéma équivalent.

La capacité interdigitée est formée par le couplage entre chaque doigt, plus le nombre de doigts est élevé, plus la capacité est grande. Elle repose sur le principe de fonctionnement du gap mais en couplant le signal sur une plus grande longueur de manière à augmenter la valeur de la capacité.

La valeur de la capacité interdigitée peut s'écrire comme suite :

$$C(pF) = (\epsilon_r + 1) \frac{\ell}{W} [(n - 3) \cdot A_1 + A_2] \tag{1-59}$$

Avec

$$\begin{cases} A_1(pF) = 8.85 \cdot 10^{-2} \cdot W (Cm) \\ A_2(pF) = 9.92 \cdot 10^{-2} \cdot W (Cm) \end{cases} \tag{1-60}$$

Les valeurs typiques de la capacité interdigitée c'est entre 0.05 à 2 pF.



## B. Les filtres à résonateurs linéiques

Ces filtres sont constitués de tronçons de lignes dont la longueur est une fraction de la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  du mode quasi-TEM. De taille importante aux basses fréquences, plus le dispositif se fonctionne à des fréquences élevés plus le filtre devient très attractif. On peut distinguer quatre topologies des filtres à résonateurs linéiques:

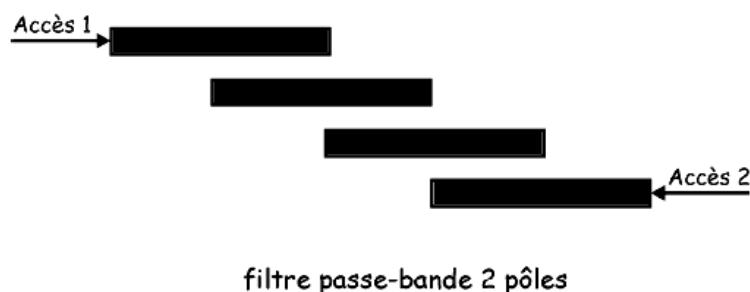
- Filtres à lignes couplées
- Filtres en épingles hairpin
- Filtres interdigités ou pseudo-interdigités
- Filtres à stubs

### B.1 Filtres à lignes couplées

Les filtres à lignes couplées [35-36] (figure1-26) ce sont des filtres définis par des résonateurs en ligne et se caractérisent par des longueurs  $\lambda_g/2$  ou  $\lambda_g/4$  (avec  $\lambda_g$  = longueur d'onde guidée) chargés à leurs extrémités par des courts-circuits ou des circuits ouverts. Ces filtres peuvent être réalisés en technologie micro-ruban ou coplanaire. La réponse fréquentielle globale du filtre est calculée en fonction de quatre paramètres :

- ✓ le nombre de résonateur
- ✓ les gaps entre les résonateurs
- ✓ les gaps avec les lignes d'entrée/sortie
- ✓ la largeur de ligne de chaque résonateur qui détermine l'impédance du résonateur.

Il y a une relation de corrélation directe entre l'encombrement et le nombre de résonateurs dans un filtre, donc il sera préférable d'utiliser d'autres topologies plus compactes telles que les filtres en épingles [29] ou les filtres interdigités.



**Figure 1-26** Schéma d'un Filtre à lignes couplées.

### B.2 Filtrés en épingle hairpin

Les filtres en épingle ou en U [31] [33] ont le même principe de fonctionnement que les filtres à lignes couplées, la schématisation de la topologie de ce filtre est montrée dans la figure 1-27.



Figure 1-27 Schéma d'un filtre en épingle.

### B.3 Filtrés interdigués ou pseudo-interdigués

Les filtres interdigués [36] sont composés de résonateurs fonctionnant sur un mode quasi-TEM dont l'une des extrémités est chargée par un circuit ouvert, l'autre étant reliée à la masse (figure 1-28). Ces filtres caractérisent par un encombrement très réduit, et cela dû aux difficultés de la conception et de l'analyse. Ils peuvent être rendus agiles en fréquence et en bande passante accordable par insertion de capacités variables ou de diodes varactors. Par conséquent, ces filtres présentent aussi des pertes d'insertions très importantes pour des applications au filtrage à bande étroite, ce qui implique un facteur de qualité à vide très faible (les pertes ohmiques dû à la présence des composants passifs comme les diodes).

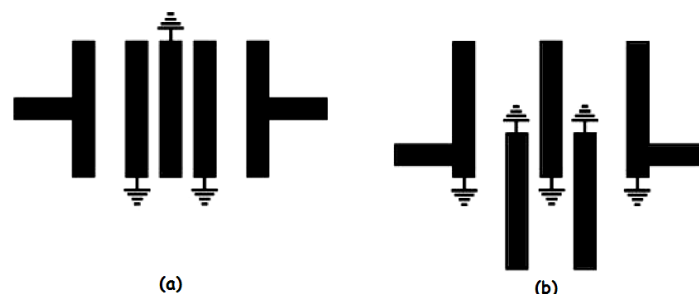


Figure 1-28 Modèle d'un (a) filtre interdigué, (b) un filtre pseudo interdigué.

### C. Filtrés à stubs

Cette topologie de filtre permet de concevoir des filtres planaires encore plus compact et plus simple à étudier. De plus, avec l'emploi de la combinaison résonateur en  $\lambda_g/4$  et stub, on s'affranchit des vias métallisés ce qui permet de diminuer les pertes d'insertion dans la bande. Les couplages directs réalisés contribuent aussi aux faibles pertes d'insertion. Les filtres à stubs [36] exploitent des tronçons de lignes (stub) de longueur  $\lambda_g/4$  ou  $\lambda_g/2$ , comme montre la figure 1-29.

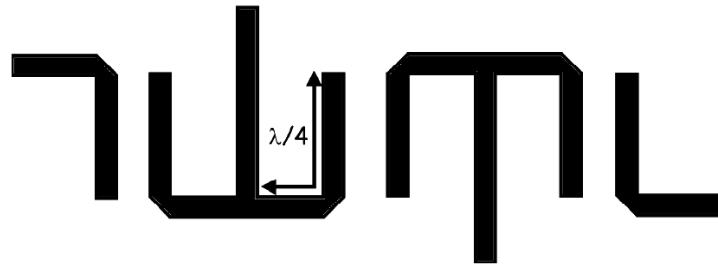


Figure 1-29 Filtre 4 pôles à stubs.

#### D. Les filtres à résonateurs non linéiques

Les filtres à résonateurs non linéiques sont des filtres basés sur des résonateurs de type patches ou surfacique, sont très utilisés pour la conception des antennes et des filtres dans le domaine microonde. Peut se représenter de plusieurs formes géométriques (figure1-30) (carrés, rectangles, patches circulaires, triangles,...).

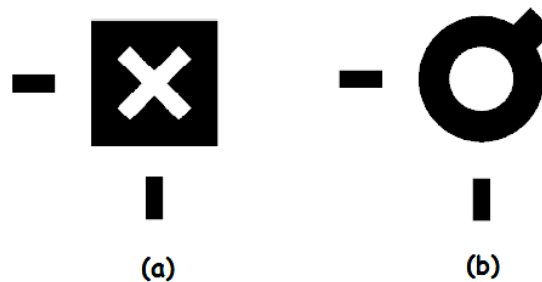


Figure 1-30 Les topologies à résonateurs non linéiques : (a) rectangulaire, (b) circulaire.

Les filtres non linéiques offrent des avantages que les résonateurs linéiques ne permettent pas, ils présentent deux modes orthogonaux à la même fréquence. Le couplage des deux modes d'un de ces résonateurs sont obtenus en insérant une perturbation à 45° de chacune des deux polarisations (figure1-30(b)). Le couplage des modes d'un de ces résonateurs par une croix gravée sur le résonateur (figure1-30(a)) permet une miniaturisation de la taille du résonateur, ainsi qu'une diminution des pertes par rayonnement [37].

#### 1.5.2.2 Les filtres en technologie micro-ruban

La structure micro-ruban est couramment utilisée pour la conception et la réalisation de dispositifs hyperfréquences (voir figure1-5). Il est caractérisé de leur encombrement faible aux fréquences microondes. L'élément axial de cette technologie c'est le substrat diélectrique qui sert à la fois de support mécanique ainsi que de support de propagation des champs magnétiques et électriques par ses caractéristiques électriques (la permittivité diélectrique relative et l'épaisseur du substrat).

La ligne micro-ruban associée à des substrats tels que le quartz, le duroïd ou encore l'alumine montre une atténuation linéique dominée par les pertes métalliques provenant du ruban. Dans la

technologie micro-ruban, une variation importante de la permittivité effective en fonction de la fréquence, ce qui résulte une forte dispersion. Ce point est un des principaux inconvénients des lignes micro-rubans aux fréquences millimétriques. Aussi la réalisation de court-circuit par retour de masse se fait à l'aide de trous métallisés. L'influence de tels trous métallisés sur les performances électriques du circuit n'est pas négligeable compte tenu des effets parasites qu'ils génèrent.

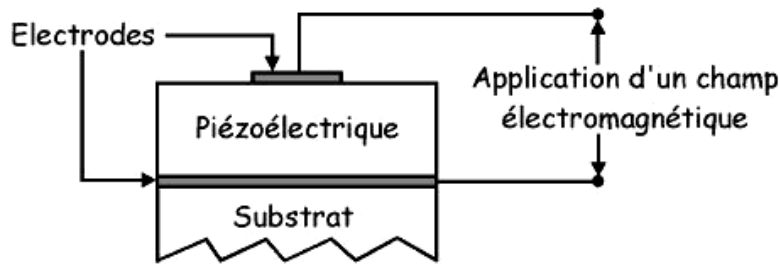
### 1.5.2.3 Les filtres en technologie coplanaire

La technologie coplanaire repose sur une architecture où la bande conductrice et le plan de masse sont trouvés sur le même plan du substrat diélectrique (voir figure1-8). L'application de la technologie coplanaire au filtrage millimétrique est très récente [38]. Au contraire que la technologie micro-ruban, un des avantages de cette structure est de pouvoir poser ou graver un composant sans avoir à usiner des trous métallisés à travers le substrat en limitant ainsi les effets parasites. De plus, elle permet de concevoir des filtres compacts, mais elle reste limitée par les pertes qu'elle engendre tout comme la technologie micro-ruban. L'intérêt de cette technologie planaire est qu'elle présente une dispersion moins importante que la technologie micro-ruban.

### 1.5.3 Les filtres à résonateurs SAW (Surface Acoustic Wave)

Le principe de la technologie SAW [39] base sur des films piézoélectriques de fines épaisseurs déposés sur des substrats diélectriques communs alimentés et excités par un couple d'électrodes interdigitées qui génèrent une séquence d'onde. Généralement, les filtres à résonateurs SAW sont utilisés dans la plage de fréquence entre 500 MHz et 6 GHz. L'utilisation des filtres SAW aux hautes fréquences nécessite soit la réalisation de fines couches de cristaux piézo-électriques de quartz ou LiNbO<sub>3</sub> [40]. Pour de telles fréquences, la vitesse de l'onde acoustique est trop faible, de l'ordre de 2,5 à 4 m/s. soit la miniaturisation des électrodes et cela provoque aussi des problèmes de résistance mécanique, de fiabilité et des difficultés de conceptions et de fabrications. Donc, il est obligé de trouver un compromis entre des matériaux piézoélectriques à vitesse de phases assez élevée et des méthodes de fabrication simples pour monter en fréquence.

Le principe de fonctionnement de la configuration à résonateur acoustique (figure 1-31) repose sur l'application d'un champ magnétique au niveau des deux électrodes, où la couche piézoélectrique se trouve entre ces deux électrodes, cela implique alors que le mode acoustique de surface est excité.



**Figure 1-31** Configuration de résonateurs à onde acoustique de surface.

Cette technologie est soumise à certains inconvénients comme ; la limitation en fréquence (où  $f < 3$  GHz), le coût très élevé de la fabrication et la difficulté et la complexité des dispositifs à réaliser. Le problème majeur se pose au niveau de l'intégration des filtres à SAW dans le silicium.

#### 1.5.4 Les filtres à résonateur FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator)

La technologie FBAR est une nouvelle génération vient de se substituer la technologie SAW et résout le problème d'intégration dans le silicium. Le principe de fonctionnement reste le même que la technologie SAW, mais avec un avantage de la possibilité d'aller à une limite de fréquence de l'ordre de 10 GHz, et cela dû à l'introduction des films minces de matériau piézoélectrique d'une épaisseur inférieure à  $1 \mu\text{m}$ .

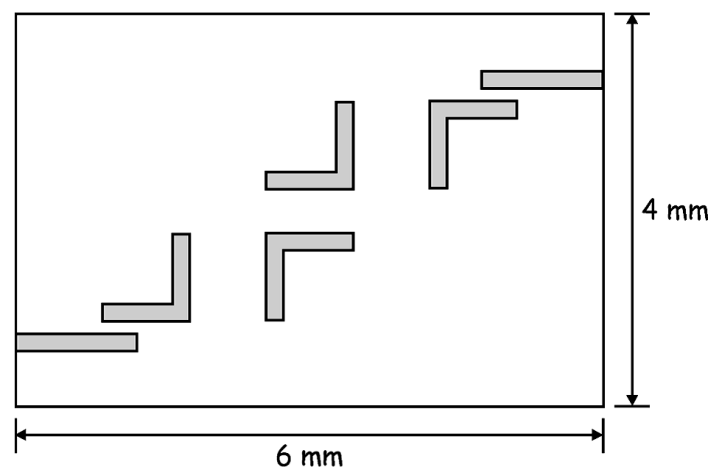
#### 1.5.5 Les filtres supraconducteurs

La technologie supraconducteur ou supraconducteur à hautes températures (HTS : High Temperature Superconducting) [30] [32] se repose sur l'utilisation des films minces supraconducteurs à hautes températures (encre supraconducteur) pour la réalisation des pistes et des motifs des circuits hyperfréquences pour satisfaire aux exigences de l'industrie des télécommunications en matière de miniaturisation d'équipement et de caractéristiques de filtrage. Effectivement, l'emploi de ces matériaux offre la possibilité de diminuer non seulement la taille et la masse des composants passifs, mais également leurs pertes d'insertion. La technologie supraconductrice se considère comme la remplaçante efficace et la concurrente des guides d'ondes et des cavités traditionnels. La supraconductivité permet notamment de transporter de l'électricité sans perte d'énergie. En effet, les matériaux supraconducteurs possèdent de très petites résistances de surfaces ( $R_s$ ) par rapport aux matériaux classiques, ce qui induit des résonateurs planaires ayant des facteurs de qualité à vides  $Q_0$  élevés. Le facteur de qualité à vide d'un résonateur micro-onde s'écrit comme suit :

$$Q_0 = (R_s/G + F \cdot \tan \delta)^{-1} \quad (1-61)$$

Avec  $G$  est un terme lié à sa géométrie, augmentant en même temps que ses dimensions,  $R_s$  symbolise la résistance de surface du conducteur et  $F$  correspond à la fraction de l'énergie électrique stockée dans le diélectrique de tangente de pertes  $\tan \delta$ . Il apparaît clairement qu'une réduction de  $R_s$  et/ou de  $\tan \delta$  améliore le  $Q_0$ . Le choix du substrat sur lequel est déposé le film supraconducteur est important, car pour les matériaux supraconducteurs, les pertes métalliques ne sont plus prépondérantes sur les pertes diélectriques, comme c'est le cas avec les matériaux classiques. C'est pourquoi, la tangente de pertes du substrat doit être très faible (inférieure à  $10^{-4}$  voir  $10^{-5}$ ) afin de ne pas dégrader les performances du circuit.

La figure 1-32 illustre le synoptique d'un filtre quatre pôles Tchebycheff de résonateur en L en technologie supraconducteur [41], se caractérise par sa fréquence de coupure est de 30 GHz, une perte de 0.5 dB dans la bande passante de 6.2% et un coefficient de qualité à vide  $Q_0 = 1800$ .



**Figure 1-32** Configuration d'un filtre quatre pôles Tchebycheff de résonateur en L en technologie supraconducteur.

## 1.6 Caractérisation des filtres

Dans cette partie nous allons présenter les paramètres permettant de mesurer les performances d'un résonateur (Les performances du filtre dépendent essentiellement de celles des résonateurs) à partir de sa réponse électrique.

### 1.6.1 La fréquence de coupure et la fréquence centrale

La fréquence de coupure d'un filtre est la fréquence à partir de laquelle il commence à agir de façon nette. Si l'on veut préciser ce que signifie "de façon nette", on peut ajouter que c'est la fréquence pour laquelle le signal subit une baisse d'amplitude de 3 dB. Selon la nature du filtre, les fréquences affectées sont celles situées avant ou après la fréquence de coupure. On parle de fréquence centrale quand le filtre agit de façon "symétrique" par rapport à un axe central placé sur l'échelle des fréquences.

### 1.6.2 Les pertes d'insertion

La perte d'insertion est un affaiblissement du signal qui résulte de l'insertion d'un composant sur un chemin précédemment continu ou de la création d'une épissure sur ce chemin. Elle se caractérise par la différence de puissance avant et après l'insertion. La figure 1-33 illustre les pertes d'insertion d'un résonateur où le niveau de pertes mesuré à la résonance sur la réponse électrique en transmission, ce qui correspond à l'atténuation du paramètre  $|S_{21}|$  à la fréquence centrale.

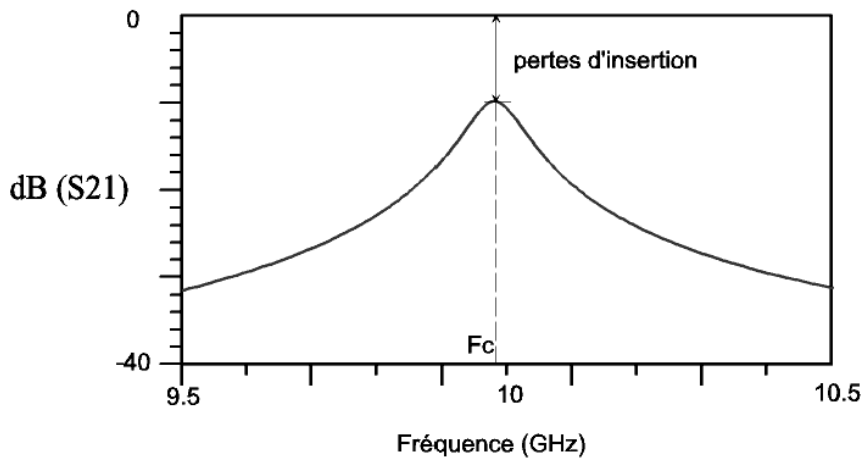


Figure 1-33 illustration des pertes d'insertion d'un résonateur.

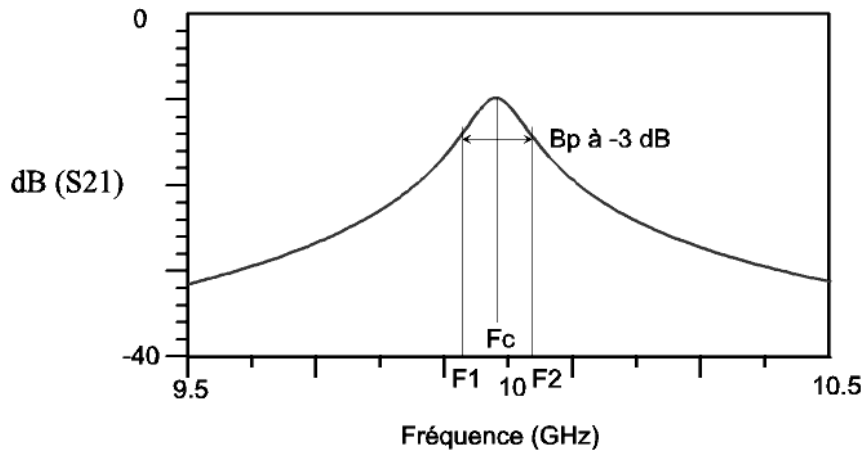
L'importance et l'intérêt de ce paramètre est d'évaluer les performances et de représenter l'ensemble des pertes rencontrées dans l'élément considéré ainsi que dans les dispositifs de couplage du résonateur avec l'extérieur (pertes par rayonnement, ohmiques, diélectriques).

### 1.6.3 Le coefficient de qualité en charge

Le coefficient de qualité en charge  $Q_{ch}$  est un indice sans dimension permettant de définir la sélectivité d'un résonateur en termes de quantité [42]. Ce facteur se calcule en fonction de trois paramètres qui sont ; la fréquence de résonance  $F_c$  (c'est-à-dire la fréquence pour laquelle le niveau de pertes est minimal) et les fréquences  $F_1$  et  $F_2$  correspondent à la bande passante prise à -3 dB.

$$Q_{ch} = \frac{F_c}{F_2 - F_1} \quad (1-62)$$

La figure 1-34 montre comment on extrait les paramètres  $F_c$ ,  $F_1$  et  $F_2$  à partir de la réponse électrique en transmission  $|S_{21}|$



**Figure 1-34** Extraire les paramètres pour calculer le coefficient de qualité en charge à partir de la réponse électrique en transmission d'un résonateur.

Plus ce coefficient est important, meilleure sera la sélectivité. Ce coefficient n'a rien avoir avec les performances globales intrinsèques du résonateur, car il est en fonction qu'avec les fréquences et ne prend pas en considération les pertes d'insertion du résonateur.

#### 1.6.4 Le coefficient de qualité à vide

Le coefficient de qualité à vide  $Q_0$  est une grandeur sans dimension aussi, mais au contraire au coefficient de qualité en charge, il résume les performances globales électriques intrinsèques d'un résonateur. Le facteur de qualité à vide est défini en fonction du niveau des pertes d'insertion et du coefficient de qualité en charge de la manière suivante :

$$\frac{1}{Q_{ch}} = \frac{1}{Q_{ext}} + \frac{1}{Q_0} \quad (1-63)$$

Où  $Q_{ext}$  est le coefficient de qualité externe, il exprime les pertes liées au système d'excitation du résonateur. Peut aussi être calculé comme suit :

$$Q_{ext} = \frac{Q_{ch}}{|S_{21}(F_c)|} \quad (1-64)$$

Avec  $|S_{21}|$  correspondant aux pertes d'insertion exprimées en valeur naturelle. Typiquement, plus  $Q_0$  est élevé, plus les pertes d'insertions seront faibles et meilleur sera le niveau de réjection. Ce coefficient de qualité à vide exprime bien les performances d'un résonateur car il tient compte la sélectivité et les pertes d'insertion aussi. Finalement, de l'équation (1-63 et 1-64) on obtient :

$$Q_0 = \frac{Q_{ch}}{1 - |S_{21}(F_c)|} \quad (1-65)$$



## 1.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons effectué un rapide état de l'art des généralités sur le spectre électromagnétiques, la théorie de ligne de transmission et l'extraction des paramètres S. En parallèle nous avons décrit les différentes technologies appliquées au filtrage et ses caractéristiques électromagnétiques.

Ces filtres hyperfréquences sont habituellement réalisés par des technologies en guide d'ondes montrant de bonnes performances électriques, mais dont la taille de ces dispositifs et l'encombrement sont importants. Afin de diminuer ces deux paramètres, une étude bibliographique a été menée dans le but de recenser toutes les technologies de réalisation de filtres existante à l'heure actuelle. Les avantages et les inconvénients présentés par chaque technologie ont été mis en avant, ainsi que les performances électriques des filtres réalisés.

Cette étude a montré que les filtres réalisés en technologies de ligne de transmission micro-ruban et coplanaire permettent d'avoir des résultats de bonnes performances électriques et dont le coût de fabrication et l'encombrement sont faibles par rapport aux technologies conventionnelles.

Dans la suite de nos travaux, ces deux technologies de réalisation ont donc été retenues pour simuler, réaliser et calculer théoriquement les coefficients de transmission et de réflexion, l'indice de réfraction et la relation de dispersion des filtres hyperfréquences aux différentes fréquences souhaitées et tout ça c'est à base de nouveau matériau connu sous le nom "métamatériau".

# **CHAPITRE 2**

## **LES LIGNES DE TRANSMISSIONS A BASE DE METAMATERIAUX**

## 2.1 Introduction

Filtres hyperfréquences, matériaux invisibles, antennes "intelligentes",... les métamatériaux sont parés de vertus qui paraissent tout droit sorties de la science-fiction. Leur secret : grâce à leur structure, ils se jouent des lois habituelles de l'électromagnétisme.

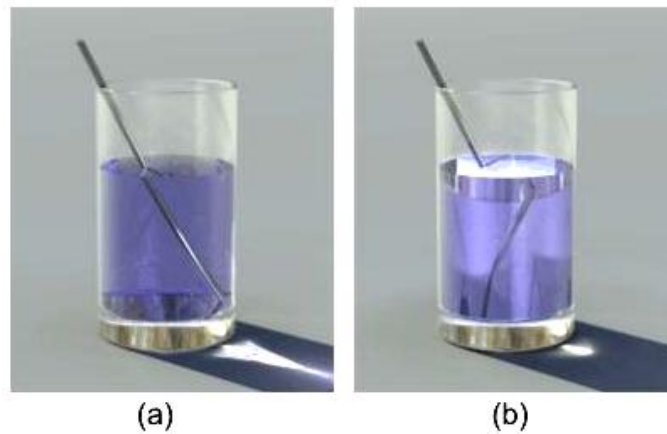
Les métamatériaux, comme leur nom l'indique, sont des matériaux artificiels ayant des propriétés physiques supérieures aux matériaux naturels. Les métamatériaux sont donc des matériaux ayant des propriétés « au-delà » de ce que l'on peut espérer observer dans des matériaux naturels. Plus précisément, en électromagnétisme et en optique, les métamatériaux présentent des propriétés nouvelles susceptibles d'exciter l'imagination des chercheurs et des ingénieurs comme un indice optique négatif ou un effet Doppler inversé, par exemple.

Dans ce chapitre nous allons commencer par définir le concept de métamatériaux que nous avons adopté dans cette thèse, ensuite les approches et les éléments de base pour la conception de métamatériaux, puis parlerons plus en détails sur la théorie des lignes de transmissions métamatériaux et nous nous attarderons sur les différences entre la ligne main droite, la ligne main gauche et la ligne combinée main droite-gauche CRLH (Composite Right/Left Handed). Enfin nous terminerons par une modélisation et simulation numérique de métamatériaux basée sur le simulateur HFSS et quelques techniques d'extraction des paramètres effectifs.

## 2.2 Que signifient les métamatériaux ?

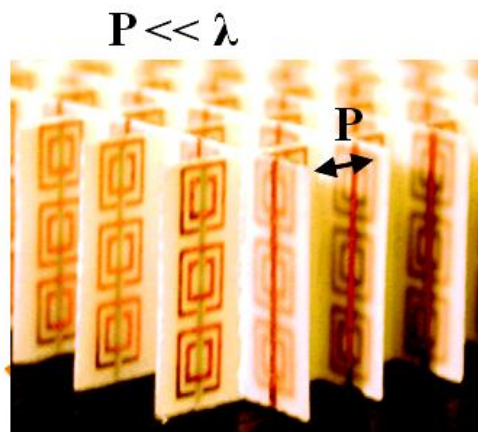
Les métamatériaux sont des structures artificielles pseudo-homogènes possédant des propriétés électromagnétiques non disponibles dans la nature. La propriété particulière qui a fait la renommée des métamatériaux est la possibilité d'avoir une perméabilité et une permittivité simultanément négatives [43]. Ces structures présentent une structuration (cellule de base constituant le matériau) très petite devant la longueur d'onde guidée. Il est admis que la limite d'homogénéité est fixée à des tailles inférieures à  $\lambda_g/4$ . L'indice de réfraction positif crée une image "pliée" que nous voyons lorsqu'on introduit partiellement un crayon dans un verre d'eau. Un "métaliquide" forcerait la lumière, ou une onde électromagnétique de fréquence adéquate, à se dévier dans une direction opposée à cette habituelle. En attendant sa synthèse expérimentale, on peut déjà essayer d'imaginer l'image du crayon plongé dans un tel liquide (figure 2-1).

Cette définition est assez vague et présente un sujet polémique, surtout aux termes du non disponibles dans la nature et artificielle. En effet, la plupart des matériaux utilisés de nos jours sont artificielle et leurs propriétés ne sont pas disponibles dans la nature. A. Shvola [44] explique et enlève l'ambigüité du problème de la définition du terme métamatériaux.



**Figure 2-1** (a) Un milieu à indice de réfraction normale et (b) un métamatériau liquide à la propriété de présenter un indice de réfraction négatif.

Le matériau pseudo-homogène sur une bande de fréquence veut dire que la taille de la cellule unitaire de base "  $P$  ", doit être plus petite que la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  (figure2-2).

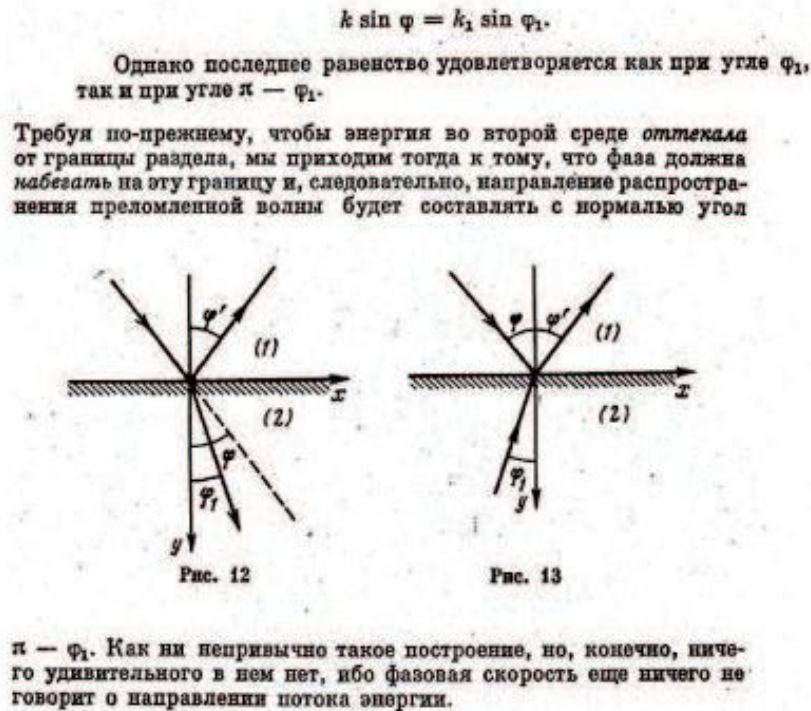


**Figure 2-2** Une structure pseudo-homogène d'un réseau périodique d'anneaux résonnants et de fils, tiré de l'article [45].

### 2.3 Généralité et chronologie des métamatériaux

En 1898 J.C. Bose [46] a procédé à la première expérience en micro-ondes pour explorer le concept de matériaux artificiels, il a essayé de faire tourner la polarisation des ondes électromagnétiques produites par un liquide comme une solution de sucre par le biais des fibres synthétiques torsadées. En 1904 et 1905 Les articles de H. Lamb [47] et H. C. Pocklington [48] ont précisé la notion de l'opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe sur certains systèmes mécaniques basés sur des chaînes chargées et tendues. En 1914, Lindman [49] a étudié des milieux artificiels chiraux constitués par un ensemble de petits fils en spirales orientés aléatoirement dans le milieu principal. La première étude sur la possibilité d'avoir une réfraction négative et qu'elle implique une opposition

entre les vitesses de phase et de groupe a été réalisée en 1944 par L.I. Mandelshtam [50], la figure 2-3 montre le premier schéma de la réfraction négative.



ЧЕТВЕРТАЯ ЛЕКЦИЯ  
(5.V 1944 г.)

**Figure 2-3** Premier schéma de principe de la réfraction négative publié en 1950 par L.I.Mandelshtam [50].

En 1948, W.E. Kock dans ses recherches a présenté le concept de diélectrique artificiel, dans l'objectif est de réaliser des lentilles diélectriques plus légères, la structure était constituer par l'arrangement périodique de sphères conductrices, de disques et de rubans dans une matrice et par l'adaptation de l'indice effectif de réfraction du milieu artificiel [51]. En 1951, Malyuzhinets a fait une étude théorique sur les lignes artificielles périodiques infinies 1D supportant des ondes arrières (Lors de la propagation d'une onde plane dans un matériau, le trièdre formé par les vecteurs  $(\vec{K} \vec{E} \vec{H})$  est inversé), ces lignes étaient conçues de capacités séries connectées à des inductances en parallèle [52]. En 1957 Sivukhin [53] explique la relation entre la permittivité et la perméabilité négative avec la réfraction négative, il a conclu qu'il n'y pas un matériau représente ces caractéristiques et la recherche scientifique de leur faisabilité était en cours. L'effet Doppler et la radiation de Vavilov Cerenkov dans les milieux à  $\epsilon$  et  $\mu$  négatives sont traités en plus de précision en 1959 dans l'article de Pafomov [54]. En 1967 le physicien russe Victor. G. Veselago, est célèbre pour avoir été le premier à décrire théoriquement l'électrodynamique de matériaux possédant une valeur négative de l'indice de

réfraction, et également développé la théorie de la propagation dans tels milieux, appelés aujourd'hui matériaux main gauche (Left-Handed Materials ou LHM en anglais), appartenant à la classe des métamatériaux [43].

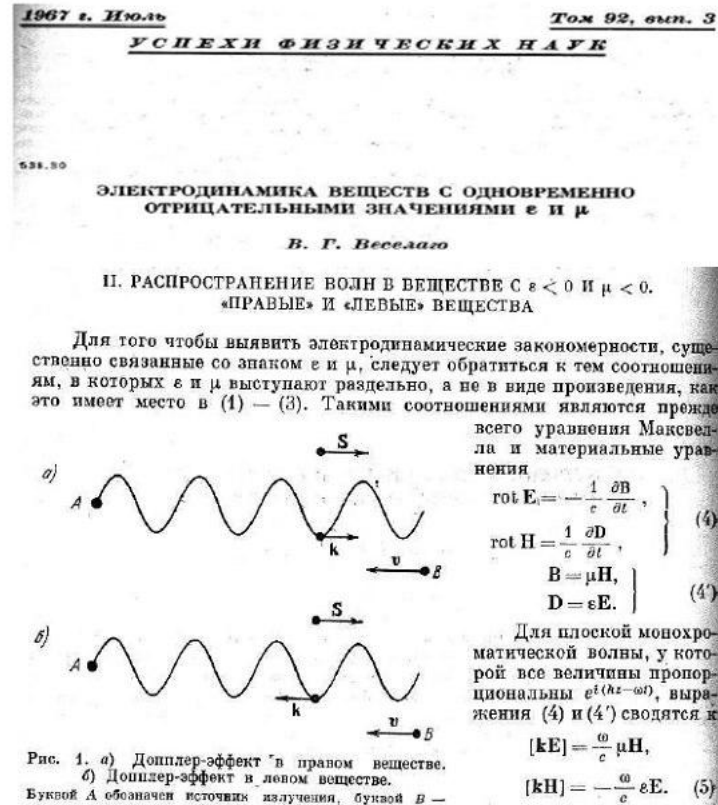
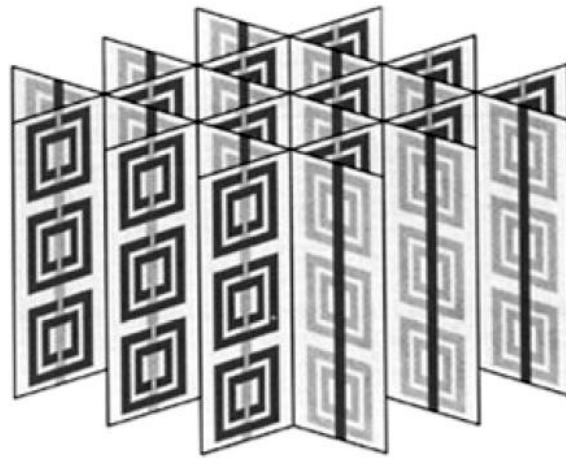


Figure 2-4 L’article de la propagation main gauche du professeur V.G. Veselago [43].

En 1999, J. Pendry [55] a proposé de synthétiser un milieu à indice négatif en superposant deux métamatériaux à permittivité et perméabilité effectives négatives. On peut montrer que seul un milieu doublement négatif ou doublement positif autorise un régime de propagation. À l’inverse, les milieux qui présentent uniquement une permittivité ou une perméabilité négative sont évanescents. À partir de ce constat, un grand nombre de travaux ont visé la définition de métamatériaux doublement négatifs à même de couvrir l’ensemble du spectre électromagnétique, depuis les microondes jusqu’à l’optique. Cette activité a été notamment motivée par la quête de la superlentille dont le concept a été proposé par J. B. Pendry en 2000 [56]. Le principe de la superlentille, qui consiste à focaliser avec des détails très inférieurs à la longueur d’onde se heurte, en pratique, à l’effet néfaste des pertes. Par ailleurs, le métamatériau doublement négatif, qui doit présenter des propriétés de dispersion isotropes, peut être difficile à réaliser. Pour contourner cette difficulté, dans des conditions de champs très proches, un matériau simplement négatif peut-être utilisé. En 2000, D.R. Smith [45] avait montré expérimentalement que le matériau composite (formées

d'anneaux concentriques coupés, appelés split-ring resonators (SRR), et de fils métalliques continus.) présentait bien une permittivité et une perméabilité négatives, et donc un indice de réfraction négatif. En réunissant les deux réseaux dans une structure périodique composite, on réalisait le milieu proposé par V. Veselago. Ce milieu présentait alors un indice négatif au voisinage de la fréquence de résonance des SRR. Des tentatives de réalisation de ces métamatériaux, en infrarouge et dans le domaine visible, ont été également proposées. Il s'agit de véritables tours de force, dans la mesure où la période du réseau est de l'ordre du dixième de la longueur d'onde. Par exemple, dans le visible, si la longueur d'onde est 500nm, la période est de l'ordre de 50nm, avec des largeurs de motifs métalliques de l'ordre de la dizaine de nanomètres.



**Figure 2-5** Les travaux de D. R. Smith et al [45] sur le premier métamatériau composé d'un réseau périodique de SRR et de fils.

La première réalisation effective d'un matériau (milieu) avec des paramètres négatifs a été faite par R.A. Schelby [57], il est intéressant de noter que les deux composantes de cette réalisation sont connues depuis longtemps, mais aucune tentative de les combiner n'a été faite.

Ces dernières années, des nouveaux concepts concernant la synthèse et les techniques de fabrication ont permis la construction de structures et de matériaux composés qui imitent des réponses ou des fonctions connues du matériau, ou qui ont de nouvelles qualités et des fonctions physiquement réalisables qui ne peuvent pas être disponibles dans la nature. En 2002, C. Caloz, T. Itoh et Eleftheriades ont développé un nouveau type de métamatériau non résonant [58-59], l'avantage de cette approche par rapport à l'approche résonante c'est dans la minimisation de perte.

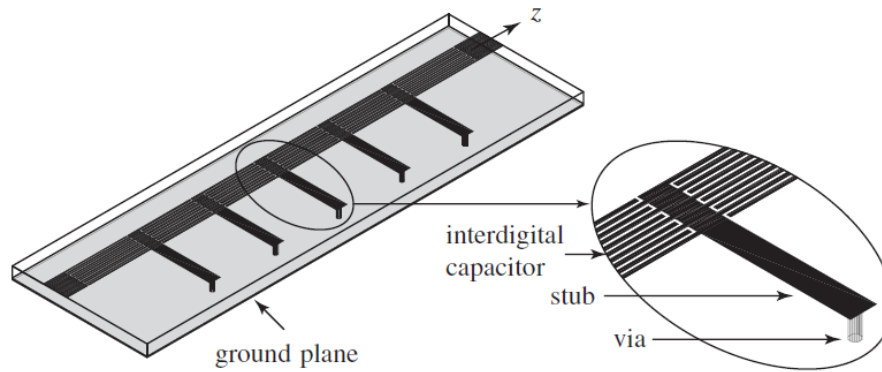


Figure 2-6 Structure non résonante de matériau à main gauche de C. Caloz [59].

### 2.3.1 Les caractéristiques des métamatériaux

Plusieurs phénomènes fondamentaux et propriétés électromagnétiques qui se produisent dans ou en association avec les médias gauchers ont été prédites par V. Veselago :

- L'indice de réfraction est négatif ;
- La permittivité  $\epsilon$  et la perméabilité  $\mu$  sont négatives, qui sont liés à l'indice de réfraction  $n$  par :

$$n = \mp \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (2-1)$$

Où  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$  sont la permittivité et la perméabilité relatives liée à la permittivité et la perméabilité de l'espace libre respectivement par :

$$\epsilon_0 = \frac{\epsilon}{\epsilon_r} = 8.854 \cdot 10^{-12} \quad (2-2)$$

Et

$$\mu_0 = \frac{\mu}{\mu_r} = 4\pi \cdot 10^{-7} \quad (2-3)$$

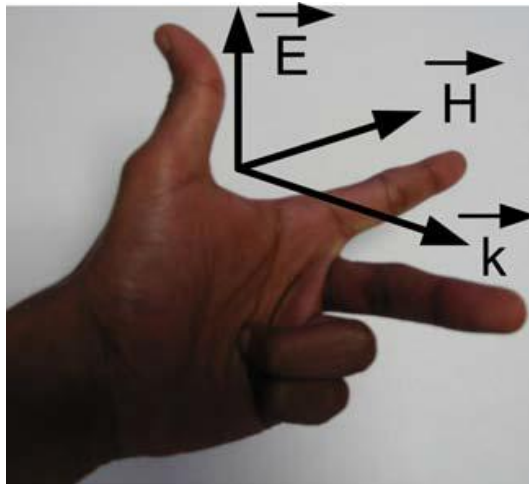
- Lors de la propagation d'une onde plane dans un métamatériau, le trièdre formé par les vecteurs  $(\mathbf{k}, \mathbf{E}, \mathbf{H})$  est inversé ;
- Les vitesses de phase et de groupe sont opposées (alors qu'elles sont de même sens dans un milieu classique) ;
- Contrairement aux milieux classiques, ils amplifient les ondes évanescentes ;
- L'effet Doppler est inversé ;
- L'effet Tcherenkov est inversé ;
- Il existe des ondes de surface, appelées plasmons pour les deux polarisations, qui peuvent être propagatives ou rétro-propagatives ;



- Il existe des modes guidés rétro-propagatifs et des modes à fuite rétro-propagatifs.

### 2.3.2 Les éléments de base de conception de métamatériau

Les métamatériaux présentant une réfraction négative sont de deux types. Le premier type est basé sur les propriétés d'anisotropie des cristaux photoniques [60], où une réfraction négative est obtenue même quand l'indice de réfraction est positif. Ce type de métamatériau a été proposé par Notomi. Le deuxième type présente une perméabilité et une permittivité simultanément négatives et a été proposé par Victor Veselago en 1967 [43]. C'est le deuxième type de métamatériaux qui a été étudié dans le cadre de cette thèse. V. Veselago évoque la possibilité de la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu linéaire, homogène et isotrope et possédant simultanément une perméabilité et une permittivité négatives. Ces matériaux ont été éligibles comme Main Gauche « MG » (Left-Handed Materials « LHM ») par la suite, où le champ électrique  $\vec{E}$ , le champ magnétique  $\vec{H}$ , et le vecteur d'onde  $\vec{k}$ , forment un trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche (figure 2-7).



**Figure 2-7** Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.

La réalisation pratique du premier métamatériau a été faite par la réalisation d'un milieu avec une permittivité négative (un maillage tridimensionnel de fils conducteurs a été utilisé), puis d'un milieu avec une perméabilité négative (modèle proposé par Pendry et al) et finalement par la superposition des deux milieux pour obtenir un milieu doublement négatif (cette conception est conçue par Schultz et al [61]).

### 2.3.2.1 Dimensionnement de tige métallique

Expérimentalement, des matériaux artificiels se comportant comme des milieux effectifs et possédants une permittivité négative ont été fabriqués. Ces matériaux artificiels présentent des pertes résistives contrôlables. Ce type de matériau est plus connu sous le nom de plasma artificiel.

La dispersion de la permittivité d'un plasma idéal est donnée par la relation suivante:

$$\varepsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \quad (2-4)$$

Avec la fréquence de plasma est :

$$\omega_p^2 = \frac{\rho e^2}{\varepsilon_0 m_{eff}} \quad (2-5)$$

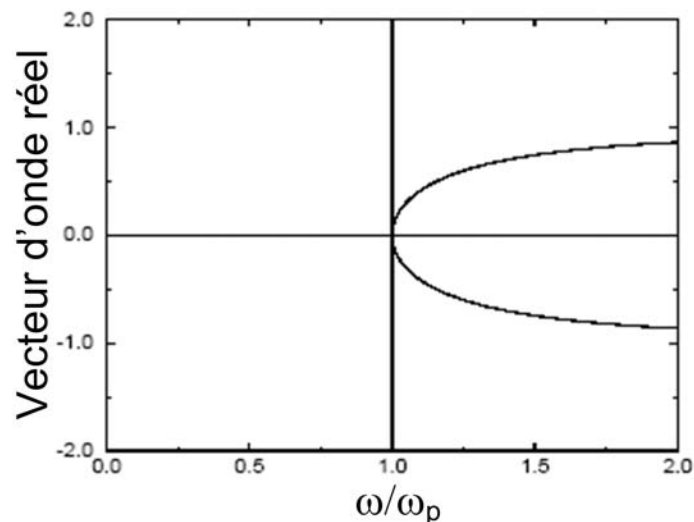
D'où :

$\rho$ : La densité d'électron ;

$e^2$ : La charge de l'électron ;

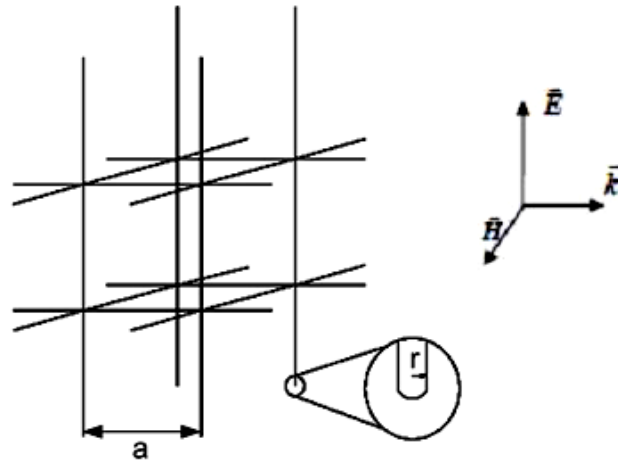
$m_{eff}$ : La masse effective de l'électron.

La figure 2.8 illustre Le diagramme de dispersion de la lumière dans un métal idéal. Pour des fréquences inférieures à la fréquence plasma, la permittivité du plasma est négative. Dans le cas où  $\omega = \omega_p = 1$  un mode longitudinal apparaît à cette fréquence pendant que deux modes transverses émergent à la fréquence plasma. De cela on conclue qu'en dessous de la fréquence de plasma, seuls les modes évanescents existent.



**Figure 2-8** Diagramme de dispersion de la lumière dans un plasma artificiel.

En 1998, Pendry [61-63] a proposé une structure s'agissant comme un plasma de faible densité. C'est un ensemble des tiges métalliques minces, caractérisé par la possibilité de modifier la permittivité effective du milieu lorsqu'il est excité d'une manière appropriée. La géométrie de ce réseau tridimensionnel de tiges métalliques est illustrée sur la figure 2-9



**Figure 2-9** Géométrie d'un réseau tridimensionnel, composée de tiges métalliques infiniment longues, introduite par Pendry.

À partir de cette structure périodique tridimensionnelle 3D de tiges métalliques minces on aura une permittivité effective négative  $\epsilon_{eff}$  si le champ électrique  $\vec{E}$  est appliqué sur le long des ces tiges et cela génère un moment dipolaire électrique et produit un champ magnétique, où le sens de ce champ est en fonction de la direction du courant. Le mouvement des électrons dans un fil de rayon "r" est en fonction de la densité moyenne d'électron  $\rho_{eff}$  et la masse effective des électrons par effet magnétique. La relation entre  $\rho_{eff}$  et la distance entre les tiges métalliques "a" est donnée par :

$$\rho_{eff} = \frac{\rho\pi r^2}{a^2} \quad (2-6)$$

Le champ magnétique  $H(R)$  est défini par l'équation (2-7), qui est équivalente au moment magnétique par unité de longueur de tige :

$$H(R) = \frac{I}{2\pi R} = \frac{\rho e v r^2}{2R} \quad (2-7)$$

Avec  $I$  est le flux de courant traversant la tige,  $R$  la longueur de tige métallique et  $v$  la vitesse moyenne des électrons.

La masse effective de l'électron  $m_{eff}$  est donnée par :

$$m_{eff} = \frac{\mu_0 e^2 r^2}{2} \ln\left(\frac{a}{r}\right) \quad (2-8)$$

A partir de l'équation (2-5) et (2-8), la relation permettant de calculer la fréquence de plasma de la structure tridimensionnelle peut se réécrire comme suite [61] :

$$\omega_p^2 = \frac{\rho_{eff} e^2}{\epsilon_0 m_{eff}} = \frac{2\pi C_0^2}{a^2 \ln\left(\frac{a}{r}\right)} \quad (2-9)$$

Où  $C_0$  est la vitesse de la lumière dans le vide, et les facteurs de masse effective et de densité de charge ont été remplacés par les paramètres géométriques de la structure.

A partir de l'équation (2-8) nous concluons qu'il y a une relation proportionnelle entre le rayon de la tige métallique et la masse efficace des électrons, plus le rayon est grand plus la masse efficace est grande.

De l'équation (2-9), la diminution de la masse effective provoque un changement important dans la fréquence de plasma.

Pour garder le réseau des tiges comme un matériau homogène, le rayon "r" doit rester très petit devant la taille de maille.

Dans le cas des matériaux sans perte de type plasmonique, la permittivité est calculée à partir de l'équation (2-4), où la permittivité est négative quand  $\omega < \omega_p$ .

**2.3.2.2 Résonateur à effet magnétique**

Les résonateurs en anneaux fendus (SRR) sont proposés par J. B. Pendry a proposé [64], ces éléments métalliques sont conçus pour avoir des matériaux artificiels avec perméabilité effective négative afin d'accélérer et dynamiser les recherches sur les métamatériaux. Comme montré dans la figure 2-10, il s'agit de deux cylindres avec une fente sur chacune et imbriqués l'un dans l'autre, il se comporte comme un résonateur LC. L'excitation se fait par un champ magnétique externe axial variant dans le temps, cela induit des courants sur les anneaux, ayant un fort diamagnétisme au-dessus de la première résonance. Ce champ magnétique est dirigé selon l'axe des cylindres et transverse la direction de propagation de l'onde électromagnétique  $\vec{k}$ .

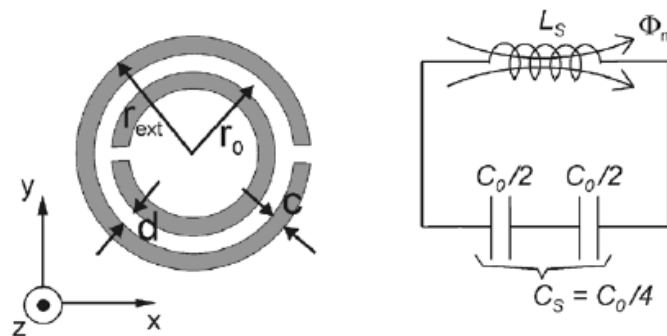


Figure 2-10 Topologie du SRR et de leur modèle de circuit équivalent.

D'après Pendry, la perméabilité effective est calculée comme la moyenne volumique de la perméabilité sur une cellule unitaire SRR, et pouvait avoir une valeur négative au voisinage de la fréquence de résonance. Les fentes sur les cylindres servent à créer des forces de passages du courant qui permet de produire un effet capacitif entre les cylindres intérieur et extérieur. Sur la

figure 2-10,  $C_0$  représente la capacité totale entre les anneaux, c'est-à-dire;  $C_0 = 2\pi r_0 C_{pul}$ . Où  $C_{pul}$  est la capacité par unité de longueur entre les deux anneaux.  $L_s$  est l'inductance d'un anneau en fonction de la largeur des anneaux et le rayon moyen du résonateur.

Dans le cas d'un résonateur en anneau fendu de forme carré [65] (voir figure 2-12), Lorsqu'une onde électromagnétique est lancée dans une ligne de transmission, se propageant dans la direction y, le champ magnétique le long de l'axe Z interagit avec le SRR métallique placé sur la ligne. Il en résulte une force électromotrice apparaissant autour des SRR induisant des courants qui passeraient d'un anneau à l'autre par l'espacement inter-anneau  $d$  et la structure se comporte comme un circuit LC ayant une fréquence de résonance  $f_0$  donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_T C_{eq}}} \tag{2-10}$$

Où  $L_T$  est l'inductance totale de la structure SRR carré et  $C_{eq}$  est la capacité équivalente totale de la structure. Cette capacité équivalente totale,  $C_{eq}$  peut être évaluée [66] (voir figure 2-11)

$$C_{eq} = \frac{(C_1 + C_{g1})(C_2 + C_{g2})}{(C_1 + C_{g1}) + (C_2 + C_{g2})} \tag{2-11}$$

Où  $C_1$  et  $C_2$  sont les capacités des demi-parties supérieure et inférieure entre le SRR carré autour d'une ligne imaginaire passant par les centres des fentes  $g_1$  et  $g_2$ . Les fentes sont incorporés dans le modèle en tant que capacités des fentes  $C_{g1}$  et  $C_{g2}$ . Ces fentes affectent également l'inductance totale  $L_T$  de la structure et ont été prises en compte dans ce modèle. Etant donné que les fentes sont de dimensions identiques  $g_1 = g_2 = g$ , les capacités des fentes sont donc notées comme  $C_{g1} = C_{g2} = C_g$ , et les capacités en série sont notées comme  $C_1 = C_2 = C_0$ , et donc équation 2-11 est modifiée comme suit:

$$C_{eq} = \frac{(C_0 + C_g)}{2} \tag{2-12}$$

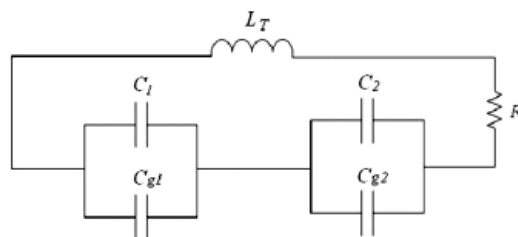
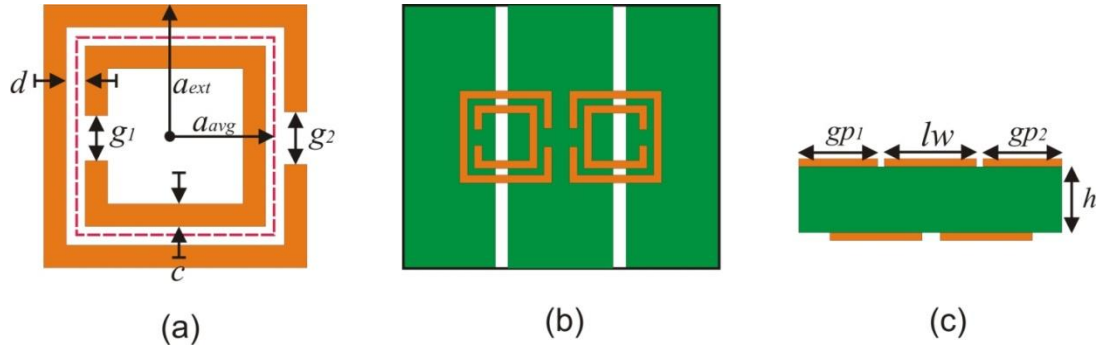


Figure 2-11 Modèles du circuit équivalent de résonateur circulaire SRR.



**Figure 2-12** Vue schématique de (a) un résonateur à anneau fendu de forme carrée ; (b) SRR carré placé symétriquement à l'arrière du guide d'onde coplanaire et (c) vue en coupe transversale de CPW chargé par SRR carrée.

En considérant une épaisseur de métal  $t$  de la bande conductrice, les capacités des fentes  $C_{g_1}$  et  $C_{g_2}$  sont représentées par :

$$C_{g_1} = C_{g_2} = C_g = \frac{\epsilon_0 c t}{g} \quad (2-13)$$

Où  $c$  et  $t$  sont la largeur et l'épaisseur des bandes métalliques respectivement, et  $\epsilon_0$  est la permittivité de l'espace libre. Les capacités distribuées  $C_1$  et  $C_2$  sont également en fonction des dimensions des écarts fendu  $g_1 = g_2 = g$  et de la dimension d'anneau moyenne  $a_{avg}$  et est donné comme :

$$C_1 = C_2 = (4a_{avg} - g)C_{pul} \quad (2-14)$$

Où  $a_{avg} = a_{ext} - c - \frac{d}{2}$  and  $C_{pul}$  est la capacité par unité de longueur et est calculé comme [67]

$$C_{pul} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c_0 Z_0} \quad (2-15)$$

Avec  $Z_0$  l'impédance caractéristique de la ligne et  $c_0$  est la vitesse de la lumière dans l'espace libre.

La permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  peut être calculée comme [67] :

$$\epsilon_{eff} = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{K(k')K(k_1)}{K(k)K(k_1')} \quad (2-16)$$

Où

$$k = \frac{c/2}{c/2 + d} \quad (2-17)$$

$$k_1 = \frac{\sinh(\pi a/2h)}{\sinh(\pi b/2h)} \quad (2-18)$$

Avec  $a = c/2$  ;  $b = \frac{c}{2} + d$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2-19)$$

$K(k)$  est une fonction elliptique complète du premier type et  $K(k')$  est sa fonction complémentaire.

Une expression approximative pour  $\frac{K(k)}{K(k')}$  est donné comme [67]

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \left[ \frac{1}{\pi} \ln \left( 2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} \quad \text{pour } 0 \leq k \leq 0.7 \quad (2-20)$$

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \frac{1}{\pi} \ln \left( 2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) \quad \text{pour } 0.7 < k \leq 1 \quad (2-21)$$

L'impédance caractéristique  $Z_0$  est donnée par :

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K(k)}{K(k')} \quad (2-22)$$

En substituant les valeurs de  $C_0$  et  $C_g$  dans l'équation (2-12) nous obtenons :

$$C_{eq} = \left( 2a_{avg} - \frac{g}{2} \right) C_{pul} + \frac{\epsilon_0 ch}{2g_1} \quad (2-23)$$

Par conséquent, la fréquence de résonance du résonateur à anneau fendu est calculée comme suit:

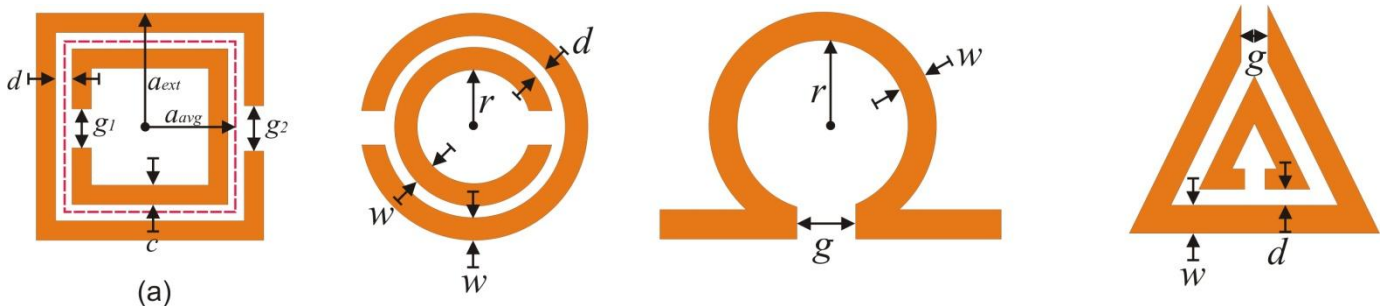
$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_T C_{eq}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_T \left[ \left( 2a_{avg} - \frac{g}{2} \right) C_{pul} + \frac{\epsilon_0 ch}{2g_1} \right]}} \quad (2-24)$$

Une formule simplifiée pour l'évaluation de l'inductance équivalente totale  $L_T$  pour un fil de section rectangulaire de longueur finie  $l$  et d'épaisseur  $c$  est proposée comme [68] :

$$L_T = 0.0002l \left( 2.303 \log_{10} \frac{4l}{c} - \gamma \right) \text{micro H} \quad (2-25)$$

Où la constante  $\gamma = 2.853$  pour une boucle de fil de géométrie carrée. La longueur  $l$  et l'épaisseur  $c$  sont en mm. L'évaluation de la longueur du fil  $l$  est simple et est donnée comme  $l = 8a_{ext} - g$  pour la géométrie carrée.

Le SRR a de larges perspectives d'application dans les filtres, les coupleurs directionnels, les déphaseurs compacts et d'autres composants passifs [69-72]. Plusieurs formes géométriques pour les SRR (circulaire, carrée, oméga, triangulaire...) ont été étudiées [73-76] (voir figure 2-13).



**Figure 2-13** Différentes géométries de SRR utilisés pour la conception des matériaux à effet magnétique.

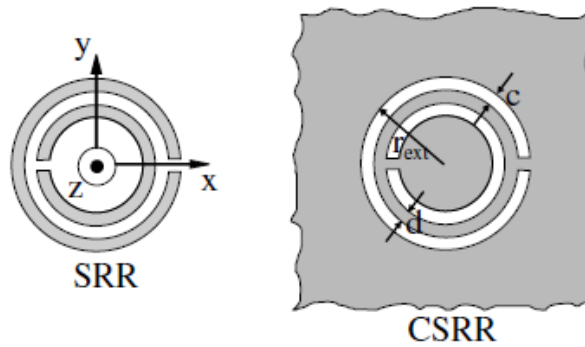
En 2003, C. R. Simovski [77] a étudié Le premier motif est de forme «  $\Omega$  ». Puis en 2004, les chercheurs de l'université Zhejiang en Chine et le Massachusetts Institute of Technology aux Etats-Unis ont développé un motif de forme « S » [78-79] caractérisé par une permittivité et perméabilité négative simultanément afin d'avoir une conception simple et facile d'une structure bi-dimensionnelle. Ces résonateurs de forme «  $\Omega$  et S » sont considèrent comme un dipôle magnétique par le biais de l'anneau et un dipôle électrique par le biais des bras.

L'introduction des éléments capacitifs qui renforce l'effet magnétique est produite par le grand écart entre les anneaux. La forte capacité entre les deux anneaux concentriques permet la circulation du courant le long de la configuration SRR. Les SRRs annulent les effets capacitifs et inductifs, le diagramme de la perméabilité  $\mu_{eff}$  a une forme de résonance.

### 2.3.2.3 le complémentaire du résonateur en anneau fendu CSRR (Complementary Split Ring Resonator)

CSRR est largement utilisé pour simuler des éléments métamatériaux. Cet élément clé est la partie complémentaire du SRR (voir figure 2-14). La première démonstration expérimentale sur les CSRRs a été présentée par F. Flacone et al en 2004 [80]. Dans une première étape de son analyse, le comportement d'une CSRR parfaitement conductrice et infiniment mince dans un système électromagnétique externe. De la dualité (comme SRR), un comportement similaire est attendu pour les CSRR illuminés par un champ magnétique externe polarisé le long de l'axe y.





**Figure 2-14** Géométries du SRR et du CSRR.

Le CSRR de son tour, il se considère comme un dipôle électrique ponctuel avec polarisation négative. Il est excité par un champ électrique  $\vec{E}$  se propage parallèlement au plan du CSRR afin de générer un fort dipôle électrique qui affecte la fréquence de résonance de CSRR [81]. Les SRRs et les CSRRs ont presque la même fréquence de résonance et ça due de leurs dimensions identiques et partagées. Parfois Le décalage entre la fréquence de résonance des métasurfaces SRR et CSRR peut être principalement attribué à l'effet du substrat diélectrique, qui affecte de manière différente la fréquence de résonance des SRRs et des CSRRs.

Le CSRR, qui agit comme un dipôle de point électrique avec une polarisabilité négative, a été proposé en suivant de l'approche de Babinet. Le principe de Babinet a été appliqué à la conception de surfaces et de matériaux artificiels dotés de propriétés électromagnétiques extraordinaires. Ce concept dépasse l'approche habituelle pour la fabrication de métamatériaux à permittivité négatifs, basés sur l'utilisation de fils ou de plaques métalliques.

#### 2.3.2.4 Matériau doublement négatif

En 2000, D. Smith [55] [82-83] a arrivé de démontrer expérimentalement pour la première fois la théorie des milieux main gauche introduite par Veselago, qui prévoit la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu à permittivité et perméabilité simultanément négatif. Ce métamatériau réalisé est basé sur les travaux de J. Pendry, c'est un matériau composite d'un réseau de fils métalliques continus parallèles présentait une permittivité négative en basse fréquence, et un réseau de SRR présentait une perméabilité négative autour d'une fréquence de résonance. Ce milieu présentait alors un indice négatif au voisinage de la fréquence de résonance des SRR (voir figure2-15).

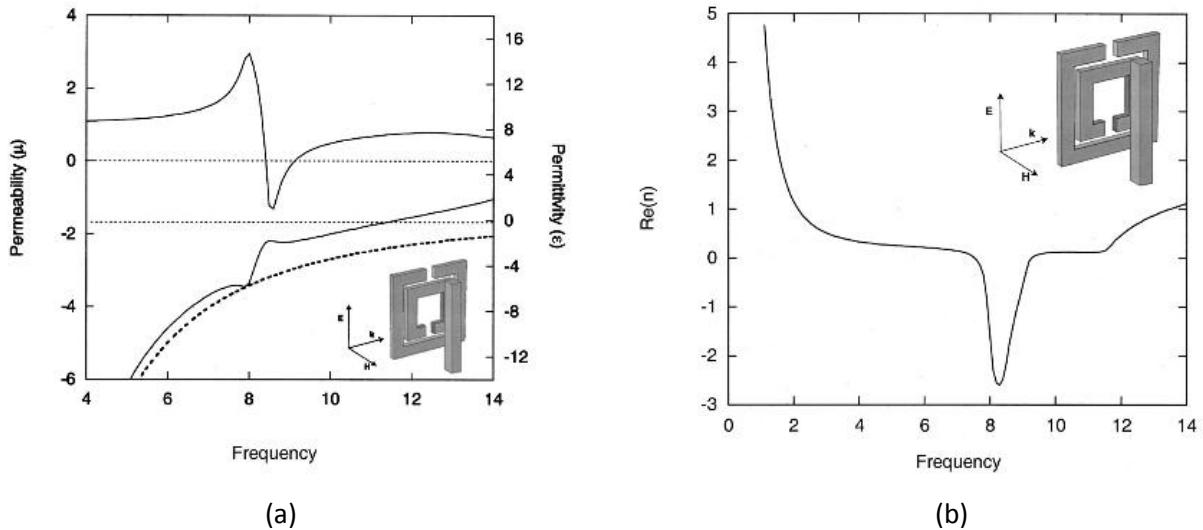


**Figure 2-15** Structure métamatériau d'un réseau composé de fils métallique et de SRR proposée par D. Smith [82].

Un réseau périodique d'éléments de fils métallique peut se comporter comme un moyen efficace de diffusion électromagnétique lorsque la longueur d'onde est beaucoup plus longue que la dimension de tige métallique et l'espacement du réseau.

Un champ magnétique variable dans le temps, appliqué parallèlement à l'axe des anneaux SRRs, induit des courants qui en fonction des propriétés résonantes de l'unité cellulaire, produisent un champ magnétique susceptible de s'opposer ou d'améliorer le champ incident. Le diagramme de champ magnétique associé à la SRR est dipolaire. En ayant des fentes dans les anneaux, l'unité SRR peut être rendue résonnante à des longueurs d'onde beaucoup plus grandes que le diamètre des anneaux; autrement dit, il n'y a aucune exigence de demi-longueur d'onde pour la résonance, comme ce serait le cas si les anneaux étaient fermés. Le but du second anneau fendu, à l'intérieur et dont la séparation est orientée à l'opposé du premier, est de générer une grande capacité dans la petite région d'espace entre les anneaux, ce qui réduit considérablement la fréquence de résonance et concentrant le champ électrique.

La figure 2-16 présente la permittivité et la perméabilité de la structure étudiée par D. Smith qui combine une cellule unitaire de tige métallique avec un SRR de forme carré et qui résulte une fréquence de résonance environ 8.5 GHz et une permittivité et une perméabilité négative simultanément, aussi un indice de réfraction négatif autour de la fréquence de résonance.



**Figure 2-16** (a) la permittivité et la perméabilité, (b) l'indice de réfraction d'une cellule unitaire formé par un SRR carré avec une tige métallique [84].

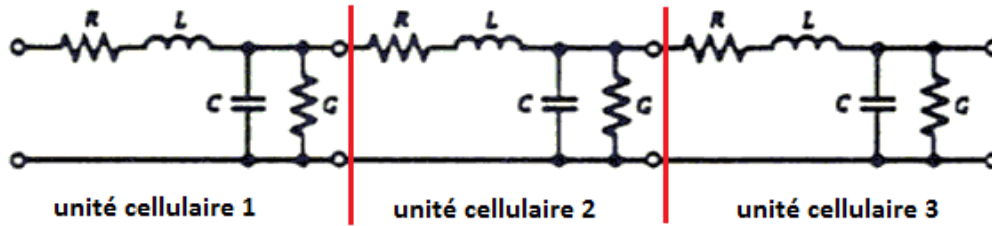
## 2.4 Théorie de la ligne de transmission métamatériau

Dans la nature, la permittivité et la perméabilité de la plupart des matériaux sont positives. Le matériau à permittivité et perméabilité positives est réalisé par une ligne de transmission main-droite et désigné en tant que matériau droitier (right-handed material (RHM)). Les lignes de transmission homogène à indice négatif ou les lignes de transmission à main-gauche sont en général, les lignes de transmission métamatériaux, qui appartiennent à des métamatériaux unidimensionnels. Ils n'existent pas dans la nature et doivent être approchés par des structures artificielles, généralement construites à partir d'une série de sections discontinues fonctionnant dans une gamme de fréquences restreinte.

Une réalisation typique de la ligne de transmission métamatériau se trouve dans une ligne de transmission à cellules élémentaires constituée d'un condensateur en série et d'une inductance en shunt. Comme dans la pratique, la capacité en shunt et l'inductance en série ne peuvent être évitées, le concept de la ligne de transmission composite droite / gauche (CRLH) a été développé et un certain nombre d'applications novatrices ont été démontrées.

### 2.4.1 Ligne de transmission main-droite

Une nouvelle approche basée sur les lignes de transmission a été introduite en 2002 par C. Caloz, T. Itoh [85-86] et G. Eleftheriades [87] pour mieux comprendre les propriétés et les caractéristiques des métamatériaux dans le domaine micro-onde. En effet, une ligne de propagation classique en mode TEM ou une ligne de transmission main-droite avec perte peut être modélisée par un réseau de cellules le suivant (figure 2-17) :



**Figure 2-17** Modèle de ligne de transmission main-droite avec pertes composé de trois cellules unitaires.

Une cellule unitaire d'un tronçon de ligne classique est composée dans le cas idéal (sans perte) d'une inductance L en série et d'une capacité C en shunt. Dans le cas réel (avec perte), on introduit un élément R correspond aux pertes métalliques et un élément G correspond aux pertes diélectriques. A partir du circuit équivalent on trouve :

La constante de propagation est calculée comme :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \pm\sqrt{ZY} \tag{2-26}$$

Dans le cas de la ligne sans pertes l'équation 2-26 s'est écrite comme suit :

$$\gamma = j\beta = \pm\sqrt{ZY} \tag{2-27}$$

Où Z représente l'impédance des éléments en série, Y l'admittance des éléments en shunt et  $\beta = \omega\sqrt{LC}$ .

$$Z = j.L.\omega \tag{2-28}$$

$$Y = j.C.\omega \tag{2-29}$$

L'impédance caractéristique est donnée par :

$$Z_c = \sqrt{L/C} \tag{2-30}$$

La vitesse de phase est :

$$V_{ph} = \sqrt{1/LC} > 0 \tag{2-31}$$

Et la vitesse de groupe :

$$V_g = \sqrt{1/LC} > 0 \tag{2-32}$$

On remarque dans ce cas que la vitesse de phase et la vitesse de groupe sont égales et de même signe. On basant sur l'équation  $\beta = \omega\sqrt{LC}$ , la variation de la constante de phase  $\beta$  de la ligne de transmission purement main droite en fonction de la fréquence est présente des valeurs toujours positives.

### 2.4.2 Ligne de transmission main-gauche

L'approche de la ligne de transmission pour mettre en œuvre un matériau à main-gauche (Left-handed material LHM) a été introduit pour la première fois par une équipe de recherche de l'Université de Toronto [87-91] en 2002. L'approche est basée sur la mise en correspondance des composantes de champ (c'est à dire, E et H) dans le milieu des tensions et des courants du réseau équivalent distribués L-C. Il est bien connu que les propriétés diélectriques telles que la permittivité et la perméabilité peuvent être modélisées en utilisant des réseaux distribués L-C. Pour illustrer comment ces paramètres matériels relient les impédances en séries et les admittances en shunt distribuées du réseau, le réseau distribué L-C 2D est représenté à la figure 2-18. Le réseau consiste en une impédance en série  $Z'$  par unité de longueur dans les deux directions  $x$  et  $z$  et une admittance en shunt  $Y'$  dans la direction  $y$  par unité de longueur.

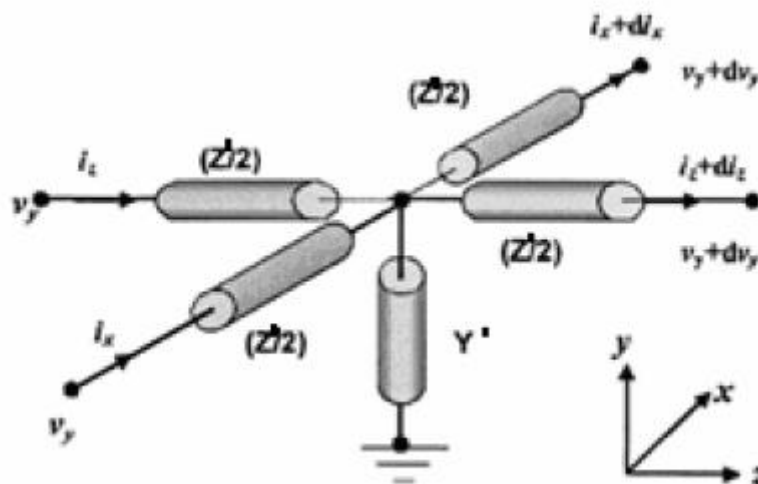
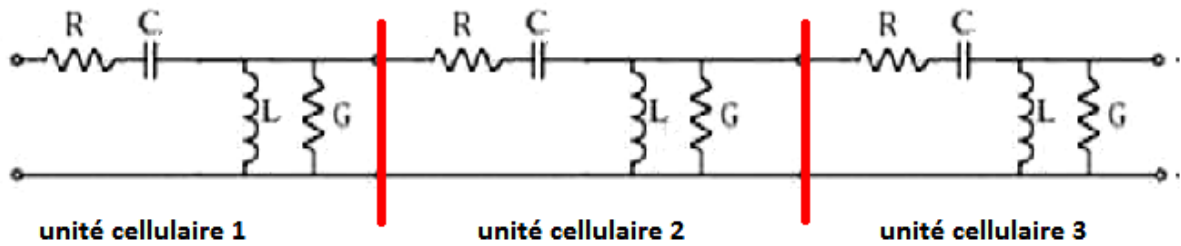


Figure 2-18 Cellule unitaire pour un réseau distribué L-C 2D [87].

Comme les LHM dans notre discussion sont effectivement homogènes, ils peuvent être essentiellement modélisés par des lignes de transmission unidimensionnelles (1D), dont la direction de propagation représente n'importe quelle direction dans le matériau, mais la propagation est une propagation des ondes inversées est essentiellement. A partir de la théorie élémentaire de la ligne de transmission on peut obtenir facilement et directement toutes les caractéristiques fondamentales de la ligne main-gauche. Dans le cas idéal, on obtient un circuit main-gauche comme montre la figure 2-19. Ce circuit est la topologie duale de la ligne de transmission main-droite et cela dû à la permutation dans le modèle électrique de la capacité et de l'inductance qui résulte une permittivité et une perméabilité toutes les deux négatives.



**Figure 2-19** Modèle de ligne de transmission main-gauche avec pertes composé de trois cellules unitaires.

La permittivité négative et la perméabilité [43] dans LHM amènent à se demander si les paramètres  $Z'$  et  $Y'$  dans la représentation du réseau peuvent également être rendus négatifs. Du point de vue de l'impédance, un L et C négatif peuvent être réalisé en échangeant leurs rôles inductifs et capacitifs, ce qui signifie que l'inductance série devient un condensateur série et que le condensateur shunt devient une inductance shunt.

On aura donc :

$$Z' = 1/j\omega C \rightarrow \mu = \frac{Z'}{j\omega} = -\frac{1}{\omega^2 C} \tag{2-33}$$

$$Y' = 1/j\omega L \rightarrow \varepsilon = \frac{Y'}{j\omega} = -\frac{1}{\omega^2 L} \tag{2-34}$$

La constante de propagation de la ligne de transmission main-gauche peut être donnée comme :

$$\beta = -\sqrt{-Z'Y'} = -\frac{1}{\omega\sqrt{L.C}} \tag{2-35}$$

A partir de la constante de propagation, on obtient la vitesse de phase et la vitesse de groupe :

$$V_{ph} = \frac{\omega}{\beta} = -\omega^2\sqrt{L.C} \tag{2-36}$$

$$V_g = \frac{\partial\omega}{\partial\beta} = 1/\frac{\partial\beta}{\partial\omega} = \omega^2\sqrt{L.C} \tag{2-37}$$

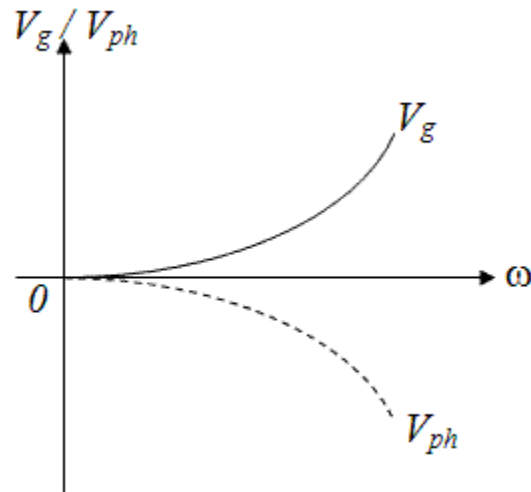
La différence de signe entre la vitesse de groupe et la vitesse de phase suggèrent l'existence d'une onde vers arrière dans le réseau de la ligne de transmission main-gauche.

Ce qui nous donne un indice de réfraction :

$$n = \frac{C_0}{V_{ph}} = -\frac{C_0}{\omega^2\sqrt{L.C}} < 0 \tag{2-38}$$

$C_0$  : La vitesse de la lumière dans le vide.

De là, on constate qu'il est possible effectivement d'obtenir un indice de réfraction négatif, et aussi une vitesse de phase et une vitesse de groupe opposées.



**Figure 2-20** Diagramme de la vitesse de groupe et de phase en fonction de la fréquence d'une ligne de transmission métamatériau.

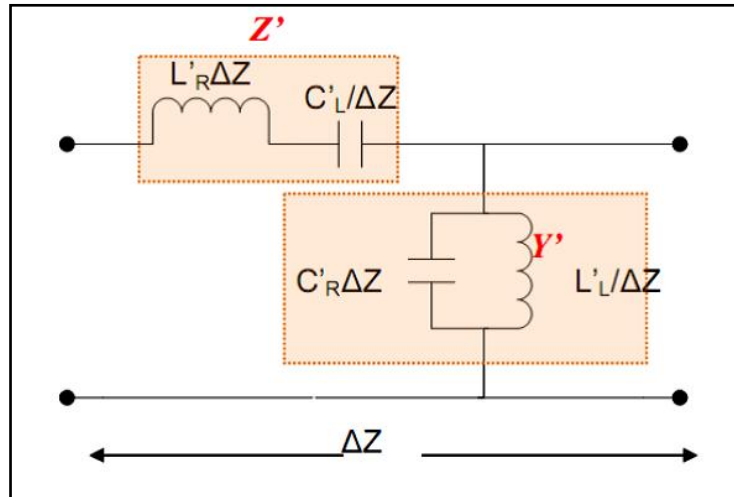
On basant sur l'équation  $\beta = -\frac{1}{\omega\sqrt{L.C}}$ , la variation de la constante de phase  $\beta$  de la ligne de transmission purement main-gauche en fonction de la fréquence est négative sur toute la gamme de fréquences (voir figure 2-20).

Le réseau bidimensionnel de la ligne de transmission main-gauche a démontré une réfraction négative et une focalisation de sous-longueur d'onde dans [89]. La structure fabriquée, les simulations de champs à onde pleine illustrant la réfraction négative et la focalisation, et la première vérification expérimentale de la focalisation à l'aide de l'implémentation de la ligne de transmission a été présentées. Une antenne a été fabriquée et l'existence d'une onde arrière a été vérifiée expérimentalement [92]. Différentes applications de la ligne de transmission main-gauche ont été proposées, telles que les antennes à ondes de fuite [92-95], les diviseurs de puissance [96-98], le coupleur [99], etc. Le réseau 2D de la figure 2-18 a été étendu à une topologie de ligne de transmission métamatériau isotrope tridimensionnelle (3D) pour une excitation en espace libre basé sur une réalisation physique du noeud condensé symétrique de la modélisation matricielle de la ligne de transmission [100].

### 2.4.3 Ligne de transmission composite main-droite/gauche

Dans la conception et la pratique, pour analyser la ligne de transmission main-gauche réelle, un modèle plus généralisé, une ligne de transmission composite main-droite/gauche (Composite Right/Left Handed (CRLH)), a été proposé en 2003 [101], qui a révélé la nature exacte de la ligne de transmission main-gauche pratique. Il se compose d'une impédance par unité de longueur

$Z' (\Omega / m)$  constituée par une inductance par unité de longueur  $L'_R (H / m)$  en série avec une capacité en unité de longueur  $C'_L (F \cdot m)$  et une admittance en shunt par unité de longueur constituée par une capacité en parallèle par unité de longueur  $C'_R (F / m)$  avec une inductance  $L'_L$  par unité de longueur en temps, comme le montre la figure 2-21.



**Figure 2-21** Une cellule unitaire du circuit équivalent pour une ligne de transmission composite main-droite/gauche.

La variation de la constante de propagation d'une ligne composite CRLH est donnée par l'équation suivante :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'} \quad (2-39)$$

Avec  $Z'$  et  $Y'$  sont l'impédance et l'admittance de la ligne de transmission composite main-droite/gauche, et qui sont définis comme suit :

$$Z' = j \left( \omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L} \right) \quad (2-40)$$

$$Y' = j \left( \omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L} \right) \quad (2-41)$$

Tout d'abord, pour plus de commodité, on peut introduire des variables :

$$\omega'_R = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_R}} \quad \text{rad} \cdot \text{m/s} \quad (2-42)$$

$$\omega'_L = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_L}} \quad \text{rad}/(\text{m} \cdot \text{s}) \quad (2-43)$$



Les fréquences de résonance en série et shunt sont les suivantes :

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}} \quad \text{rad/s} \quad (2-44)$$

$$\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \quad \text{rad/s} \quad (2-45)$$

En insérant Equ. (2,40-45) dans l'équation (2.39) et en tenant compte du changement de signe de la vitesse de phase pour le matériau main-gauche, l'expression de la constante de propagation complexe peut être exprimée comme suit :

$$\gamma = js(\omega) \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega'_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega'_L}{\omega}\right)^2 - \left(\frac{C'_R}{C'_L} + \frac{L'_R}{L'_L}\right)} \quad (2-46)$$

Où le signe de la fonction  $s(\omega)$  est :

$$s(\omega) = \begin{cases} -1, & \text{if } \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \text{ la gamme main - gauche} \\ +1, & \text{if } \omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \text{ la gamme main - droite} \end{cases} \quad (2-47)$$

Lorsque la fréquence angulaire satisfait  $\min(\omega_{se}, \omega_{sh}) < \omega < \max(\omega_{se}, \omega_{sh})$ , la constante de propagation est purement réelle, c'est-à-dire  $\gamma = \alpha$ , qui correspond à une bande d'arrêt dans la gamme de fréquences malgré le fait que la ligne de transmission CRLH est sans perte. Le diagramme de dispersion/atténuation de la ligne de transmission CRLH est représenté sur la figure 2-22 avec les courbes correspondant à la ligne de transmission main-droite et main-gauche.

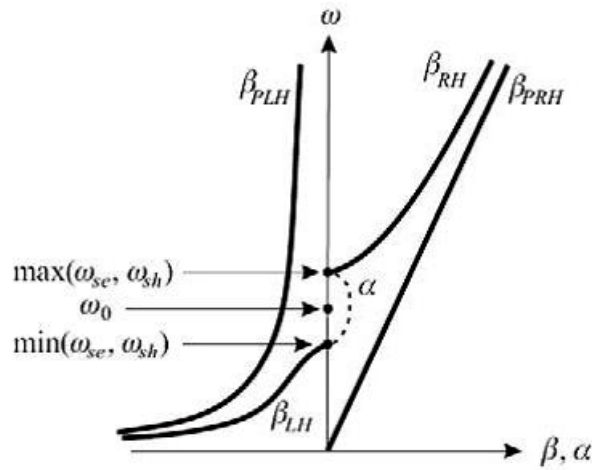
Sur la figure 2-22, la signification des symboles est la suivante:

$\beta_{RH}$  : La constante de phase de la gamme main-droite de la ligne de transmission CRLH;

$\beta_{LH}$  : La constante de phase de la gamme main-gauche de la ligne de transmission CRLH;

$\beta_{PRH}$  : La constante de phase pure de la ligne main-droite;

$\beta_{PLH}$  : La constante de phase pure de la ligne main-gauche.



**Figure 2-22** Diagramme de dispersion/atténuation de la ligne CRLH pour la propagation d'énergie suivant l'axe z.

À basses fréquences, l'impédance de  $L'_R$  est très petite que celle de  $C'_L$ , et l'admittance de  $C'_R$  est très petite que celui de  $L'_L$ ,  $Z' \approx -1/j\omega C'_L$ ,  $Y' \approx -1/j\omega L'_L$  de sorte que la contribution de main-droite est négligeable et que la ligne est principalement de type main-gauche avec une diagramme de dispersion hyperbolique.

À hautes fréquences,  $Z' \approx j\omega L'_R$ ,  $Y' \approx j\omega C'_R$ , la ligne de transmission CRLH devient équivalent à une ligne de transmission main-droite pur avec une diagramme de dispersion linéaire.

Aux autres fréquences, la performance de la ligne de transmission CRLH est déterminée par la contribution de la combinaison main-gauche LH et main droite RH.

Lorsque les fréquences de résonance série et shunt sont égales, c'est-à-dire que Z' et Y' ont des zéros à la même fréquence, la transmission CRLH est appelée "équilibrée" [102]. Pour une ligne de transmission CRLH équilibrée, son comportement peut être interprété comme la contribution des lignes de transmission LH et RH combinées en série. Dans une ligne de transmission équilibrée CRLH, la bande d'arrêt disparaît et l'impédance caractéristique de la ligne de transmission CRLH est indépendant de la fréquence, et la ligne de transmission CRLH peut être donc adapté sur une bande passante infinie, où  $Z_R$  et  $Z_L$  sont les impédances caractéristiques pour la ligne de transmission main-droite pure (RH) et la ligne de transmission main-gauche pure(LH) données comme suit :

$$Z_C = \frac{Z'}{\gamma} = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \cdot \sqrt{\frac{(\omega/\omega_{se})^2 - 1}{(\omega/\omega_{sh})^2 - 1}} = Z_R = Z_L \quad (2-48)$$

Avec  $\omega_{sh} = \omega_{se}$  on obtient :

$$Z_R = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} \quad (2-49)$$

$$Z_L = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \quad (2-50)$$

Des informations plus détaillées sur les cas importants de la ligne de transmission CRLH équilibrée et non équilibrée et la conception des applications pratiques peuvent être trouvées dans [81] [102]. En raison de la réponse en phase unique de la ligne de transmission CRLH, y compris le fonctionnement en double bande, l'amélioration de la bande passante, la dépendance non linéaire de la fréquence et l'existence d'une fréquence critique avec une vitesse de phase nulle, de nombreuses applications pratiques des lignes de transmission CRLH ont été proposées [101]. Les applications à onde guidée et les applications à onde rayonnée de ligne de transmission CRLH [103-104], notamment les antennes à onde de fuite balayées en fréquence et analysées électroniquement, les antennes résonnantes d'ordre zéro, etc., ont également été présentées.

## 2.5 Application des métamatériaux

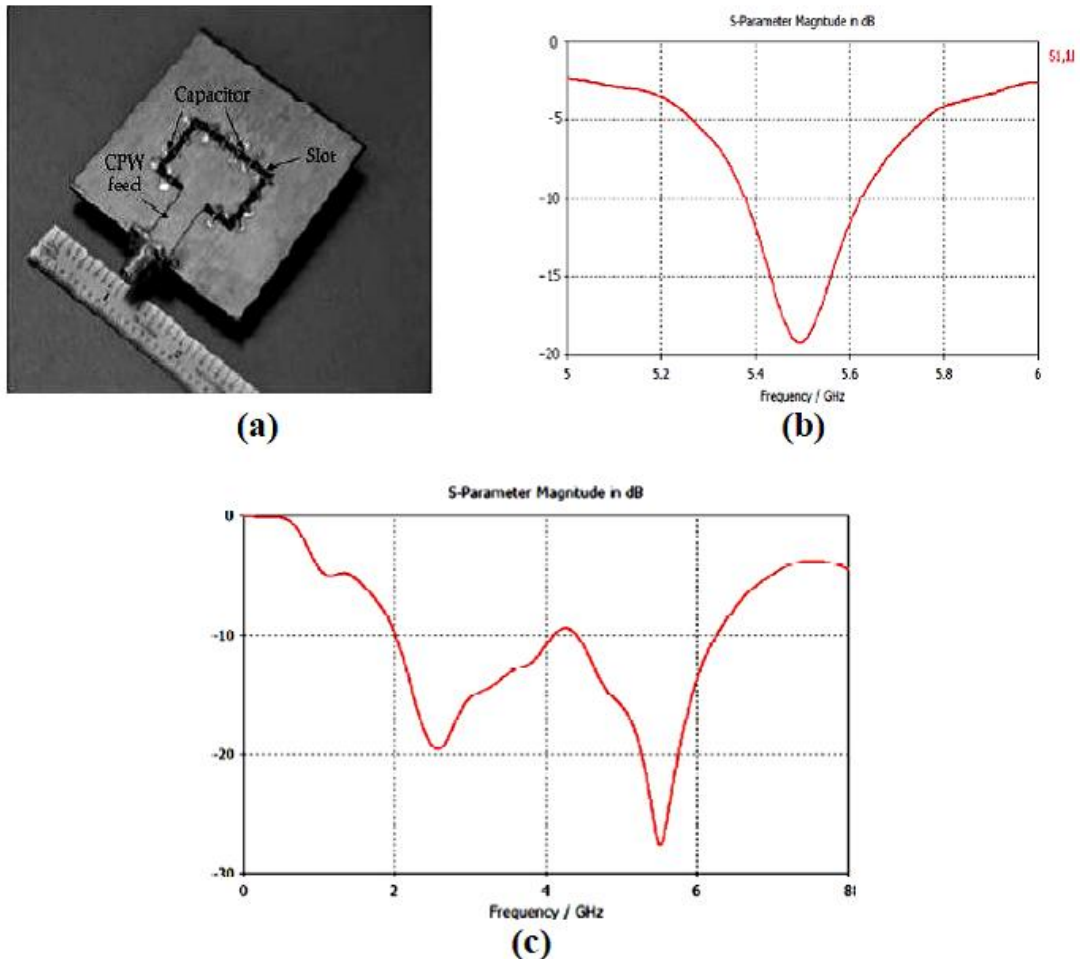
Le métamatériau est un domaine de recherche qui revêt une importance et des défis théoriques importants et qui a permis des avancées significatives en théorie. Cependant, le manque d'application est un goulot d'étranglement pour limiter le développement ultérieur des métamatériaux. Il est donc très important de développer et de rechercher les applications significatives dans ce domaine. La partie suivante présente des applications potentielles du métamatériau et nous sommes heureux de les partager avec les lecteurs.

### 2.5.1 Antenne métamatériau

Les revêtements de métamatériaux ont été utilisés pour améliorer le rayonnement et les propriétés correspondantes des antennes dipôles électriques et magnétiques de faible dimension. Les revêtements de métamatériaux ont été utilisés pour améliorer le rayonnement et les propriétés correspondantes aux antennes de faibles dimensions à dipôles électriques et magnétiques.

Le métamatériau augmente la puissance rayonnée. La plus récente antenne métamatériau émet 95% du signal radio d'entrée à 350 MHz. L'antenne métamatériau expérimentale est aussi petite qu'un cinquième de longueur d'onde. Une antenne patch avec couvercle en métamatériau a une directivité accrue. Une antenne à cornet plat avec une ouverture plate en métamatériau à indice nul a un avantage d'une directivité améliorée. Les métamatériaux à un indice zéro peuvent être utilisés pour obtenir des antennes à haute directivité, parce qu'un signal se propageant dans un

métamatériau à indice zéro stimulera une structure de champ statique dans l'espace qui varie dans le temps; la phase en tout point d'un métamatériau à indice zéro aura la même valeur constante une fois que l'état d'équilibre sera atteint. Le métamatériau peut améliorer le gain et réduire la perte de retour d'une antenne patch. La comparaison d'antennes métamatériau inspirée de forme T est donnée ci-dessous et elle est réalisée par M.A. Wan Nordin et al [105].



**Figure 2-23** (a) Circuit fabriqué de l'antenne à base de CPW, (b) Résultat de la simple antenne patch et (c) Résultat de l'antenne métamatériau.

### 2.5.2 Absorbeur métamatériau

Le premier absorbeur à base de métamatériaux de Landy [106] utilise trois couches, deux couches métalliques et une diélectrique et montre une absorptivité simulée de 99% à 11,48 GHz, comme la montre la figure 2-24. Expérimentalement, Landy a pu atteindre une capacité d'absorption de 88%. La différence entre les résultats simulés et mesurés était due à des erreurs de fabrication.

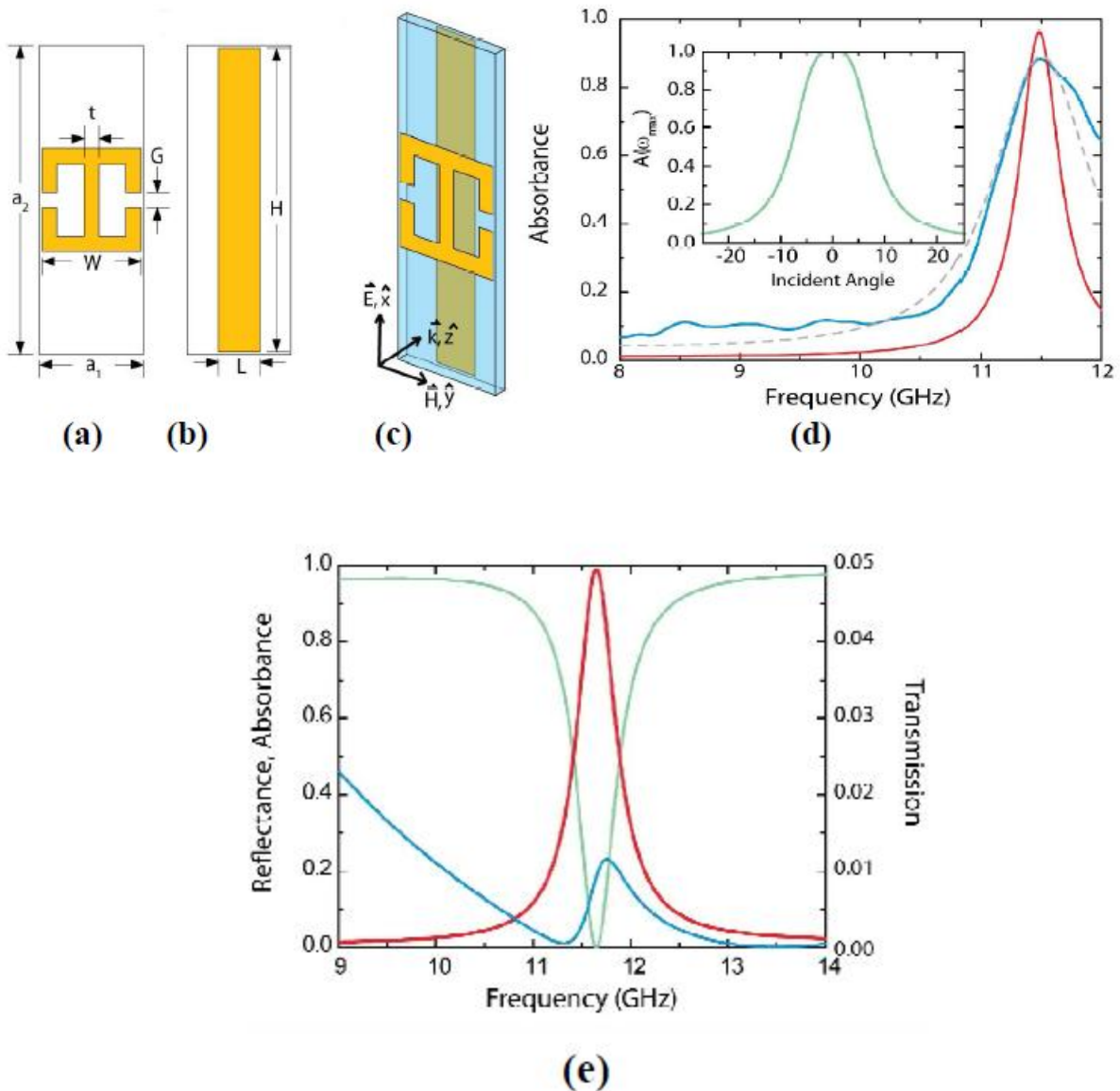


Figure 2-24 (a), (b) & (c) Schéma de la cellule unitaire avec résonateur (d) Résultats après fabrication (e) Résultats après simulation.

### 2.5.3 Super-lentille métamatériau

Super-lentille utilise métamatériaux pour aller au-delà de la limite de diffraction. Ramakrishna [107] a montré qu'il existe des capacités de résolution qui vont au-delà des microscopes ordinaires. Les matériaux optiques classiques présentent une limite de diffraction car seuls les composants de propagation sont transmis par une source de lumière. Les composantes non propagatrices et les ondes évanescentes, ne sont pas transmises. Un moyen d'améliorer la résolution consiste à augmenter l'indice de réfraction, mais il est limité par la disponibilité de matériaux à indice élevé. Le chemin vers la super-lentille est son aptitude à améliorer et à récupérer de manière significative les ondes évanescentes qui transportent des informations à des échelles très petites. Aucune lentille n'est encore capable de reconstituer complètement toutes les ondes évanescentes émises par un

objet. Le futur défi est donc de concevoir une super-lentille pouvant constituer toutes les ondes évanescentes pour obtenir une image parfaite.

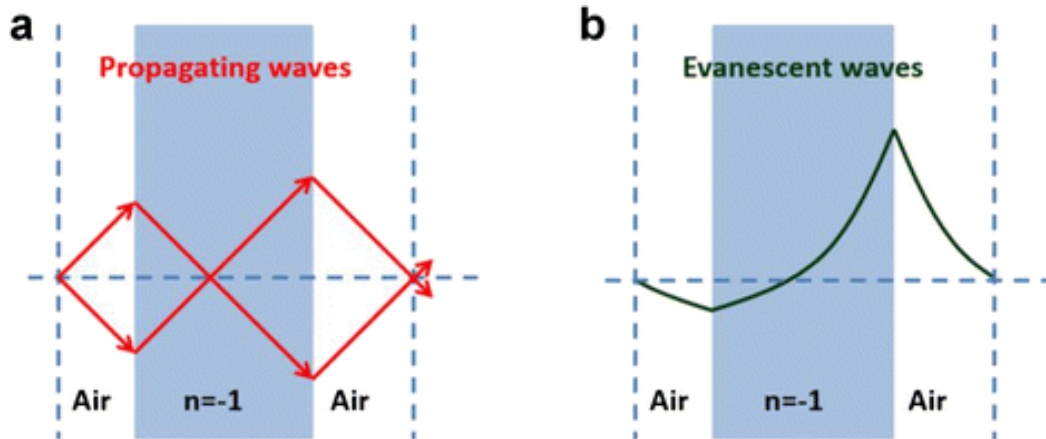


Figure 2-25 (a) Récupération des ondes propagant, (b) Amplification de l'onde évanescente.

2.5.4 Cape d'invisibilité métamatériau

Le camouflage peut être obtenu en annulant le champ électrique et magnétique généré par un objet ou en guidant l'onde électromagnétique autour de l'objet (comme montre la figure 2-26). Guider les ondes signifie transformer le système de coordonnées de telle sorte que le champ électromagnétique de la cape creuse soit nul, ce qui fait disparaître la région à l'intérieur de la coque. La cape d'invisibilité métamatériau basé sur le concept de transformation des coordonnées et cela décrit par Adnan noor [108].

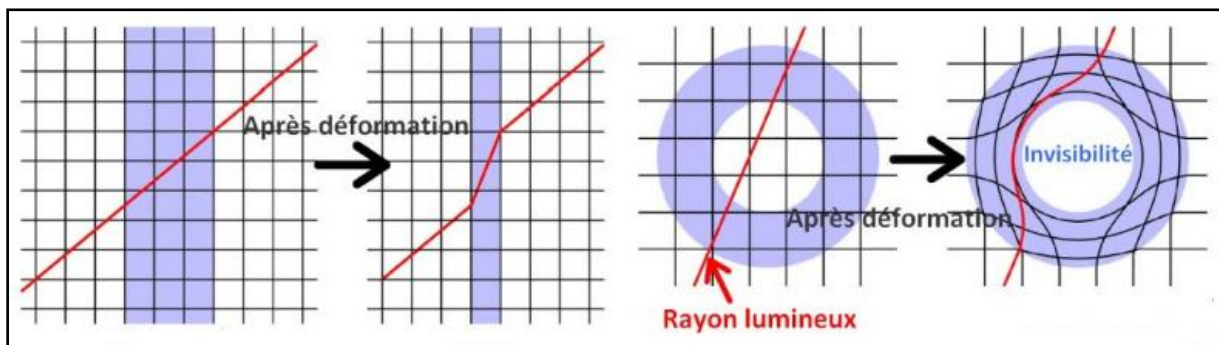
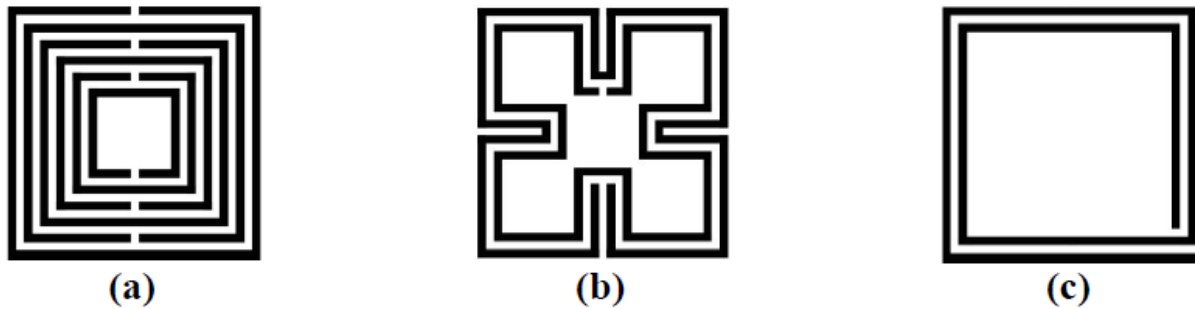


Figure 2-26 Le rayon lumineux est en rouge et l'objet camouflé est entouré par la zone en bleu.

2.5.5 Les capteurs métamatériaux

Métamatériaux ouvrent une porte pour concevoir un capteur avec une sensibilité spécifiée. Ils fournissent des outils pour améliorer de manière significative la sensibilité et la résolution des capteurs. Les capteurs en métamatériaux sont utilisés dans le domaine électronique, agriculture et

biomédical, etc. En électronique, les capteurs sont basés sur des matériaux résonnants et utilisent la SRR (Split Ring Resonator) pour obtenir une meilleure sensibilité (voir figure 2-27), dans le domaine biomédical, les capteurs de contrainte sans fil sont largement utilisés, des capteurs de contrainte basés sur des SRR imbriqués ont été développés pour améliorer la sensibilité et décrits par Goran Kiti et al [109].



**Figure 2-27** Cellules unitaires de métamatériaux utilisées pour les capteurs (a) multiple résonateurs en anneaux fendus SRR (b) Sierpinski SRR (c) SRR en spirale.

### 2.5.6 Compensateur de phase métamatériau

Le métamatériau joue le rôle de compensateur de phase lorsque la vague d'onde traverse une dalle DPS (double positive) ayant un déphasage positif alors que la dalle DNG a un déphasage opposé, lorsque la sortie d'onde d'une dalle DNG, la différence de phase totale est égale à zéro. Le concept est décrit par Adnan Noor [108].

### 2.5.7 Les filtres métamatériaux

En théorie des circuits électriques, un filtre est un quadripôle qui modifie l'amplitude ou la phase du signal d'entrée en fonction de sa fréquence. Un filtre n'ajoute pas de nouvelles fréquences au signal d'entrée. Les filtres sont utilisés dans les systèmes électroniques pour accentuer des signaux dans certaines gammes de fréquence et réduire d'autres signaux dans d'autres gammes de fréquences.

Les filtres métamatériaux sont caractérisés par une permittivité et perméabilité simultanément négative, la conception de ces filtres se base sur les résonateurs en anneaux fendus (SRR) et/ou complémentaires résonateurs en anneaux fendus, placés sur différentes lignes de transmissions tels que les guides d'onde coplanaires, les lignes micro-rubans ...etc. L'utilisation des résonateurs SRRs et CSRRs métamatériaux était pour réaliser des filtres miniaturisés, compacts et reconfigurables [45] [110] avec un compromis sur la performance électromagnétique. Selon la conception et l'architecture géométrique et paramétrique des ces structures on distingue plusieurs types de filtres, comme le filtre stop bande, filtre, passe bande, ultra large bande et coupe bande...etc. Dans notre thèse, on va présenter quelque structure de filtre hyperfréquence métamatériau, en examinant et

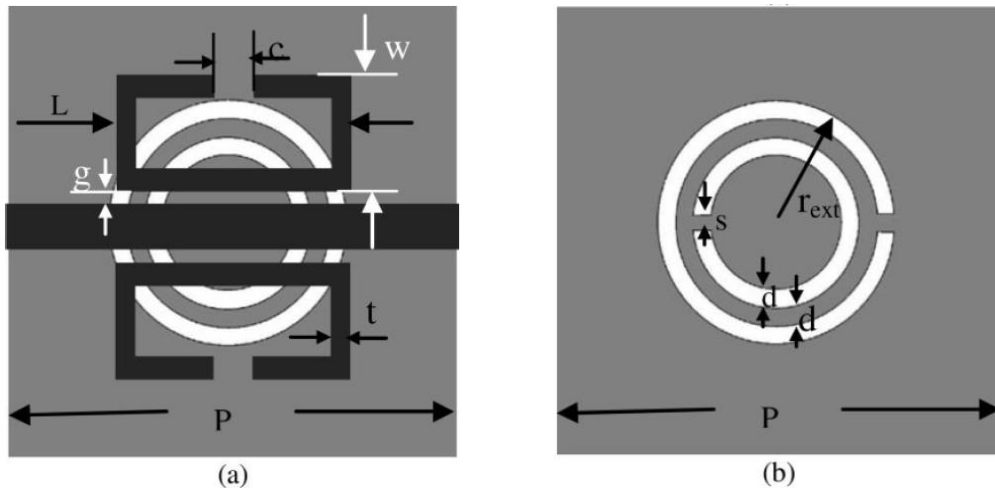
étudiant les caractéristiques de transmission, de réflexion électromagnétique, l'indice de réfraction et le VSWR (voltage standing wave ratio).

### 2.5.7.1 Filtres métamatériaux à base de structures micro-ruban

Depuis quelques années, plusieurs équipes dans la recherche sur "HF & Microwave" ont travaillé sur ce domaine en présentant des bonnes performances de filtrage à base de métamatériaux. On peut avoir des meilleurs résultats (taille de filtre, caractéristique électromagnétique, sélectivité...etc) en basant sur l'approche résonante et avec l'implémentation de cette méthode en technologie des plaques de circuit imprimé (PCB : Printed-Circuit Boards). Les filtres à base de résonateurs sont caractérisés par leur bande étroite. Pour élargir la bande, un réseau de cellules différentes (chacune résonante à une fréquence donnée) est utilisé. Des filtres ont pu être réalisés en utilisant des lignes micro-rubans.

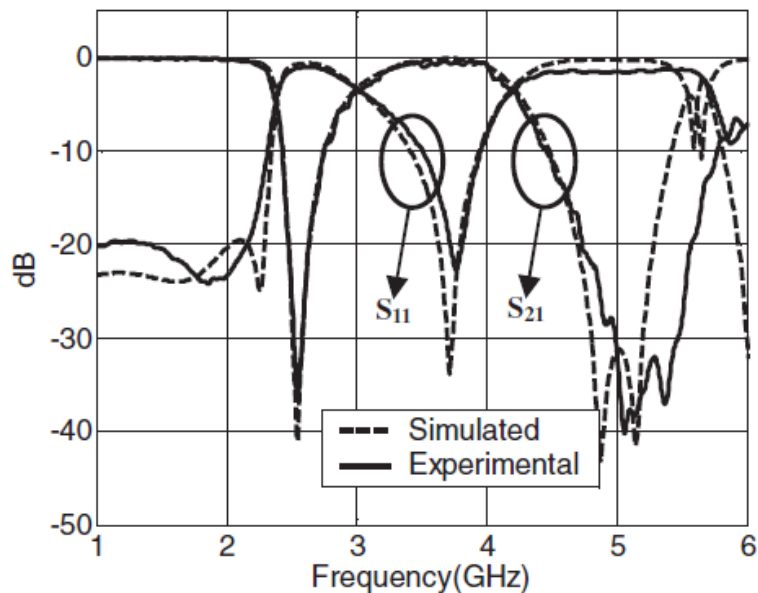
Plusieurs équipes ont essayé d'intégrer les résonateurs métamatériaux sur les lignes microrubans, pour concevoir des filtres hyperfréquences. Dans [111], les auteurs présentent une approche pour la conception des filtres à double bandes de rejections (Dual band-rejection filters (DBRF)), qui utilise des résonateurs à anneau fendus (SRR) et un résonateur à anneau fendu complémentaire (CSRR). Le DBRF proposé est composé de deux cellules unitaires de la structure illustrée à la figure 2-28. Nous pouvons voir que le CSRR est gravé dans le plan de masse, sous la bande conductrice, tandis que deux SRR rectangulaires simples se trouvent à côté de la bande conductrice supérieure. Le nouveau DBRF est fabriqué sur le substrat Rogers RO3010 avec une constante diélectrique relative de 10,2 et une épaisseur de 50 mil. La bande conductrice supérieure a une largeur de 1,2 mm, ce qui correspond à une impédance caractéristique de 50  $\Omega$ . Les SRRs [45] [55] ont attiré une attention considérable en raison de leur capacité de permettre le magnétisme artificiel à des fréquences élevées. En raison de la capacité répartie entre les anneaux concentriques et de l'inductance globale des anneaux, SRR se comporte comme un réservoir résonnant LC qui peut être excité par un flux magnétique externe [112]. Par la suite, le CSRR [80], qui est l'image négative d'une SRR, a été proposé comme une autre particule clé pour la conception de métamatériaux. Puisque les SRRs et les CSRRs sont les deux des configurations planes, ils (bien combinés en technologie micro-ruban avec des fils métalliques en shunt ou des fentes en séries) ont été appliqués avec succès à la conception de nouveaux filtres hyperfréquences planaires [113-114].





**Figure 2-28** Cellule unitaire de la ligne micro-ruban chargée avec les CSRR (gravés dans le plan de masse) et les SRR (posés en haut) (a) vue de dessus, (b) vue de dessous. La zone grise représente la métallisation [111].

La figure 2-29 présente les coefficients de transmission et de réflexion simulés et mesurés, indiquant que les deux réponses sont en bon accord. Le résultat de la mesure montre qu'il y a deux zéros de transmission des deux côtés de la bande passante. Ils sont respectivement de -36 dB et de -40 dB à des fréquences de 2,55 GHz et 5,05 GHz. Dans la plage de fréquence [2,5–2,6 GHz] et [5–5,5 GHz], le niveau de rejection est supérieur à 30 dB, et les pertes d'insertion dans la bande passante sont inférieures à -1 dB entre 3,3 et 4,0 GHz.



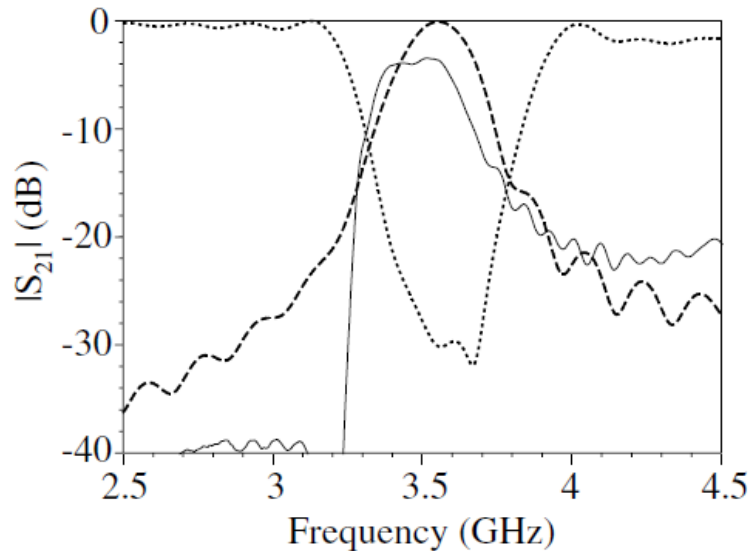
**Figure 2-29** Réponses simulées et mesurées du DBRF fabriqué.

Dans une autre approche de conception, une équipe de recherche espagnole [115] a proposé une structure de filtres métamatériau associés en technologie micro-ruban et le principe de Babinet (les résonateurs de type CSRR) afin de concevoir de métasurfaces en fréquence à haute sélectivité et de métamatériaux planaires à permittivité diélectrique négative. Cette structure est basée sur une ligne de transmission micro-ruban et certains CSRRs soient gravés sur le plan de masse dans des régions où le champ électromagnétique est important. L'effet de ces CSRRs est de produire une polarisation supplémentaire dans cette région, cette polarisation est simplement proportionnelle au champ externe et très négative (c'est-à-dire antiparallèle à ce champ) autour et au-dessus de la fréquence de résonance. Ainsi, l'effet des CSRRs est de changer la permittivité effective du substrat de valeurs positives à des valeurs négatives dans une région de fréquence proche de la fréquence de résonance des CSRRs. Par conséquent, une région de substrat de permittivité négative efficace peut être créée par cette procédure. Afin de montrer cet effet par une expérience, la structure plane schématisée sur la figure 2-30 a été conçue et fabriquée. Ceci est une modification de la ligne de transmission micro-ruban, incorporant certains CSRRs gravés sur le plan de masse, sous la bande supérieure.



**Figure 2-30** Une ligne micro-ruban (en noir) sur un plan de masse (en gris) avec quelques CSRR gravés dessous. Des espaces capacitifs ont été gravés sur la bande pour obtenir une bande passante main-gauche [115].

La figure 2-31 montre le coefficient de transmission simulé et mesuré pour la ligne de transmission micro-ruban à quatre cellules unitaires représentée sur la figure 2-30, avec et sans espaces capacitifs gravés sur la bande métallique. Un bon accord peut être trouvé entre le résultat expérimental et la simulation, et les écarts peuvent être attribués aux pertes ohmiques dans les CSRRs.



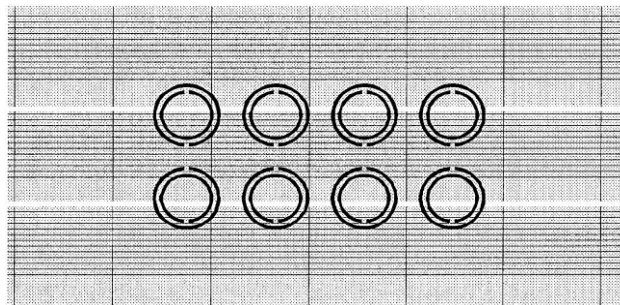
**Figure 2-31** Résultats simulés (en utilisant CST Microwave Studio) pour le coefficient de transmission dans la structure de la figure 2-30 avec (trait discontinue) et sans (ligne en pointillés) lacunes capacitives. Les résultats expérimentaux pour le coefficient de transmission avec les écarts capacitifs sont également indiqués (trait continu).

### 2.5.7.2 Filtres métamatériaux à base de structures guide d'onde coplanaire

Pour ce genre de technologie, les structures coplanaires, qui nécessitent une métallisation uniquement sur une face du substrat et qui est modélisée par une ligne conductrice et le plan de masse, présentent des avantages en matière de production, de connexion et de coût. Le plan de masse se trouve au même niveau que le conducteur central qui permet l'élimination des via-hole, alors cette structure peut connecter un composant sans avoir à usiner des trous métallisés à travers le substrat en limitant ainsi les effets parasites et par conséquent, un report facile et fiable par la technique flip-chip. Les espacements entre la bande conductrice et le plan de masse apportent également un taux de souplesse et de flexibilité supplémentaire dans la conception et l'analyse des configurations coplanaires. Enfin, les CPW présentent un bon compromis entre les structures de couplages inter-résonateurs faibles et les topologies compactes afin d'élaborer des filtres à bande étroite. L'inconvénient de cette technologie est la présence des pertes élevées à cause des densités de courant importantes sur les bords des bandes conductrices.

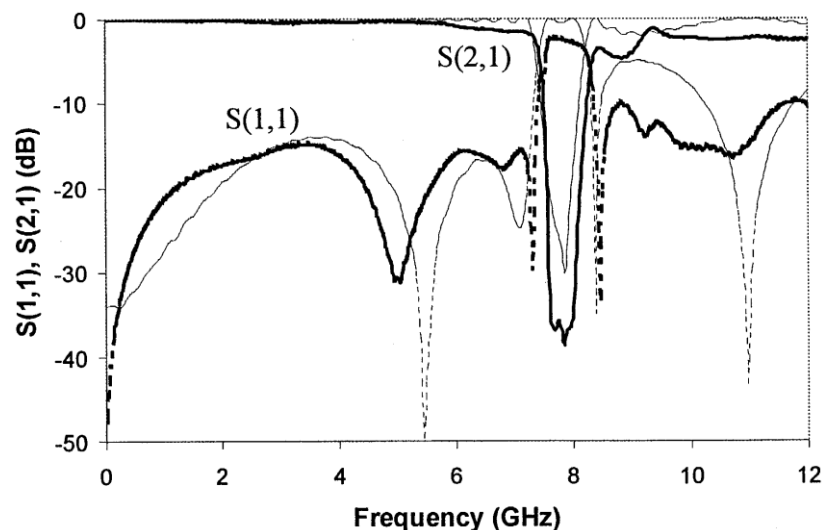
Une équipe de recherche [114] a utilisé cette technologie et à base des résonateurs métamatériaux dans le but de concevoir un filtre coupe-bande compact. La structure de ce filtre à bande d'arrêt en quatre cellules unitaires est représentée sur la figure 2-32. Les SRRs sont disposés symétriquement par paires juste au-dessous des fentes pour obtenir un couplage inductif élevé à la résonance. Pour améliorer ce couplage, il est commode de concevoir l'hôte CPW avec des largeurs de fente étroites par rapport au rayon "r" de l'anneau interne. Une autre exigence importante est l'impédance caractéristique du CPW, qui doit être définie sur 50  $\Omega$  pour éviter une mauvaise correspondance dans

la bande passante de la structure. Alternativement, les SRR peuvent être configurés dans la partie supérieure du substrat entre la bande centrale et les plans de masse. Cela présente l'avantage d'une fabrication facile (un seul niveau de métal suffit), mais présente deux inconvénients: un couplage magnétique plus faible et des fentes très larges. Comme une ligne de  $50 \Omega$  ne peut pas être obtenue avec les largeurs de fente requises pour accueillir les anneaux, des réseaux correspondants aux ports d'entrée/sortie sont nécessaires. Cela complique la conception de l'appareil et augmente sa longueur. Par conséquent, ils ont uniquement considéré les CPW appariés avec des SRR gravés en métal dans la face arrière.



**Figure 2-32** Configuration du filtre à bande d'arrêt SRR-CPW en échelle de 4 cellules unitaires [114].

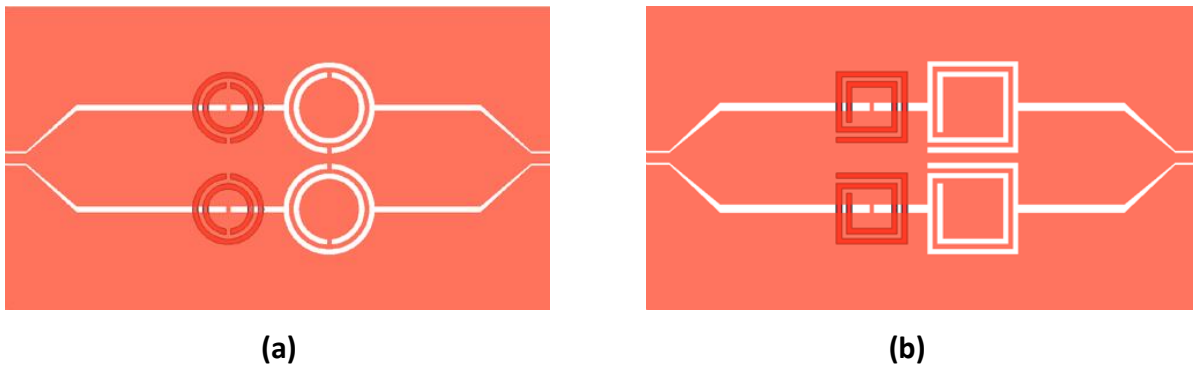
La réponse en fréquence de la structure de la figure 2-32 confirme la présence d'une bande rejetée étroite centrée sur la fréquence de 7.7 GHz (figure 2-33).



**Figure 2-33** Les pertes d'insertion et de retour simulées (lignes fines) et mesurées (lignes en gras) pour le filtre SRR-CPW.

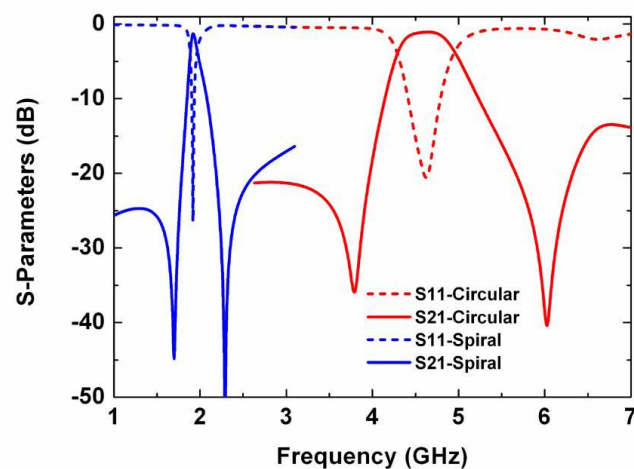
Une autre équipe [116] a travaillé sur le même concept, pour un filtre passe bande à ligne couplée réalisé en technologie CPW associé à des résonateurs de type SRR et CSRR de différentes formes (circulaire SRR et rectangulaire spiralé RSR), pour but d'éliminer les bandes indésirables ainsi que d'augmenter le niveau de rejection du filtre. Les auteurs ont appliqué le principe de Babinet pour

incorporer des SRR complémentaires (CSRR) et SRR simultanément dans un CPW. Les CSRR présentent une forte atténuation pour les hautes fréquences alors que les composants à basse fréquence subissent peu de pertes. En revanche, les SRR ne présentent que le comportement inverse. La structure proposée par cette équipe est montrée sur la figure 2-34.



**Figure 2-34** Configuration du filtre (a) (SRR / SL-CSRR) CPW et (b) la structure proposée (RSR / SL-CRSR) CPW [116].

Des simulations sont effectuées pour deux modèles illustrés à la figure 2-34: un SRR/SL (strip lines) en série avec un CSRR et un RSR/SL en série avec un CRSR. Un substrat RO3003 d'une épaisseur de 0,127 mm a été utilisé pour toutes les simulations. Les pertes simulées de retour (tiret) et d'insertion (solide) pour les deux structures sont illustrées à la figure 2-35. Alors que la fréquence centrale de la structure circulaire (SRR/SL-CSRR) est de 4,6 GHz avec une perte d'insertion de 1 dB, la structure rectangulaire spiralée (RSR/SL-CRSR) présente une résonance à seulement 1,92 GHz avec une perte d'insertion comparable de 1,3 dB. Bien que la taille électrique des structures circulaires soit relativement petite avec seulement  $0,29 \lambda_g$  par  $0,29 \lambda_g$  (avec  $\lambda_g$  comme longueur d'onde guidée), la structure en spirale rectangulaire est encore miniaturisée avec des dimensions de contour électrique de seulement  $0,12 \lambda_g$  par  $0,12 \lambda_g$ .



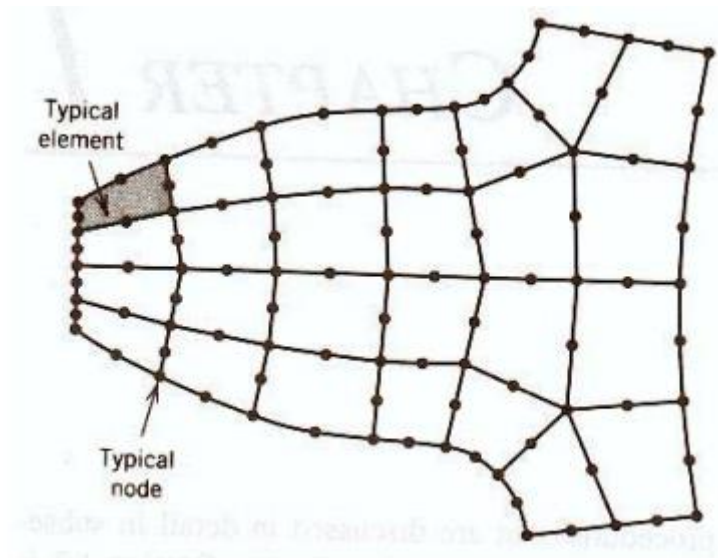
**Figure 2-35** Les paramètres S pour les filtres métamatériaux SRR / SL-CSRR et le RSR / SL-CRSR.

## 2.6 La méthode numérique et les outils de simulation de métamatériaux

Dans le domaine de l'électromagnétisme, la technique numérique la plus utilisée et qui permettant de résoudre un large éventail de phénomènes physiques complexes, en particulier ceux qui présentent des géométries et matérielles non-linéaires (telles que celles que l'on rencontre souvent en sciences physiques et en génie comme métamatériaux) est la méthode des éléments finis (FEM: Finite Element Method). Ces problèmes peuvent être de nature structurelle, thermique (ou thermomécanique), électrique, magnétique, acoustique, etc. Il est utilisé le plus souvent pour résoudre les problèmes qui ne peuvent être soumis à des traitements analytiques. Dans cette section, on va discuter comment nous l'avons utilisée avec le logiciel HFSS®. Nous aborderons ensuite les différentes méthodes d'extraction de l'indice de réfraction des métamatériaux.

### 2.6.1 La méthode des éléments finis

Le terme élément fini [117] a été inventé par Clough en 1960. Au début des années 1960, les ingénieurs ont utilisé cette méthode pour trouver des solutions approximatives aux problèmes de l'analyse des contraintes, de l'écoulement des fluides, du transfert de chaleur et d'autres domaines. Le premier livre sur la méthode FEM de Zienkiewicz et Chung a été publié en 1967. A la fin des années 1960 et au début des années 1970, la technique FEM a été appliquée à une grande variété de problèmes d'ingénierie. La plupart des logiciels commerciaux FEM sont apparus dans les années 1970. (Ansys, Abaqus, Adina, etc.). La prémisse est très simple, les domaines continus (les géométries) sont décomposés en régions discrètes et connectées (ou éléments finis) dont l'ensemble est appelé maillage (voir figure 2-36). Un assemblage d'équations au niveau des éléments est ensuite résolu afin d'établir la réponse du domaine complet à un ensemble particulier avec des conditions aux limites. La méthode FEM possédait un avantage d'utiliser un maillage non-uniforme qui permet de donner plus de détails sur les mailles (notamment pour des géométries complexes), et plus le maillage est fin, plus l'approximation de la solution sera bonne, mais nécessite une puissance de calcul relativement élevée, notamment pour les structures complexes.



**Figure 2-36** Maillage bidimensionnel d'une structure non-uniforme.

Il existe plusieurs méthodes des éléments finis [117], et qui sont l'approche directe, qui est la méthode la plus simple pour résoudre des problèmes discrets de 1 et 2 dimensions; la méthode des résidus pondérés qui utilise directement les équations différentielles (par exemple, la méthode Galerkin) et l'approche variationnelle qui utilise le calcul de la variation et la minimisation de l'énergie potentielle (par exemple, la méthode de Rayleigh-Ritz).

### 2.6.2 Logiciel HFSS

ANSYS HFSS est un logiciel de simulation électromagnétique 3D destiné à la conception et à la simulation de produits électroniques à haute fréquence tels que les antennes, les réseaux d'antennes, les composants RF ou hyperfréquences, les interconnexions à grande vitesse, les filtres, les connecteurs, paquets de circuits intégrés et cartes de circuits imprimés. Les chercheurs du monde entier utilisent ANSYS HFSS pour concevoir des composants électroniques à haute vitesse et à haute fréquence que l'on retrouve dans les systèmes de communication, les systèmes radar, les satellites, produits de l'internet des objets (IoT: internet of things) et autres appareils numériques RF et à haute vitesse.

HFSS (High Frequency Structure Simulator) utilise des solveurs polyvalents et une interface utilisateur graphique intuitive pour vous offrir des performances inégalées et une connaissance approfondie de tous vos problèmes électromagnétiques 3D. Grâce à l'intégration avec les outils d'ANSYS thermiques, structurels et de dynamique des fluides, HFSS fournit une analyse multi-physique puissante et complète des produits électroniques, garantissant leur fiabilité thermique et structurelle. Grâce à sa technique de maillage adaptatif automatique et à ses solveurs sophistiqués, le HFSS est synonyme de précision et de fiabilité à toute épreuve, qui peut être accéléré grâce à la technologie de calcul haute performance (HPC : High Performance Computing).

Pour un système décrit par l'équation différentielle [118-119] :

$$L[u(x)] = f(x) \quad (2-50)$$

Où  $L$  est un opérateur différentiel linéaire (correspondant dans notre cas aux équations de Maxwell),  $f$  est une fonction,  $u$  est une solution exacte du problème et  $x$  la variable. Pour que le problème soit complet, on considère les conditions aux limites  $u(a)$  et  $u(b)$  connues. L'équation différentielle (2-50) résolu par son code d'éléments finis est l'équation d'onde suivante :

$$\nabla \times [\mu_r^{-1} \nabla \times E] - k_0^2 \epsilon_r E = 0 \quad (2-51)$$

Il se considère comme un code fréquentiel car cette équation doit être résolue pour chaque valeur de  $k_0 = 2\pi v/c$ , où  $v$  représente la fréquence. Ce code est tridimensionnel et produit un maillage tétraédrique adaptatif. La résolution par éléments finis de ces structures, associée à un calculateur intégré permet la visualisation des différents champs et grandeurs physiques.

La majorité des erreurs HFSS sont liées à une mauvaise utilisation des excitations et des conditions aux limites. Les conditions limites sont importantes car elles ont un impact significatif sur la solution électromagnétique. Le HFSS propose pour les simulations de structures infinies, l'utilisation de conditions aux limites (Boundary Condition) "perfect E" et "perfect H" sur les surfaces de la cellule unitaire, dans les directions  $x$  et  $y$ . Les conditions aux limites déterminent la portée du modèle, ils peuvent réduire la complexité du modèle et peuvent être aussi utilisées pour réduire le temps de solution et les besoins en ressources informatiques. La configuration de ces conditions aux limites se fait de manière appropriée sur les plans de symétries et d'antisymétrie de la cellule unitaire (le champ  $E$  est normal à tout plan d'antisymétrie électrique et tout champ  $H$  est normal aux plans de symétrie magnétique), on peut ainsi à la fois simuler la périodicité du réseau et réduire la taille de la région simulée.

Afin de simuler la conception, nous devons créer/assigner au moins une excitation de port. Vous pouvez choisir parmi plusieurs types d'excitations, mais l'excitation la plus courante que nous utilisons dans cette thèse est le "Wave Port n". Les ports d'excitations doivent être situés sur une face externe ou soutenus par un conducteur parfait d'un côté. Dans cette étude, nous aurons deux ports d'excitations, un de chaque côté de la ligne de transmission pour déterminer les coefficients de transmission et de réflexion [120].



### 2.6.3 Les techniques d'extraction des paramètres effectifs

Dans la suite de nos travaux, l'élément substantiel est de prouver que ces dispositifs métamatériaux présentent un indice de réfraction négatif autour ou à la fréquence de résonance. Il existe différentes approches pour obtenir la permittivité et la perméabilité à partir des coefficients de réflexion et transmission. Chacune des méthodes de conversion présente des avantages et des limites différents. La sélection de la méthode dépend de plusieurs facteurs tels que les paramètres S ( $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ) simulés ou mesurés, la longueur de l'échantillon, les propriétés diélectriques souhaitées, la vitesse de conversion et la précision des résultats convertis. Les paramètres S résultant d'une onde normalement incidente sur une dalle de métamatériau et génère les paramètres effectifs du métamatériau, en supposant que les limites d'une dalle sont bien définies, et que les formules de Fresnel pour la réflexion et la transmission se tiennent à l'interface entre l'air et le métamatériau, avec  $S_{11}$  le coefficient de réflexion et  $S_{21}$  le coefficient de transmission :

$$S_{11} = M_{11} e^{-i\phi_{11}}, \quad S_{21} = M_{21} e^{-i\phi_{21}} \quad (2-52)$$

Avec  $M_{11}$ ,  $M_{21}$ ,  $\phi_{11}$  et  $\phi_{21}$  sont respectivement les modules et les phases de la réflexion et de la transmission. Nicolson-Ross-Weir (NRW) [121-122] est une méthode fournit un calcul direct de la permittivité et de la perméabilité à partir des paramètres S. C'est la méthode la plus couramment utilisée pour effectuer une telle extraction. La mesure du coefficient de réflexion et du coefficient de transmission exige que les quatre paramètres ( $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{22}$ ) ou une paire ( $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ) des paramètres du matériau testé soient simulés ou mesurés. Dans ce qui suit, nous expliquerons le principe de la méthode NRW ainsi que ses limites. Nous verrons ensuite, une seconde méthode d'extraction due à Scher et Kuester.

#### 2.6.3.1 Extraction par la méthode de Nicolson-Ross-Weir

La méthode d'extraction de Nicolson-Ross-Weir (NRW) est basée sur l'inversion des formules de Fresnel exprimant les coefficients de réflexion et de transmission normaux d'une couche de milieu composite à travers l'impédance d'onde du milieu et son indice de réfraction. Grâce à l'impédance d'onde et à l'indice de réfraction, on peut trouver une permittivité et une perméabilité moyennes (pour les milieux anisotropes - composantes tangentielles des tenseurs de permittivité et de perméabilité). Sous la dénomination alternative de la méthode à impédance distribuée, la méthode NRW est connue dans la caractérisation numérique et expérimentale des matériaux naturels ainsi que dans les matériaux composites (granulaires) avec un arrangement de grains très optiquement dense [121-122]. Cette méthode a été appliquée en premier dans le contexte des métamatériaux par Smith et al. [84]. La limite de cette méthode est résumée dans les conditions où il faut qu'un seul

mode propagatif existe dans celui-ci à la fréquence considérée, l'extraction de paramètres effectifs, sera possible dans le cas où la longueur d'onde incidente est très supérieure aux tailles et aux distances entre les constituants élémentaires du milieu composite.

La procédure d'extraction par la méthode NRW est décrite dans l'algorithme de la figure 2-37 ci-dessous :

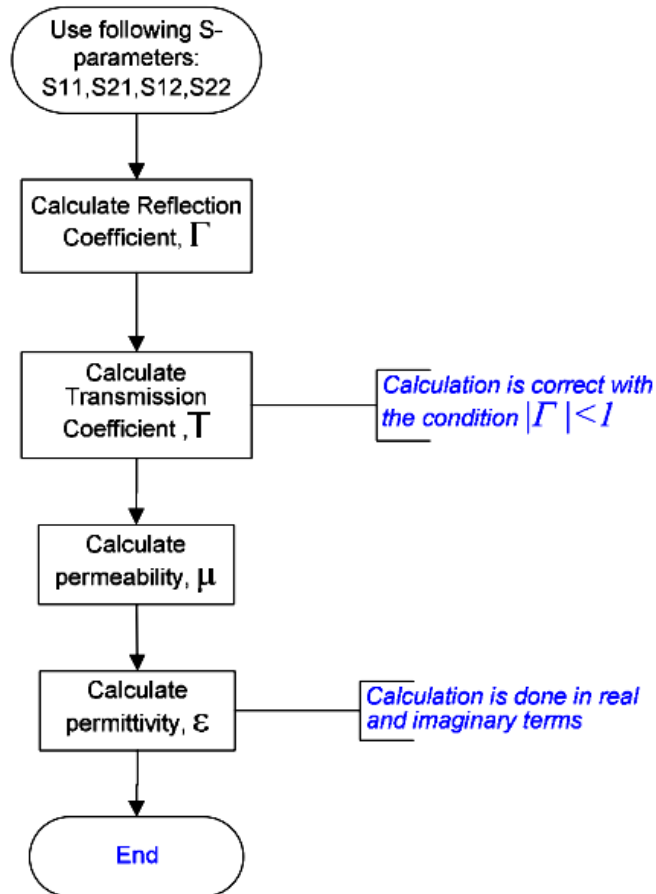


Figure 2-37 Le processus de la méthode NRW.

La méthode NRW est simplement basée sur le calcul classique d'interférence donnant la transmission et la réflexion d'une couche de matériau en fonction de son indice (effectif), de son impédance (effective) et son épaisseur. Smith en [84] a démontré qu'on peut obtenir les valeurs de  $N_{eff}$  et  $Z_{eff}$  en fonction de l'épaisseur  $d$  de couche simulée à du coefficient de transmission  $t' = S_{21}$  et de réflexion  $r = S_{11}$  en inversant les formules de Fresnel :

$$Re(n_{eff}) = \pm Re\left(\frac{\arccos\left(\frac{1}{2t'}[1 - (r^2 - t'^2)]\right)}{kd}\right) + \frac{2\pi m}{kd} \quad (2-53)$$

$$\text{Im}(n_{\text{eff}}) = \pm \text{Im} \left( \frac{\arccos \left( \frac{1}{2t'} [1 - (r^2 - t'^2)] \right)}{kd} \right) \quad (2-54)$$

$$Z_{\text{eff}} = \pm \sqrt{\frac{(1+r)^2 - t'^2}{(1-r)^2 - t'^2}} \quad (2-55)$$

La méthode d'extraction de NRW pose des problèmes de choix de branche complexe quand l'épaisseur selon la direction de propagation est supérieure à plusieurs longueurs d'ondes. Afin d'éviter les erreurs du à la discontinuité de la fonction arccos lorsque l'on utilise les équations 2-53 et 2-54 (indétermination de signe et de m), nous avons basé sur une procédure décrite en [123] permettant de choisir correctement la branche et le signe.

Dans la figure 2-38 nous avons montré comment il est possible de déclarer les expressions de NRW pour extraire le signe de l'indice de réfraction du filtre sous le simulateur HFSS, avec les paramètres "espr", "mur" et "ner" qui sont la partie réelle de la permittivité  $\epsilon$ , la perméabilité  $\mu$  et l'indice de réfraction effectif  $n$  respectivement.  $V_1$  et  $V_2$  sont la somme et la soustraction des coefficients de transmission et de réflexion.

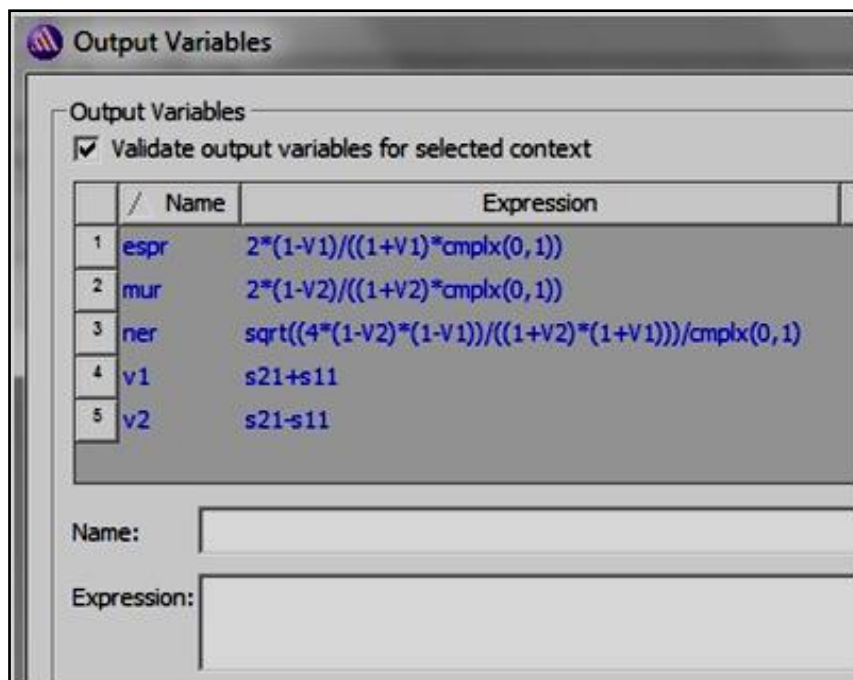


Figure 2-38 Introduction des expressions de "NRW" dans HFSS.

À partir de l'indice et de l'impédance effective, on peut également obtenir les paramètres effectifs :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{n_{\text{eff}}}{Z_{\text{eff}}} \quad (2-56)$$

$$\mu_{eff} = n_{eff} \cdot Z_{eff} \quad (2-57)$$

### 2.6.3.1.1 Limitations de la méthode NRW

Dans [124], les chercheurs établissent une liste des erreurs éventuelles pouvant se produire lorsque l'on utilise cette méthode pour déduire les paramètres effectifs. Ils font état de trois types d'erreurs : le premier type d'erreur possible résulte d'une indétermination dans les limites du matériau, et donc dans l'épaisseur exacte de la couche étudiée. Comme solution, les auteurs déterminent par optimisation les limites du matériau en cherchant une impédance indépendante de l'épaisseur du matériau. Le second type de problème, est bien entendu celui de la détermination des branches appropriées (choix de l'entier  $m$  dans (equ 2-53)). Un troisième problème apparaît quand un des paramètres  $S$  approche de zéro : dans ce cas, l'impédance extraite présente des pics parasites sans signification physique.

### 2.6.3.2 Méthode d'extraction de Scher et Kuester

Cette méthode est proposée par Scher et al en [125] La méthode de Scher et Kuester permet de s'affranchir des problèmes de taille finie que l'on peut rencontrer dans la méthode NRW, car elle reconstruit la réponse d'un matériau tridimensionnel à partir de la réponse d'une seule de ses couches. Cependant, elle suppose une connaissance de la structure et de l'organisation (forme des particules et type de réseau) du matériau composite étudié. Dans notre thèse on s'intéresse complètement par la méthode d'extraction de NRW pour déduire les graphes de l'indice de réfractons des dispositifs métamatériaux.

## 2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons défini en détail les structures, métallo-diélectriques et ses caractéristiques appelées souvent métamatériaux qui présentent des propriétés intrinsèques exceptionnelles plus particulièrement la valeur négative de l'indice de réfraction. (Permittivité et/ou perméabilité négatives).

Durant cette partie et en se basant sur la théorie de Veselago, nous avons défini au départ que signifient les métamatériaux. Une généralité et chronologie des métamatériaux a été ensuite présentée avec les notions de base des lignes de transmissions qui régissent les matériaux dits à main gauche (LHM). Les principaux domaines d'application où l'on attend de nouveaux produits pouvant intégrer des composants ou des systèmes à base de métamatériaux ont été également présentés.

A la fin de ce chapitre, nous avons explicité les outils analytiques destiné à modéliser nos structures métamatériaux. Ces théories ont toutes leurs limites et afin de déterminer leurs domaines de

validité, nous avons aussi étudié l'élément substantiel pour prouver que ces dispositifs métamatériaux présentent un indice de réfraction négatif autour de la fréquence de résonance.

# **CHAPITRE 3**

## **METAMATERIAUX, APPLICATIONS AUX FILTRES**

### 3.1 Introduction

Les filtres hyperfréquences métamatériaux planaires ultra compacts et hautement sélectifs sont en demande dans les systèmes de communication modernes. Ils sont des éléments essentiels pour débarrasser tout signal indésirable du système et permettre au signal de fréquence spécifique de passer. Pour obtenir simultanément ces circuits de petites dimensions et des réponses de coupure nettes, des zéros de transmission proches de la bande de transmission sont requis. Ainsi, les filtres fournissant une réponse de fonction de type elliptique sont d'un intérêt primordial. Différents travaux ont porté sur ces réponses soit pour les filtres coupe-bande ou passe-bande [126].

Ce chapitre est consacré à la conception des filtres métamatériaux, présentant simultanément une permittivité et une perméabilité effective négatives, obtenu par une association de ligne micro-ruban ou CPW avec les résonateurs SRRs. Le but est d'extraire les différents réponses  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  et les paramètres effectifs tels que  $\epsilon_{\text{eff}}$ ,  $\mu_{\text{eff}}$  et  $n_{\text{eff}}$  et le VSWR de cette structure.

La procédure d'extraction et d'homogénéisation décrite dans le chapitre 2 sera utilisée pour l'extraction des différents paramètres propres aux structures.

Nous associerons donc les lignes micro-rubans ou CPW avec les résonateurs en anneau fendu (SRR et/ou CSRR) afin de simuler et fabriquer un filtre métamatériau composite main gauche que nous analyserons par la suite. Les analyses fréquentielles seront faites en employant les logiciels HFSS, MATLAB et ADS.

### 3.2 Filtre métamatériau à indice de réfraction négatif

L'avènement des technologies de microsystemes et des nanotechnologies a permis des percées dans de nombreux domaines scientifiques et technologiques, offrant des fonctionnalités bien au-delà des technologies naturelles. Il a permis de structurer des matériaux pour des applications électromagnétiques et optiques de manières auparavant inimaginables. Parmi les exemples les plus connus de nouvelles structures électromagnétiques, on peut citer les cristaux photoniques [110] et les métamatériaux à indice de réfraction négatif, communément appelés matériaux main-gauche [83] [87]. Celles-ci ont permis d'étendre le fonctionnement des éléments passifs et actifs pour les applications hyperfréquences et optiques au-delà des limites précédemment jugées possibles. Un autre résultat était une miniaturisation extrême des composants, parfois même de trois à quatre ordres de grandeur. Les métamatériaux à indice de réfraction négatif (NRI : Negative Refractive Index) sont des composites artificiels, caractérisés par des fonctionnalités de sous-longueur d'onde et une valeur efficace négative de l'indice de réfraction [83] [87]. Ces matériaux ont été théoriquement prédits en 1967 par Veselago [43]. Cependant, la plupart des idées liées à la réfraction négative sont apparues encore plus tôt. L.I. Mandelshtam a décrit la réfraction négative et la propagation en

arrière des ondes dans son manuel publié en 1944 [50]. Les lignes de transmission à ondes ascendantes ont été décrites par Malyuzhinets en 1951 [127]. La première histoire du domaine est décrite en détail dans [128]. Le principal problème avec tous les premiers travaux était qu'en raison de la limitation technologique, ces idées ne restaient qu'une curiosité scientifique et n'attiraient donc pas beaucoup d'attention. Avec l'arrivée de la micro et de la nano fabrication, de nouvelles possibilités se sont ouvertes pour la mise en œuvre pratique de différents métamatériaux et le domaine a été intensément étudié par plusieurs équipes de recherche. Les textes fondamentaux de Pendry [55-56 ;61] étaient extrêmement influents. Un autre coup de pouce dans le domaine est apparu lorsque Smith, Shelby et al [82-84] [57; 62] ont confirmé l'existence de la NRI. L'applicabilité de NRI pour les lentilles qui évite la limite de diffraction en utilisant à la fois des ondes électromagnétiques périodiques et évanescentes, tel que proposé par Pendry en 2000 [56] encore accru l'intérêt pour la NRI. Le domaine a continué à se développer du fait que les équations de Maxwell sont évolutives, de sorte que pratiquement les mêmes stratégies peuvent être utilisées pour le domaine des hyperfréquences et de l'optique, y compris l'approche de la ligne de transmission (comme déjà vu dans le chapitre précédent). Aujourd'hui, le nombre des équipes qui étudient le métamatériau à NRI et le nombre de traités publiés sur ce sujet augmentent de manière exponentielle. Dans cette thèse, l'utilisation de la SRR et CSRRs pour concevoir de filtres hyperfréquences miniature sera étudiée, à l'aide de l'analyse effectuée au moyen de simulateur "HFSS" et parfois calculé avec le simulateur "ADS". L'intérêt des métamatériaux ont été rapportés souvent, avec les propriétés l'électromagnétique (EM) de ces matériaux. Dans ce chapitre, des nouveaux structures de filtres métamatériaux compacts à indice négatif coupe-bande, passe-bande et large bande planaires basées sur des résonateurs à anneaux fendus (SRRs avec différente forme et leurs complémentaires CSRRs) sont étudiées pour analyser les approches de conception et les performances de ces dispositifs. La fréquence de résonance ou la position des zéros de transmission peut être ajustée pour éliminer les bandes de parasites et de contrôler le rejet out-of-band, en fonction des dimensions de la structure SRR et CSRR et qui peut également être améliorée en augmentant le nombre des cellules de Filtre par résonateur. Ces propriétés ont été exploitées et appliquées à la conception de plusieurs types de filtres. L'équipe de recherche [129] a proposé de combiner un réseau périodique de structure ultra large bande (UWB : Ultra-Wide-Band) cellulaire  $2 \times 2$  SRRs carré. De la figure 3-1, l'indice de réfraction présente des pics négatifs de 6,68 GHz à 8,09 GHz et 8,50 GHz à 14,54 GHz.



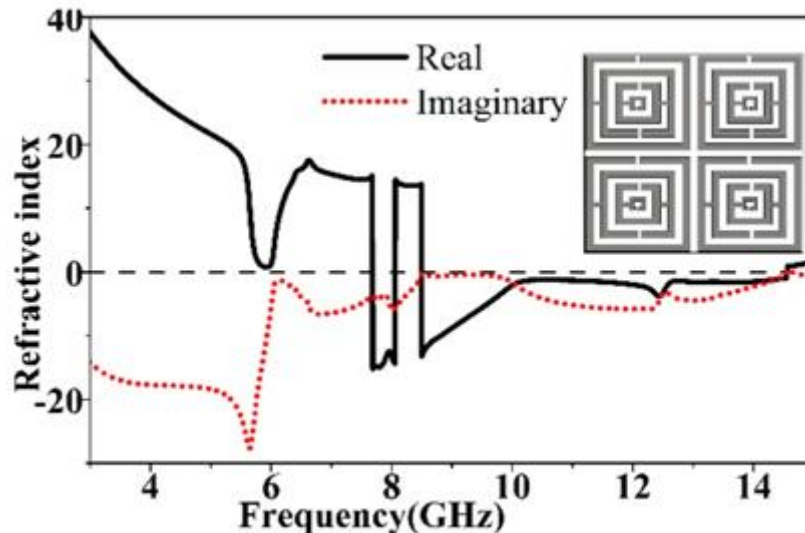


Figure 3-1 L'indice de réfraction du réseau cellulaire métamatériau 2x2 de SRRs carré.

### 3.3 Les éléments de base technologique pour la conception

Dans cette étude nous avons donc choisi de se baser sur l'approche des métamatériaux et proposé une démarche de conception pratique basée sur l'utilisation complémentaire de plusieurs outils de conception comme l'approche de conception, le substrat diélectrique et le type et la forme du résonateur utilisée.

#### 3.3.1 L'approche de conception

Il existe trois approches pour la conception et la réalisation des filtres métamatériaux, une approche basée sur les lignes CRLH, une autre sur les résonateurs et une troisième c'est l'approche hybride. L'approche des métamatériaux basée sur les lignes CRLH permet de concevoir dans le cas équilibré des filtres passe bande à large bande. L'inconvénient majeur de cette approche, des défauts de planitude dans la bande de transmission sont résulte suite à des difficultés de trouver une stabilité et une équilibre expérimentale entre les bandes main gauche et main droite. En revanche, les rejections en haute fréquence de cette approche est insuffisante par rapport à nous besoin.

L'approche basée sur les résonateurs est adaptée mieux à la conception des filtres à bande étroite, sélective et facile à concevoir de fait leur caractère résonnant, même il présente des niveaux de rejection important et fiable.

L'approche hybride regroupe les deux approches CRLH et les résonateurs. Cela permet de concevoir des filtres large bande tout en ayant de bonnes rejections hors bande et une bonne planitude. Mais elle présente des structures très complexé à concevoir et un coût de réalisation très élevés. Notre choix s'est donc tourné vers une approche basée sur les résonateurs qui regroupe la facilité de conception, le coût, les performances et le bon niveau de rejection.

### 3.3.2 Le substrat et la topologie

Pour faire le choix du substrat diélectrique et de la topologie guide d'onde coplanaire ou micro-ruban, nous sommes obligés de respecter deux contraintes: la précision de gravure qui est de 0.2 mm et la contrainte de la miniaturisation. Cette synthèse se fait à l'aide de l'outil linecalc (ADS), nous avons synthétisé les impédances à partir des caractéristiques des substrats proposés.

Dans le tableau 3-1 ci-dessous, les trois substrats sont métallisés en cuivre ( $\sigma = 4.1e7$ ), avec une épaisseur  $T = 0.035$  mm. La synthèse est faite à la fréquence centrale ( $F_0 = 2,4$  GHz).

Substrat	$\epsilon_r$	Epaisseur du diélectrique	CPW	Micro-ruban
FR4_Epoxy	4.4	1.6 mm	il est impossible de synthétiser une impédance $50 \Omega$ avec les largeurs de ligne imposé par la technologie.	$W = 1.6$ mm / $\lambda = 112$ mm ; $Z = 48 \Omega$
Alumine	9.2	0.254 mm		$W = 240 \mu\text{m}$ / $\lambda = 356$ mm ; $Z = 50 \Omega$
Rogers Ro 3210	10.2	1.28 mm		$W = 0.8$ mm / $\lambda = 96$ mm ; $Z = 50 \Omega$

**Tableau 3-1** Tableau comparative des caractéristiques électromagnétiques des substrats diélectriques.

Le FR4\_Epoxy et le Rogers Ro 3210 présentent des longueurs d'onde trois fois plus faibles par rapport à l'alumine ce qui répond à la contrainte de la miniaturisation. Les deux substrats FR4\_Epoxy et Rogers Ro 3210 sont s'approcher d'une impédance de  $50 \Omega$  avec la précision de gravure citée en dessus. Nous avons donc fait le choix sur ces deux substrats avec la topologie micro-ruban (malgré la petite désadaptation que le circuit peut avoir avec FR4\_Epoxy; impédance caractéristique de  $48 \Omega$ ).

### 3.3.3 Le résonateur

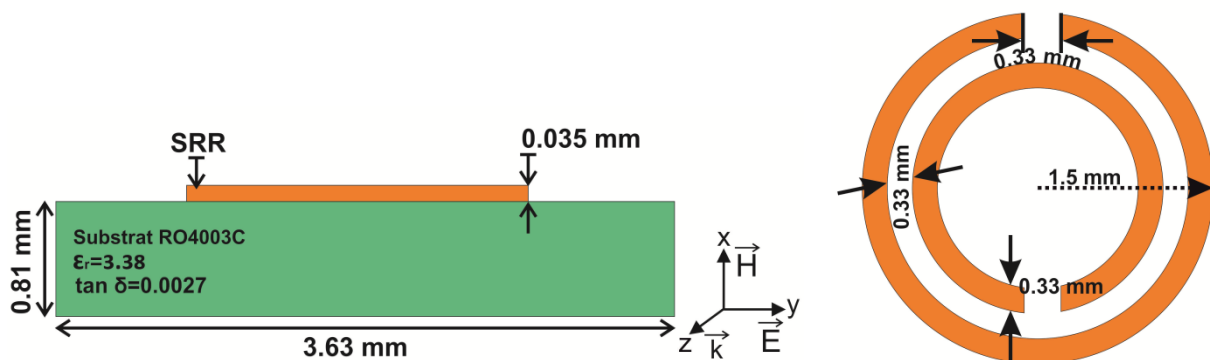
Pour le résonateur, nous utilisons des résonateurs SRRs de forme circulaire ou de forme omega au même niveau que la bande conductrice et des résonateurs CSSR de forme circulaire et carré gravés dans le plan de masse du substrat diélectrique. Des simulations sous HFSS sont faites sur plusieurs structures de filtres métamatériaux afin de déterminer la réponse fréquentielle et le comportement de ces dispositifs. Ces résonateurs sont alors retenus car ils permettent plus de miniaturisation (par rapport au SRR carré comme exemple). Des optimisations sous HFSS ont permis de retrouver la valeur optimale de l'espacement entre les cercles qui constituent le résonateur, et entre les SRRs et la bande conductrice de la ligne de transmission.

### 3.4 Présentation des technologies de conception

Dans cette partie, nous allons décrire les procédés de conception et de réalisation des filtres métamatériaux sur un substrat diélectrique afin d'analyser et comparer les performances électromagnétiques de ces structures.

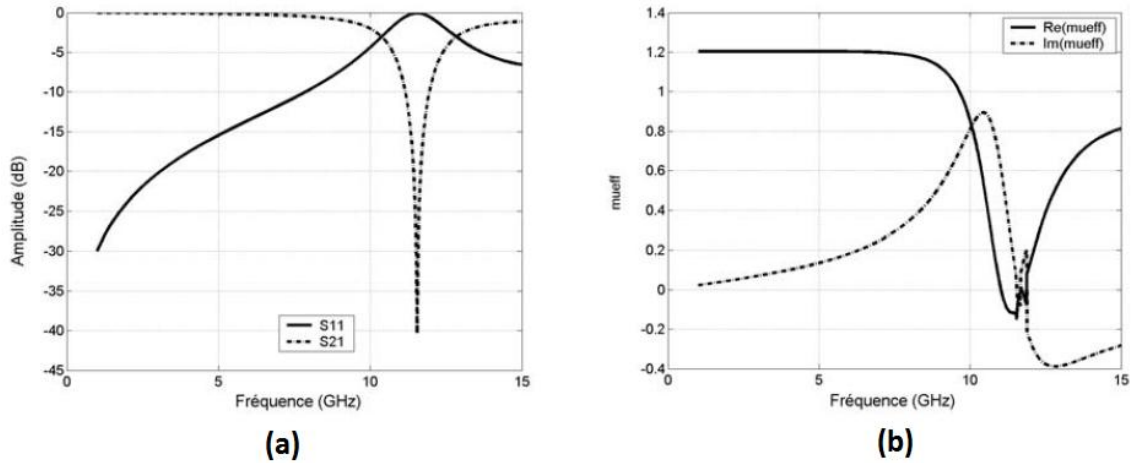
#### 3.4.1 Synthèse et analyse d'une cellule unitaire SRR de filtre métamatériau

Le Résonateur en Anneau Fendu (SRR) circulaire introduit par Pendry [55] a été dimensionné pour qu'il puisse se fonctionner dans la bande X entre 8,2 GHz à 12,4 GHz. Les dimensions de ce résonateur et le substrat diélectrique sont mentionnées dans la figure 3-2 ci-dessous :



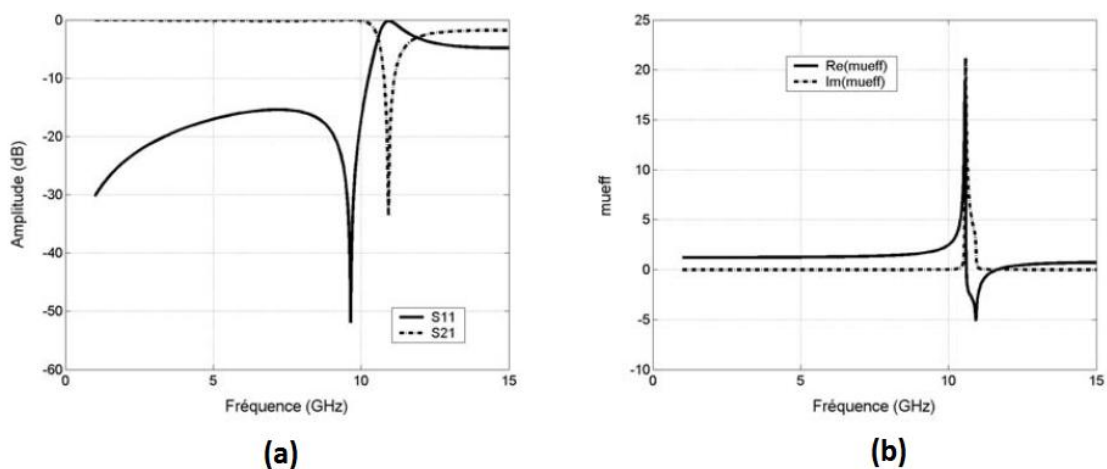
**Figure 3-2** Schéma et dimensions d'une cellule unitaire SRR circulaire gravée sur un substrat diélectrique Rogers 4003C.

Les simulations concernent le calcul des paramètres S d'un réseau de SRRs à l'aide de simulateur HFSS. Les paramètres S11 et S21 seront utilisés pour l'extraction des paramètres effectifs de  $\mu_{eff}$ . Avant d'entamer les simulations, il faut fixer les conditions aux limites sur les extrémités de cette structure indiquée dans la figure 3-2, où les murs électriques et magnétiques sont appliqués selon l'axe y et x respectivement et la direction de l'onde se propage selon l'axe z. Le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux afin d'assurer une activité magnétique dans le SRR. Ainsi, des conditions de périodicité sont appliquées sur la cellule unitaire présentée. Le substrat diélectrique Rogers 4003C est une matière première importante dans la production de la carte électronique multicouche, ce genre de produit est principalement employé pour la carte PCB double face. Dans cette conception une seule couche de la structure est considérée pour la propagation de l'onde électromagnétique. Nous allons procéder à l'analyse des caractéristiques électromagnétiques de deux cas de simulation, le premier cas où le champ électrique selon l'axe y, et ensuite nous comparerons ce cas à une autre structure similaire mais avec le champ électrique selon l'axe z.



**Figure 3-3** Le champ E selon l’axe y: (a) les paramètres S de la structure SRR circulaire et (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

La figure 3-3-a présente les coefficients de réflexion et de transmission en dB et montre une fréquence de résonance à 11,55 GHz avec une transmission de l’ordre de -40 dB. Cette résonance est due à l’anneau externe et la fréquence associée dépend aussi de la capacité créée par l’espacement entre les deux anneaux et aussi par la coupure dans les deux anneaux. La figure 3-3-b illustre les variations des parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir du modèle de réflexion-transmission. On peut noter qu’à la résonance, la partie réelle de la perméabilité  $Re(\mu_{eff})$  du milieu est négative et est égale à -0,12. En dessous de 11,55 GHz, cette partie réelle est égale à 1,2. Dans le deuxième cas où le champ électrique selon l’axe z et l’onde de propagation selon l’axe y, la transmission présentée sur la figure 3-4 (a) est de l’ordre de -34 dB à la fréquence de 10,925 GHz. Autour de la fréquence de résonance, La partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande étroite et prend des valeurs variant de 0 à -5 (figure 2.4 (b)). En dehors de cette bande,  $Re(\mu_{eff})$  est positive.



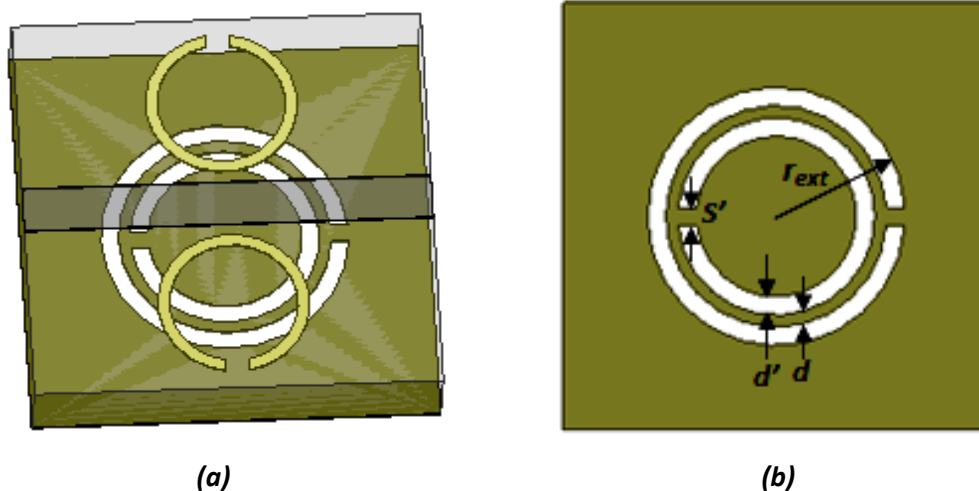
**Figure 3-4** Le champ E selon l’axe z: (a) les paramètres S de la structure SRR circulaire et (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

Dans le cas de la polarisation du champ électrique selon l'axe  $y$ , on trouve que le champ  $E$  tel que la symétrie de la structure n'est pas respectée, La conséquence est que l'on se retrouve aussi avec une résonance électrique et non pas seulement une résonance magnétique à 11,55 GHz. La résonance électrique se résulte par l'excitation de la coupure des anneaux par le champ  $E$ . Et la résonance magnétique est due à la pénétration du champ à travers les anneaux et qui donc génère un courant circulant sur ceux-ci.

Pour le cas de la polarisation du champ électrique selon l'axe  $z$ , le champ  $E$  respecte la symétrie de la structure de la figure 3-2 et il n'excite pas la coupure sur les anneaux de SRR, donc n'existe que la résonance magnétique de la structure. Nous notons qu'en cas de double résonance, électrique et magnétique, la fréquence de résonance est légèrement supérieure que dans celui où il n'existe que la résonance magnétique.

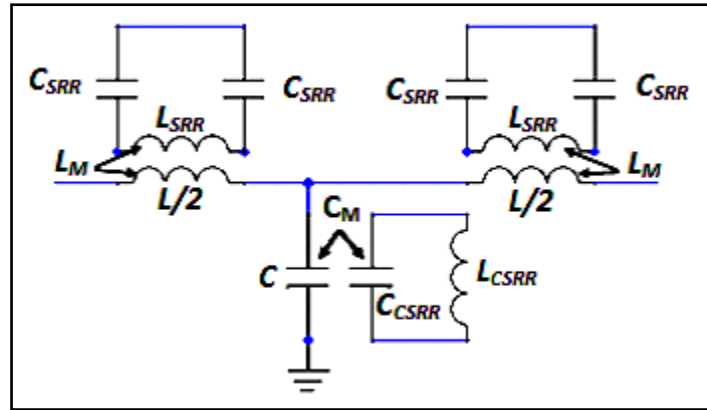
### 3.4.2 Une cellule unitaire de SRR unique et CSRR

Nous avons analysé les cellules alternée droites / gauchers avec SRR unique (une seule bague) et CSRR circulaire sur une ligne micro-ruban en utilisant HFSS. Les propriétés électromagnétiques des SRR ayant été analysées, cette analyse montre que le SRR se comporte comme un résonateur LC pouvant être excité par un flux magnétique, ayant un fort diamagnétisme au-dessus de la première résonance. Le CSRR se comporte essentiellement comme un dipôle électrique pouvant être alimenté par un champ électrique axial. Des simulations sont effectuées pour deux structures, avec et sans écart au niveau de la bande conductrice de la ligne micro-ruban. Cette structure est illustrée à la figure 3-5 et consiste en une ligne micro-ruban chargée avec deux SRR circulaire unique et un CSRR gravé sur le plan de masse de la ligne.

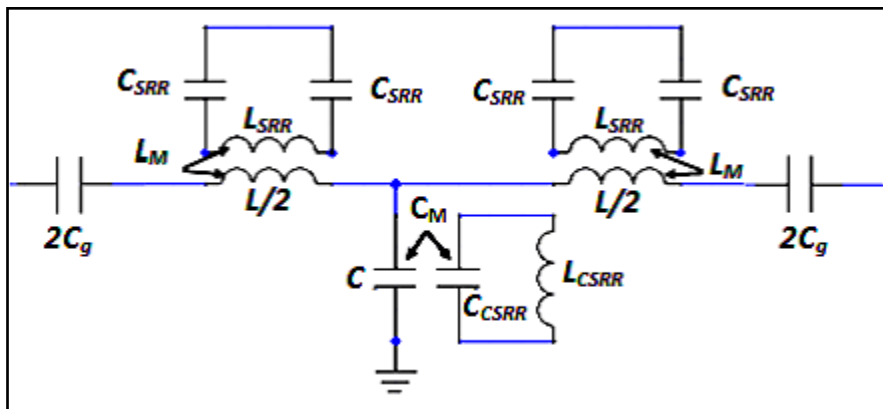


**Figure 3-5** Vue schématique de (a) la structure circulaire CSRR / SRR et (b) surface inférieure du CSRR gravée sur le plan de masse.

Pour les deux structures, les SRRs sont dans le même plan que la bande conductrice avec et sans écart, où le CSRR est gravé dans le plan de masse au-dessus de la bande conductrice. Le modèle du circuit équivalent [80] (les éléments localisés de la cellule élémentaire de cette structure) est illustré à la figure 3-6. Où  $L$  et  $C$  sont l'inductance et la capacité par unité de longueur respectivement de la ligne micro-ruban.



(a)



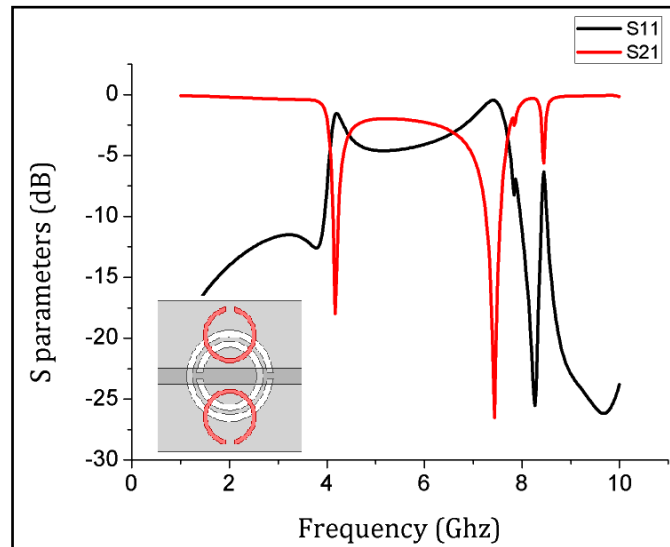
(b)

**Figure 3-6** Le circuit équivalent de la cellule élémentaire pour la structure conçue (a) sans écart de vide; (b) avec un écart dans la bande conductrice de la ligne de transmission.

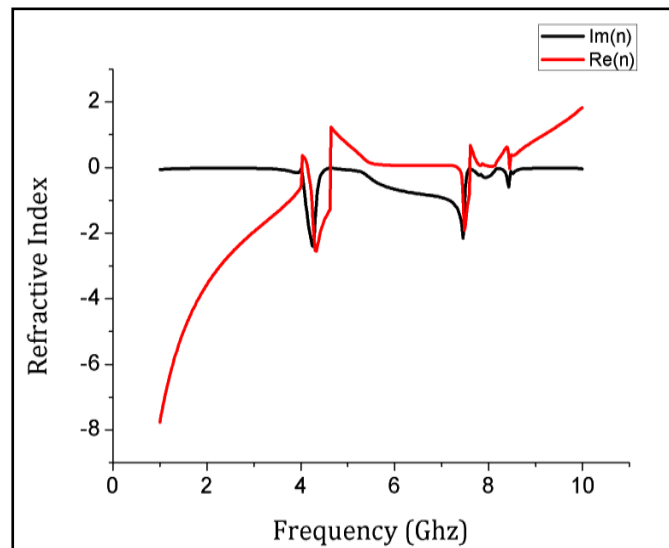
Les SRRs uniques situés en haut sont couplés de manière inductive avec la ligne de transmission via l'inductance mutuelle  $L_M$ , tandis que le CSRR du plan de masse est couplé de manière capacitive à la ligne via une capacité mutuelle  $C_M$ . L'espace de vide dans la bande conductrice est modélisé par  $C_g$  et  $C$  représente le couplage électrique entre la ligne et le CSRR. Pour toutes les simulations, on utilise un substrat diélectrique Rogers 3210 d'une épaisseur de 1,28 mm et une constante diélectrique  $\epsilon_r = 10,2$ . Chaque structure consiste en une ligne micro-ruban avec une largeur de la bande conductrice de 0,8 mm et correspondant à une impédance caractéristique de 50  $\Omega$ . Les dimensions sont les

suivantes:  $a_{ext} = 1,3$  mm (rayon extérieur de l'anneau);  $a_{int} = 1,1$  mm (rayon intérieur de l'anneau);  $s = 0,4$  mm (fente de l'anneau);  $r_{ext} = 2,12$  mm;  $s' = 0,3$  mm;  $d' = 0,3$  mm;  $d = 0,2$  mm, l'écart de vide dans la bande conductrice est de 0,4 mm et la longueur de la cellule unitaire (période)  $P = 7$  mm.

Les deux structures sont des lignes artificielles avec un CSRR circulaire, les résultats de la simulation sont représentés sur: la figure 3-7 pour une ligne à micro-ruban chargée avec CSRR circulaire / SRR unique; la figure 3-8 pour la même structure mais avec un écart de vide gravé sur la bande conductrice;



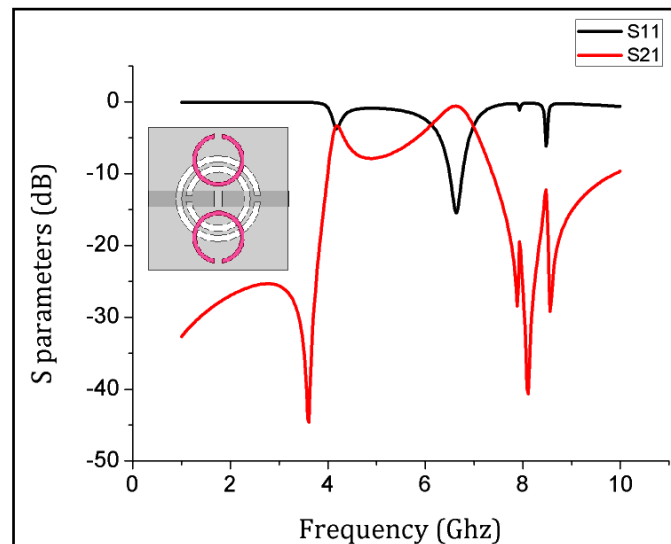
(a)



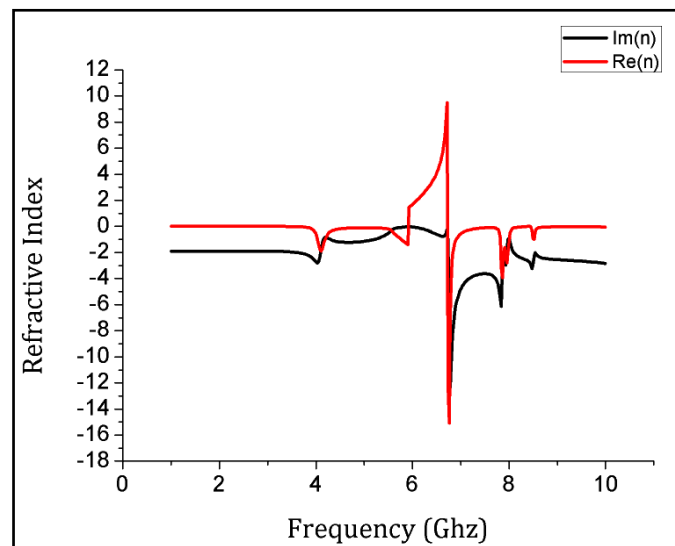
(b)

**Figure 3-7** Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure circulaire CSRR / SRR; (b) indice de réfraction effectif (partie réelle et imaginaire).

Nous avons analysé les structures étudiées pour présenter les caractéristiques de la réflexion  $S_{11}$ , de transmission  $S_{21}$  et l'indice de réfraction. Les résultats des simulations sont obtenus à partir du simulateur HFSS V<sub>13</sub> [120]. Le résultat de la simulation figure 3-7 (a) montre qu'il y a deux zéros de transmission (deux bandes de rejet) des deux côtés de la bande passante, qui sont: 4,22 GHz et 7,65 GHz à -18,21dB et -27.68dB respectivement, et un indice de réfraction (figure 3-7 (b)) négatif autour de ces deux fréquences.



(a)



(b)

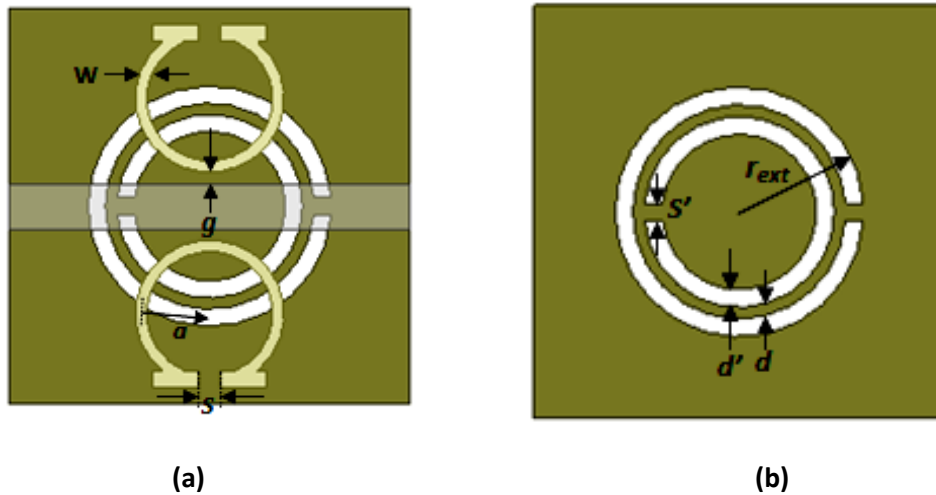
**Figure 3-8** Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure circulaire CSRR / SRR avec un écart de vide gravé sur la bande conductrice; (b) indice de réfraction effectif (partie réelle et imaginaire).



Le résultat de la simulation figure 3-8 (a) montre qu'il y a deux zéros de transmission (deux bandes de rejet) des deux côtés de la bande passante de l'intervalle varie entre 4,3 GHz et 7,1 GHz, qui sont: 3,8 GHz et 8,1 GHz à -45 dB et -42 dB respectivement, et un indice de réfraction (figure 3-8 (b)) négatif autour de ces deux fréquences. On remarque qu'avec l'écart de vide gravé au niveau de la bande conductrice on aura comme résultat un intervalle de la bande passante plus large selon les coefficients de transmission et de réflexion.

### 3.4.3 Une cellule unitaire de SRR omega et CSRR

Toujours dans de le cadre de la synthèse et l'analyse des différentes technologies de conception des filtres métamatériaux hyperfréquences, un dispositif de la même structure précédemment étudiée dans la figure 3-5, sauf un changement au niveau du SRR où on a simulé et réalisé ce filtre avec un SRR de forme omega au lieu la forme circulaire comme il est montré dans la figure 3-9. Dans ces travaux, des cellules périodiques de CSRR et de résonateurs omega ont été proposées afin d'obtenir un résonateur magnétique composite isotrope. Les structures omega présentent un intérêt particulier en raison de leurs propriétés EM intéressantes. Les structures omega ont d'abord été proposées par Saadoun et Engheta [130-131]. Ces types de structures sont des matériaux EM composites avec une combinaison appropriée d'inclusions métalliques en forme  $\Omega$  dans un milieu diélectrique hôte. La structure omega consiste en un résonateur en anneau en forme de C avec deux fils connectés aux deux extrémités, comme illustré à la figure 3-9 (a). Ces métamatériaux pourraient être considérés comme des milieux bi-anisotropes ou pseudo-chiraux [130]. Les polarisations électriques et magnétiques sont induites par les champs électriques et magnétiques dans les milieux bi-anisotropes. Dans certaines applications, les effets bi-anisotropes ne sont pas souhaitables, dans lesquels plusieurs conceptions ont été proposées pour surmonter le couplage magnétoélectrique [77, 115]. Cependant, dans un article récent de Tretyakov et al [128], il a été montré qu'il est possible d'obtenir un média à ondes inversées grâce à la caractéristique bi-anisotrope des résonateurs omega  $\Omega$ . Par conséquent, on peut utiliser une structure omega pour obtenir un métamatériau alternatif, bien que l'indice de réfraction soit négatif.

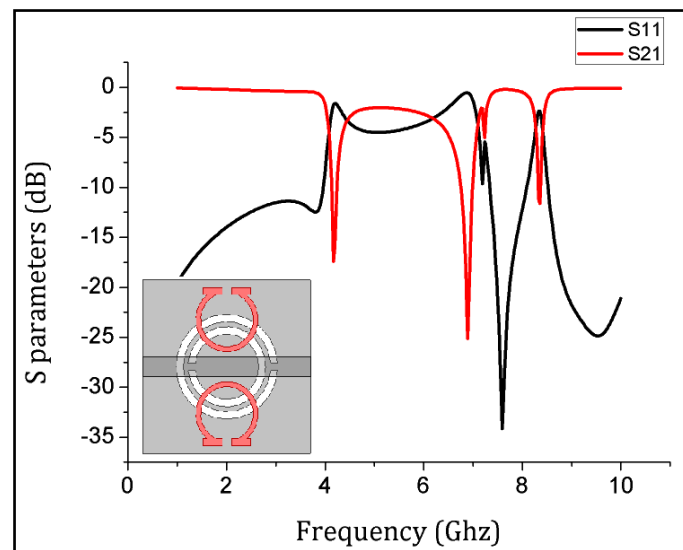


**Figure 3-9** Vue schématique de (a) la structure circulaire CSRR / SRR omega et (b) surface inférieure du CSRR gravée sur le plan de masse.

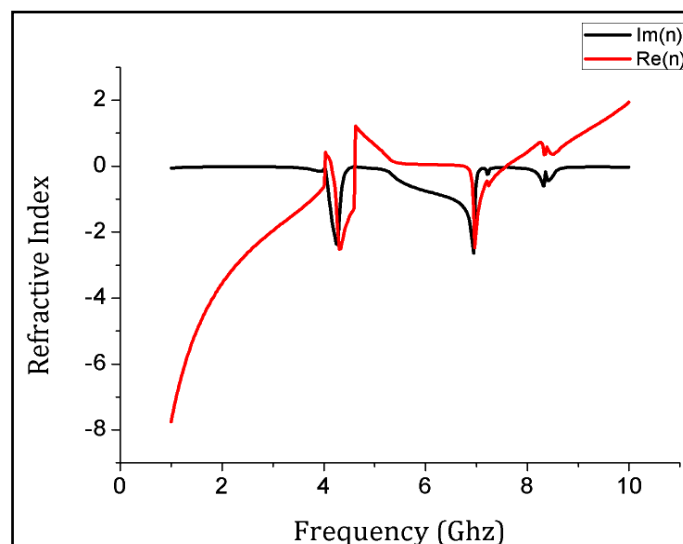
Nous présentons ici une étude systématique des propriétés de transmission de divers métamatériaux à base de structure omega  $\Omega$  [132]. Dans la première phase, la résonance des structures omega est investiguée en étudiant la réponse en fréquence d'une cellule unitaire omega unique avec et sans écart de vide gravé dans la bande conductrice de la ligne de transmission micro-ruban, et investiguer les changements dans les fréquences de résonance. Ensuite, nous présenterons nos résultats expérimentaux et numériques sur une structure oméga métamatériau périodique de deux cellules unitaires combinés à un réseau de ligne de transmission micro-ruban approprié. Enfin, nous montrerons la possibilité d'obtenir une double bande de transmission dans le cadre du régime de réfraction négative (par simulation et par calcul sur Matlab).

Une cellule élémentaire à structure omega est représentée à la figure 3-9 (a). Les paramètres indiqués dans la figure sont :  $a = 1,2$  mm;  $s = 0,4$  mm;  $g = 0,2$  mm;  $w = 0,2$  mm;  $r_{ext} = 2,12$  mm;  $s' = 0,3$  mm;  $d' = 0,3$  mm;  $d = 0,2$  mm, l'écart de vide dans la bande conductrice est de 0,4 mm et la longueur de la cellule élémentaire (période)  $P = 7$  mm. Toujours le substrat diélectrique utilisé c'est le Rogers 3210 d'une épaisseur de 1,28 mm et une constante diélectrique  $\epsilon_r = 10,2$ . Ce substrat nous permettra d'obtenir un bon confinement des ondes électromagnétiques, une réduction des pertes par rayonnement, une diminution de la valeur de la longueur d'onde et donc une diminution de la taille de votre circuit. L'épaisseur du substrat est aussi à prendre en compte. Une faible épaisseur de substrat entraîne une suppression des modes de propagation d'ordre supérieur (autre que TEM), une réduction des pertes par rayonnement et une réduction des dimensions du circuit. L'épaisseur du métal des SRRs omega est de 0.035 mm. L'épaisseur des conducteurs, lié à la technologie utilisée mais aussi le substrat est un facteur important dans la diminution des pertes. Le choix de l'épaisseur doit tenir compte de l'effet de peau ou profondeur de pénétration des ondes dans le métal.

L'utilisation (mise en œuvre à l'aide de moyens limités), l'usinage aisé et le faible coût sont les principaux avantages de ce substrat.



(a)

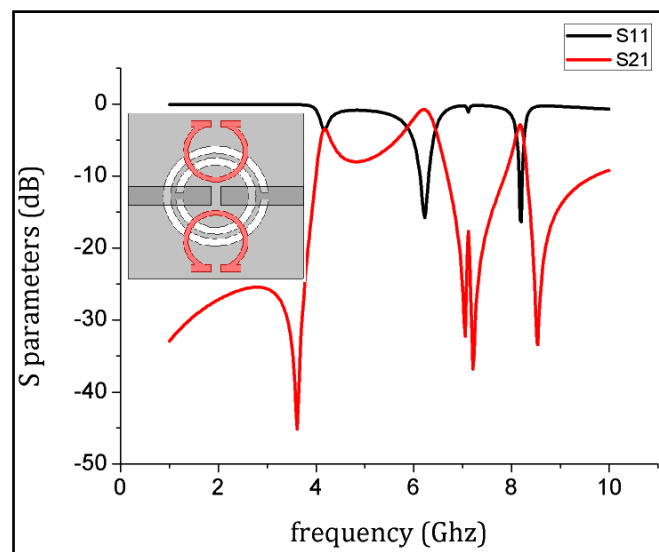


(b)

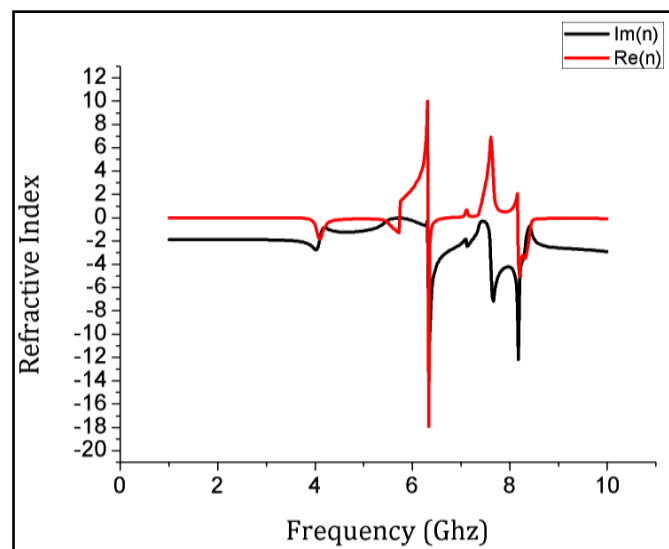
**Figure 3-10** Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure circulaire CSRR / SRR omega; (b) indice de réfraction effectif (partie réelle et imaginaire).

Les résultats de la simulation sont représentés sur: la figure 3-10 pour une ligne à micro-ruban chargée avec CSRR circulaire / SRR omega; la figure 3-11 pour la même structure mais avec un écart de vide gravé sur la bande conductrice. Les figures (3-10 et 3-11) montrent l'influence de la forme de SRR sur la réponse du filtre. Les SRRs et CSRRs peuvent être utilisés pour concevoir des filtres avec des bandes passantes employant soit des lignes de transmission avec SRRs et CSRRs ou guide d'ondes coplanaires (CPW) avec SRR [65; 73; 75] où CSRR sont gravé sur les structures de micro-ruban [113; 126].

Le résultat de la simulation figure 3-10 (a) montre que c'est un filtre coupe bande a trois zéros de transmission (trois bandes de rejet) sur la largeur de la bande passante, qui sont: 4,20 GHz, 6,91 GHz et 8,25 GHz à -17,01dB, -26.33dB et -12.02 dB respectivement, et un indice de réfraction (figure 3-10 (b)) négatif autour des fréquences de résonances. On observe dans tous les résultats que la première bande de rejection est reste toujours la même (à 4,2 GHz fréquence intrinsèque du CSRR) et ça due aux dimensions géométriques inchangeable du CSRR dans toutes les structures étudiées dans cette section. On peut remarquer le déplacement fréquentiel de l'effet de résonance gyromagnétique de la 2<sup>ème</sup> bande de rejet en fonction de la forme de résonateur SRR et du champ appliqué par rapport à la structure précédente.



(a)



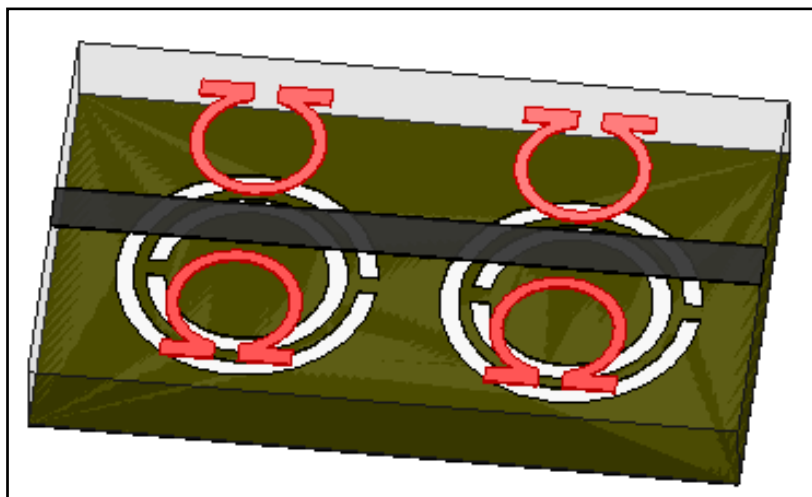
(b)

**Figure 3-11** Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure circulaire CSRR / SRR omega avec un écart de vide gravé sur la bande conductrice; (b) indice de réfraction effectif (partie réelle et imaginaire).

De la figure 3-11, une passe bande est obtenue autour de la fréquence de conception de 8,2 GHz, avec une sélectivité très élevée, une perte de retour faible. Au-dessous de la fréquence de la bande passante, une large bande passante est présente allant de 4,12 GHz jusqu'à 6,50 GHz. Les paramètres de dispersion montrent que la perte d'insertion est inférieure à 1 dB tandis que la perte de rendement est meilleure que 10 dB dans la gamme de fréquences de la large bande passante souhaitée.

### 3.4.3.1 Filtre métamatériau SRR omega /CSRR à double bande de rejection

Les filtres métamatériaux à coupe-bande permettant tous les passages en sortie sauf certaines fréquences servent à éliminer les hurlements, les bruits et certaines perturbations des signaux de brouillage. En outre, l'utilisation d'un filtre de réjection à double bande fournit et présente une taille physique inférieure à celle de deux filtres en cascade classiques, avec une bande d'arrêt unique et des bandes de fréquence différentes pour chacun d'eux. Il existe plusieurs approches efficaces pour concevoir un filtre à double bande de réjection, telles que l'application de lignes de transmission métamatériaux composites droite/gauche, de tronçons ouverts de longueur différente, de résonateurs à impédance progressive, etc. À partir de ces données, un filtre à double bande de réjection basé sur SRR et CSRR a été conçu. Le filtre proposé (figure 3-12) est composé de deux cellules élémentaires de la structure illustrée à la figure 3-9 (a) où nous avons deux SRR omega couplés à un CSRR gravé sur le plan de masse de la ligne de transmission. Nous gardons toujours les mêmes dimensions que les structures mentionnées précédemment. La longueur de la période P est de 7 mm, la taille du filtre est petite, avec des dimensions de (8mm x 12 mm).

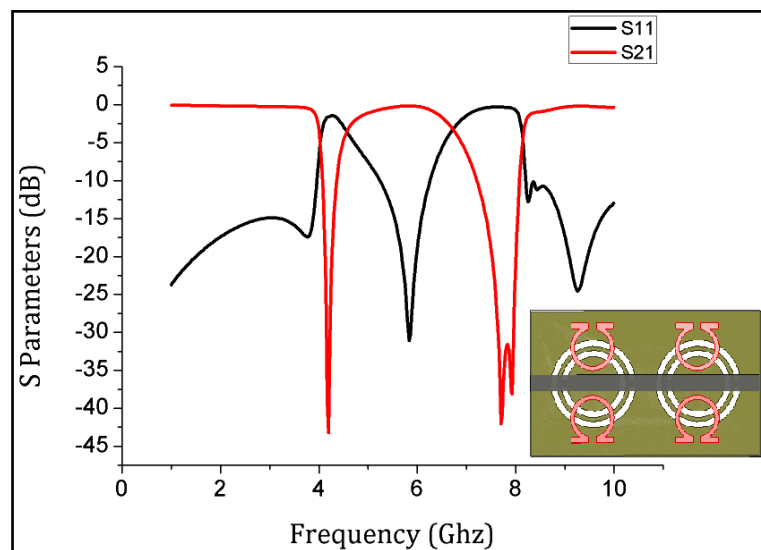


**Figure 3-12** Schéma du filtre SRR omega/CSRR à double bande de réjection.

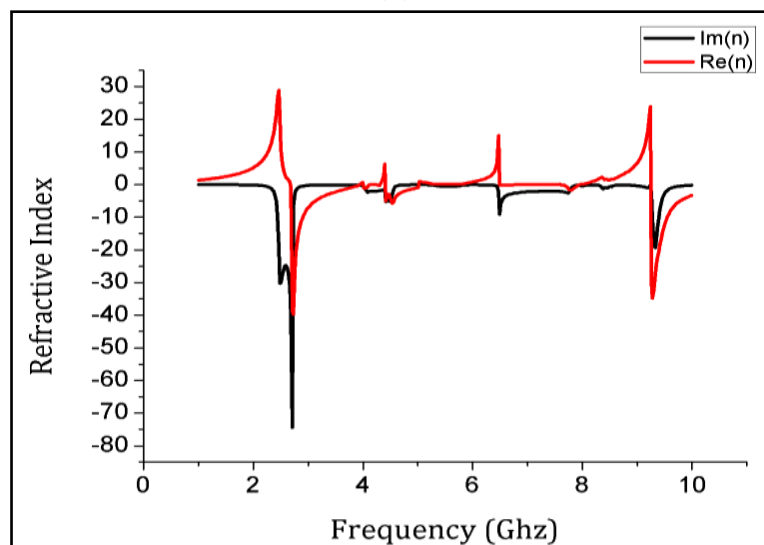
Le résultat de la simulation de la figure 3-13 (a) montre qu'il existe deux zéros de transmission (deux bandes de réjection) des deux côtés de la bande passante, qui sont: 4,19 GHz et 7,70 GHz à -43dB et

-42dB respectivement, et un indice de réfraction (figure 3-13 (b)) négatif autour de ces deux fréquences. Les pertes d'insertion en bande passante sont inférieures à -1 dB entre 5,05 GHz et 6,35 GHz, et une perte de retour supérieure à 10 dB. Les simulations sont réalisées toujours avec le simulateur HFSS et le substrat diélectrique le Rogers RO3210.

L'indice de réfraction effectif doit être extrait des coefficients complexes de transmission et de réflexion de la structure simulée avec le logiciel HFSS. La procédure conventionnelle d'extraction des paramètres effectifs est connue sous le nom de méthode de Nicholson-Ross-Weir (NRW) déjà présenté dans le chapitre II (dans la figure 2-37 nous avons montré comment il est possible de déclarer les expressions de NRW pour extraire le signe de l'indice de réfraction du filtre sous le simulateur HFSS).



(a)



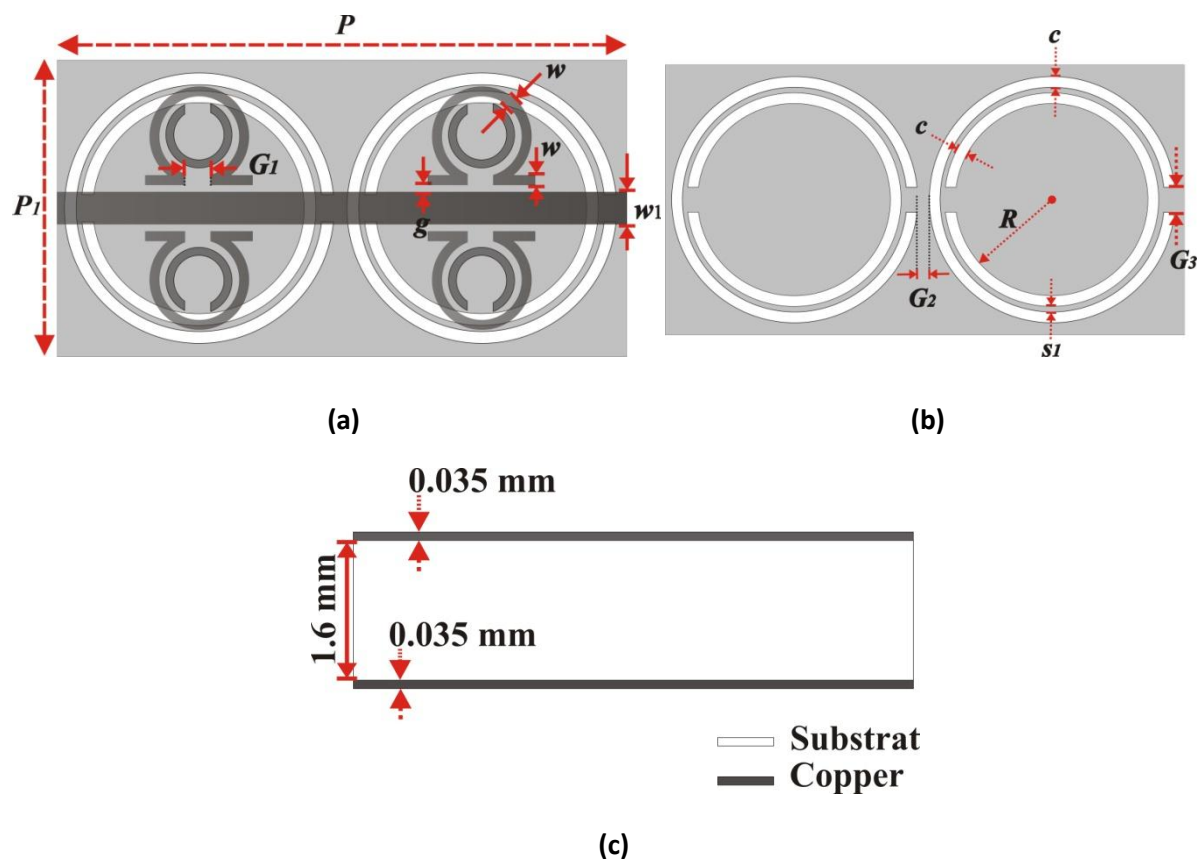
(b)

**Figure 3-13** (a) Caractéristiques de réflexion S11 et transmission S21 pour le filtre omega SRR/CSRR à double bande de réjection; (b) indice de réfraction effectif.

Les performances, la sélectivité et la taille compacte sont obtenues grâce au chargement de la ligne de transmission par des SRR et des CSRR à plusieurs unités élémentaires en cascade. Le filtre s'adapte mieux pour réduire les interférences dans les systèmes de communication sans fil en raison de la simplicité de conception, de la taille compacte et de la sélectivité élevée.

**3.4.4 Filtre métamatériau SRR omega & circulaire/CSRR à double bande de rejection**

Nous continuerons à présenter une différente structure dans le but de simuler, concevoir et analyser un filtre métamatériau à double bande de réjection et de faire une synthèse et une analyse sur les résultats des caractéristiques des paramètres S. La configuration du filtre compact à double bande de réjection proposé est présentée à la figure 3-14. Cette structure est capable de fournir un couplage très étroit et une excellente isolation sur la bande de fréquence WIFI. Il est composé de deux doubles résonateurs à anneau fendu SRR; un à l'extérieur d'une forme oméga et l'autre à l'intérieur d'une forme circulaire sont incorporés dans une ligne micro-ruban et dans le même plan de la bande conductrice de la ligne de transmission. Le CSRR est gravé sur le plan de masse de la ligne.



**Figure 3-14** Vue schématique et les dimensions de (a) la ligne micro-ruban chargée avec SRR; (b) la couche inférieure de la structure (CSRR gravé sur le plan de masse); (c) Coupe transversale du filtre.

Ce filtre a été mis en œuvre sur un substrat époxy FR4 (le matériau le plus courant pour les applications hyperfréquences, il est plus facile à mettre en œuvre et moins coûteux) de 1,6 mm d'épaisseur, une constante diélectrique de  $\epsilon_r = 4,4$  et une tangente de perte de 0,02. La structure consiste en une ligne micro-ruban d'une largeur de la bande conductrice  $W_1$  égale à 1,6 mm, correspondant à une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ , et de CSRR gravé dans le plan de masse. Les dimensions sont les suivantes:  $P = 20,62$  mm;  $P_1 = 10$  mm;  $G_1 = 0,5$  mm;  $G_2 = 1,15$  mm;  $G_3 = 0,3$  mm;  $w = 0,2$  mm;  $g = 0,25$  mm;  $s_1 = 0,15$  mm;  $c = 0,4$  mm et  $R = 3,27$  mm. Le SRR est imprimé au même niveau que la bande conductrice. L'épaisseur du résonateur SRR et CSRR est de 0,035 mm et les dimensions de la cellule unitaire de filtre sont (10,31 mm x 10 mm). Les photographies des cartes de circuit imprimé fabriquées du croisement sont présentées à la figure 3-15.



**Figure 3-15** Photo du filtre coupe-bande fabriqué (a) couche supérieure, (b) couche inférieure.

Le modèle du circuit équivalent [80] (les éléments localisés de la cellule élémentaire de ces lignes) est représenté à la figure 3-16 (a), où  $L$  et  $C$  sont l'inductance et la capacité par unité de longueur de la ligne à micro-ruban respectivement, et  $L_M$  et  $C_M$  sont l'inductance et la capacité mutuelles entre la ligne de transmission micro-ruban et les éléments résonateurs (CSRR et SRR). Le circuit peut être simplifié à la figure 3-16 (b), pour le couplage entre la ligne et le résonateur SRR nous avons [133]:

$$L'_{SRR} = \omega_{SRR}^2 L_M^2 C_{eq} \quad (3-1)$$

$$C'_{eq} = \frac{L_{SRR}}{\omega_{SRR}^2 L_M^2} \quad (3-2)$$



Avec:

$$C_{eq} = \frac{C_{SRR} \cdot C_{OSRR}}{2(C_{SRR} + C_{OSRR})} \quad (3-3)$$

Où, la  $C_{SRR}$  et la  $C_{OSRR}$  sont les capacités du SRR circulaire à l'intérieur et du SRR de forme oméga de l'extérieur, respectivement. Pour le circuit CSRR [133]:

$$L'_{CSRR} = \frac{C_{CSRR}}{\omega_{CSRR}^2 C_M^2} \quad (3-4)$$

$$C'_{CSRR} = \omega_{CSRR}^2 C_M^2 L_{CSRR} \quad (3-5)$$

Donc, la fréquence de résonance  $\omega_0$  du résonateur SRR est donnée par:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\sqrt{L_T \cdot C}} \quad (3-6)$$

À partir de notre circuit équivalent:

$$\omega_{SRR}^2 = \frac{1}{L_{SRR} C_{eq}} = \frac{1}{L'_{SRR} C'_{eq}} \quad (3-7)$$

$$\omega_{CSRR}^2 = \frac{1}{L_{CSRR} C_{CSRR}} = \frac{1}{L'_{CSRR} C'_{CSRR}} \quad (3-8)$$

Pour l'impédance en série:

$$Z_{se} = \frac{j\omega L}{2} + \frac{j\omega L'_{SRR}}{1 - (\omega^2 / \omega_{SRR}^2)} \quad (3-9)$$

Pour l'admittance en shunt:

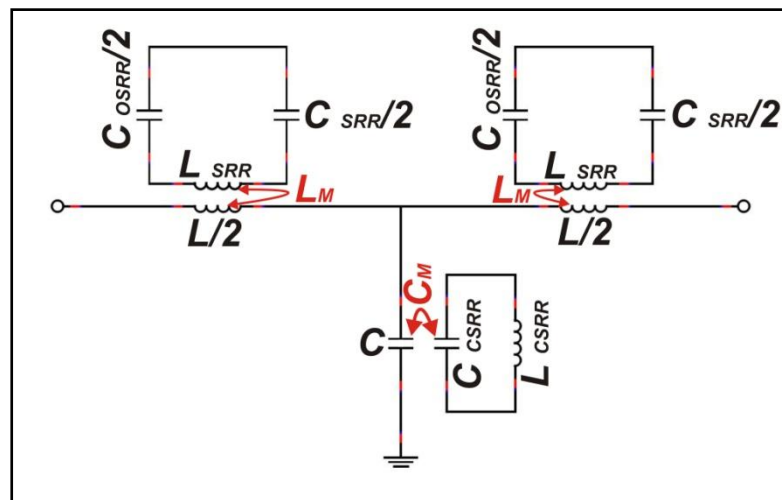
$$Y_{sh} = j\omega C + \frac{j\omega C'_{CSRR}}{1 - (\omega^2 / \omega_{CSRR}^2)} \quad (3-10)$$

La relation de dispersion est obtenue par:

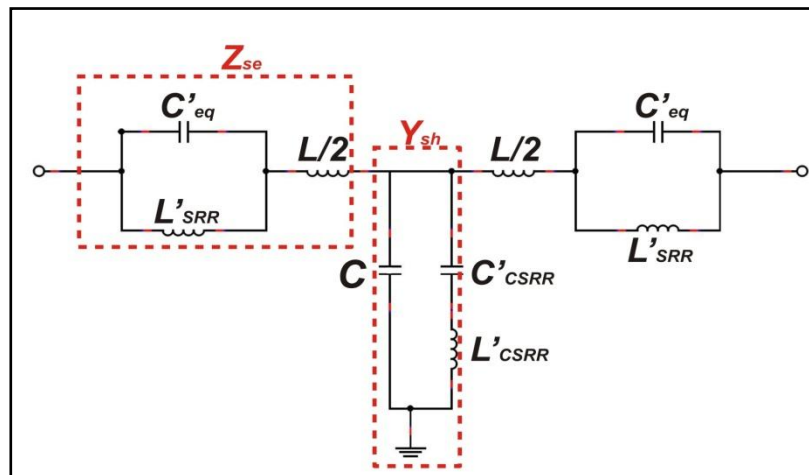
$$\cos(\beta l) = 1 + Z_{se} \cdot Y_{sh}$$

$$\cos(\beta l) = 1 + \left( \frac{j\omega L}{2} + \frac{j\omega L'_{SRR}}{1 - (\omega^2/\omega_{SRR}^2)} \right) \cdot \left( j\omega C + \frac{j\omega C'_{CSRR}}{1 - (\omega^2/\omega_{CSRR}^2)} \right) \quad (3-11)$$

À partir de la relation de dispersion (3-11), nous pouvons constater et conclure théoriquement que ce filtre présente une propriété de la double bande de réjection au voisinage de  $\omega_{SRR}$  et de  $\omega_{CSRR}$ .



(a)

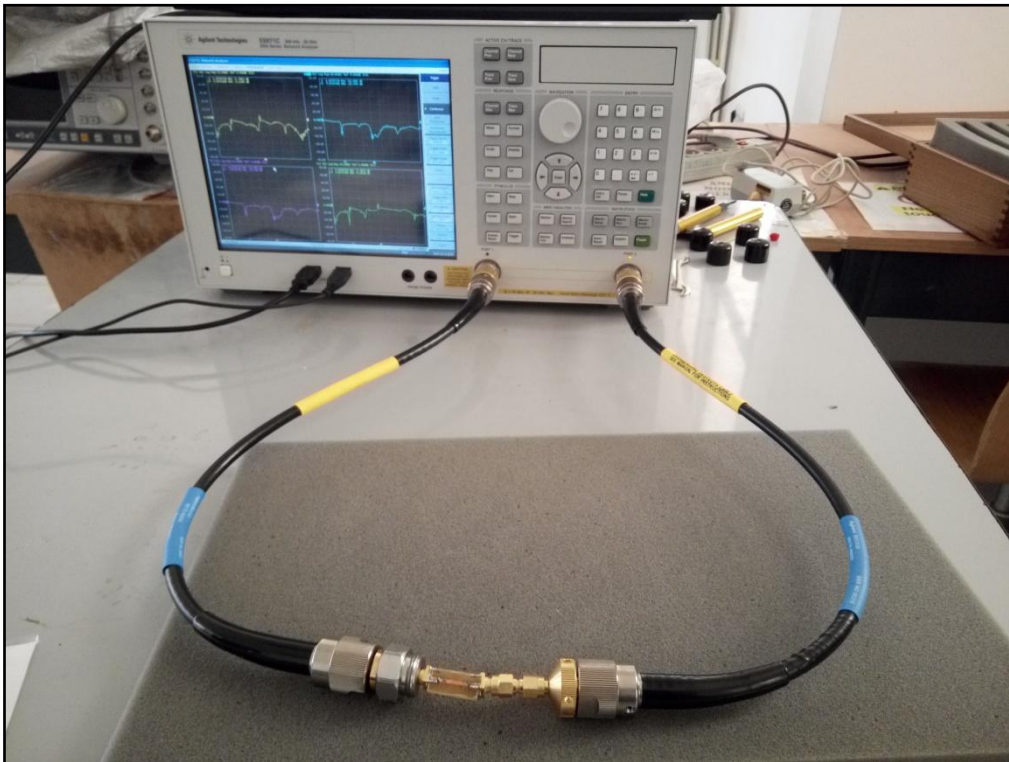


(b)

**Figure 3-16** (a) Le circuit équivalent de la cellule unitaire de la structure conçue et (b) le circuit simplifié.

Nous analysons ci-après la structure étudiée pour présenter les caractéristiques de la transmission S21; la réflexion S11, l'indice de réfraction négative et le rapport d'ondes stationnaires de tension

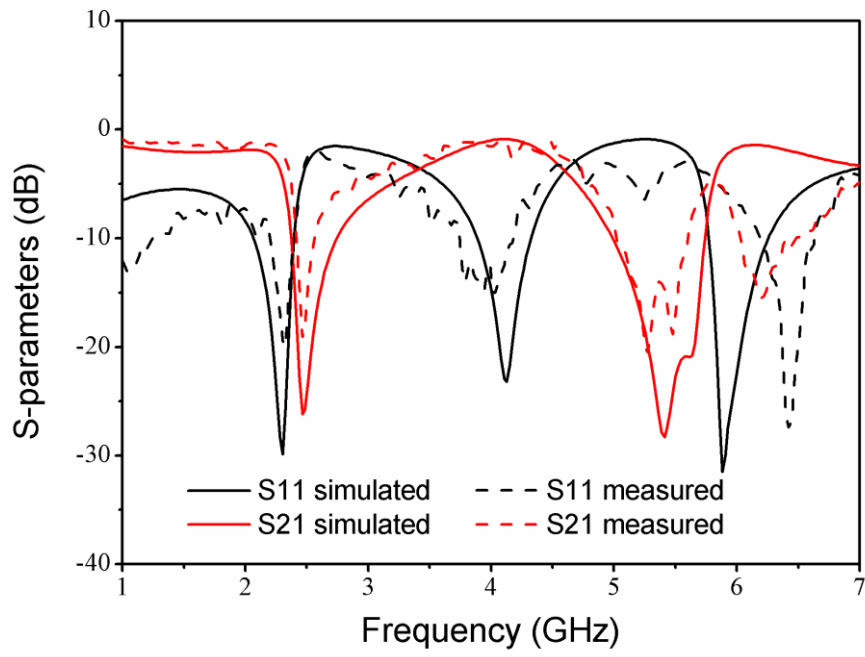
(VSWR). Les coefficients de transmission et de réflexion simulés (HFSS  $V_{13}$ ) et mesurés (Agilent Technologies E5071C-voir figure 3-17) du filtre conçu sont présentés à la figure 3-18.



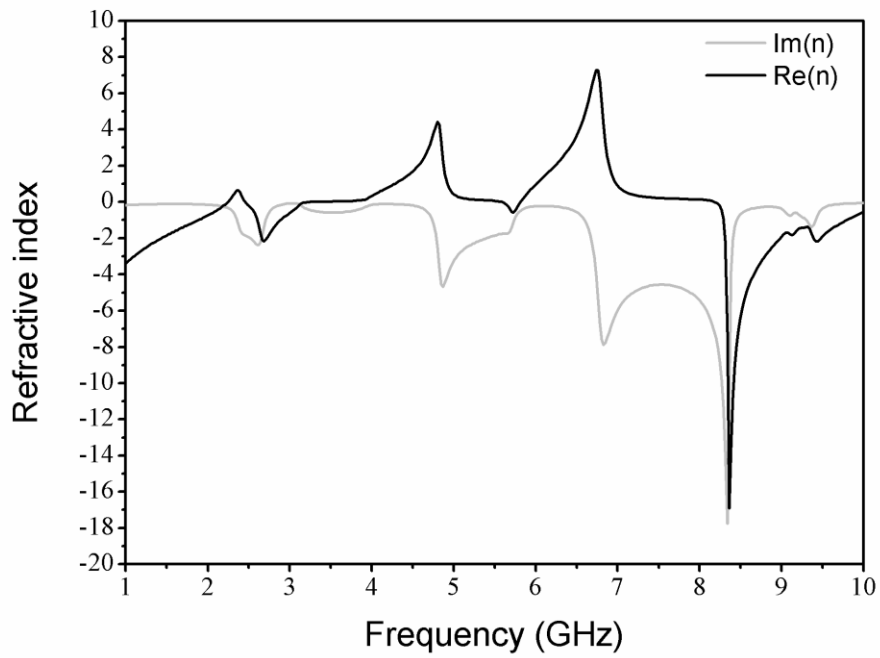
**Figure 3-17** (a) Les résultats mesurés du circuit à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel "Agilent Technologies E5071C".

La figure 3-18 (a) montre qu'il y a deux zéros de transmissions (deux bandes de rejets) pour le filtre SRR/CSRR, qui pour des résultats de la simulation sont les suivants: 2,46 GHz et 5,41 GHz à -26,20 dB et -28,32 dB, respectivement, et pour les résultats mesurés sont : 2,40 GHz et 5,27 GHz à -19,05 dB et -21,10 dB respectivement. Les pertes d'insertion dans la bande passante sont inférieures à -1 dB entre environ 3,8 GHz et 4,5 GHz, et une perte de retour supérieure à 10 dB; c'est presque environ 24 dB pour les résultats simulés et 15 dB pour les résultats mesurés. L'indice de réfraction (figure 3-18 (b)) est négatif autour de ces deux fréquences de résonance. Les VSWRs (figure 3-18 (c)) sont inférieurs à 5 dans l'intervalle de la bande passante et sont approximativement égale à 14 et 19 au niveau des deux fréquences de résonance 2,46 GHz et 5,41 GHz respectivement.

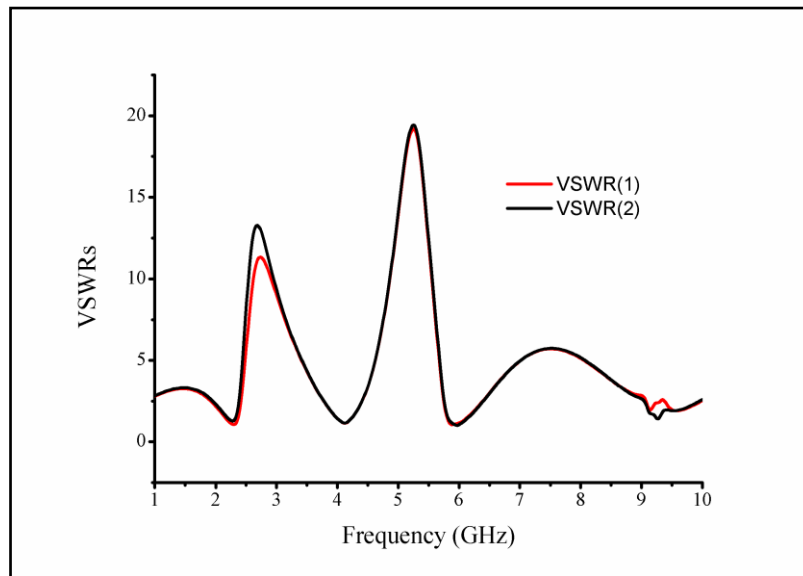
Les résultats de coefficients de transmission  $S_{21}$  et de réflexion  $S_{11}$  simulés et mesurés ont montré un bon accord et prouvent l'objectif de ce filtre hyperfréquence métamatériau.



(a)



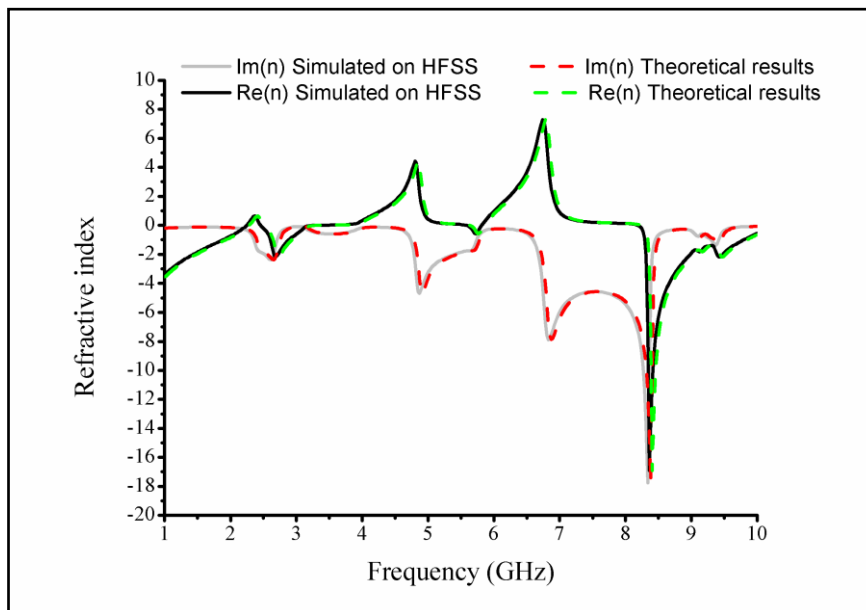
(b)



(c)

**Figure 3-18** Résultats mesurés et simulés du filtre métamatériau proposé: (a) caractéristiques de transmission  $S_{21}$  et de réflexion  $S_{11}$ , (b) indice de réfraction effectif et (c) les VSWRs.

Afin d'observer et de comparer les résultats de l'indice de réfraction (partie réelle "Re(n)" et imaginaire "Im(n)") obtenus du simulateur HFSS avec un autre logiciel ou simulateur, nous appliquerons les équations de NRW (formules (2-53) et (2-54)) dans Matlab en tant que fonctions et introduire les paramètres de dispersion ( $S_{11}$  et  $S_{21}$ ) en tant que tableaux. Les calculs ont été effectués sur notre structure de filtre SRR/CSRR, et toutes ces données sont extraites de la figure 3-18(a).



**Figure 3-19** Indice de réfraction réel et imaginaire du filtre coupe-bande avec les logiciels HFSS et Matlab.

La figure 3-19 montre que pour les logiciels HFSS et Matlab, l'indice de réfraction a un signe négatif autour de la même bande de fréquence, où autour de la fréquence de résonance de ce filtre, et les courbes de la partie réelle et imaginaire de l'indice de réfraction sont identiques.

La prochaine étape consiste à calculer le coefficient de qualité en charge  $Q_l$  pour notre filtre à bande de rejets métamatériau.  $Q_l$  défini à la fréquence de résonance, est un indice sans dimension permettant de quantifier la sélectivité d'un résonateur; plus ce facteur est important, meilleure sera la sélectivité du filtre. Il est calculé à partir de  $|S_{21}|$  comme suit:

$$Q_l = \frac{F_c}{F_2 - F_1} \quad (3-14)$$

D'autre part, le coefficient de qualité à vide  $Q_v$  résume les performances électriques intrinsèques d'un résonateur. Généralement, plus  $Q_v$  est élevé, plus la perte d'insertion est faible et meilleur est le niveau de rejet.  $|S_{21}|$  correspond à la perte d'insertion.

$$Q_v = \frac{Q_l}{1 - |S_{21}(F_c)|} \quad (3-15)$$

Ce coefficient de qualité à vide modélise correctement les performances d'un résonateur, non seulement parce qu'il prend en compte la sélectivité mais également les pertes d'insertion.

Le tableau 3-2 présente les résultats du calcul du facteur de qualité en charge  $Q_l$  et à vide  $Q_v$  pour la structure SRR/CSRR simulée. Les résultats sont obtenus à partir de la deuxième bande de réjection du filtre (figure 3-18 (a)). Les calculs montrent que le filtre à double bande de réjection a une bonne sélectivité et une efficacité intéressante afin d'éliminer et d'isoler la bande de fréquence WIFI.

	$F_c$ (GHz)	$F_1$ (GHz)	$F_2$ (GHz)	$Q_l$	$ S_{21}(F_c) $	$Q_v$
La seconde bande de rejet du filtre SRR/CSRR	5.41	4.50	5.83	4.06	0.91	45.11

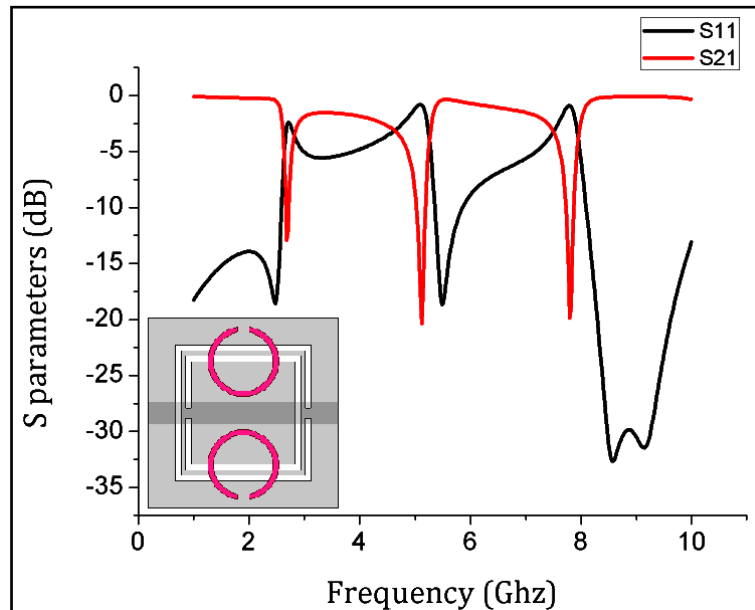
**Tableau 3-2** Résultats du calcul du facteur de qualité en charge  $Q_l$  et à vide  $Q_v$ .

### 3.4.5 Une cellule unitaire de SRR unique et CSRR carré

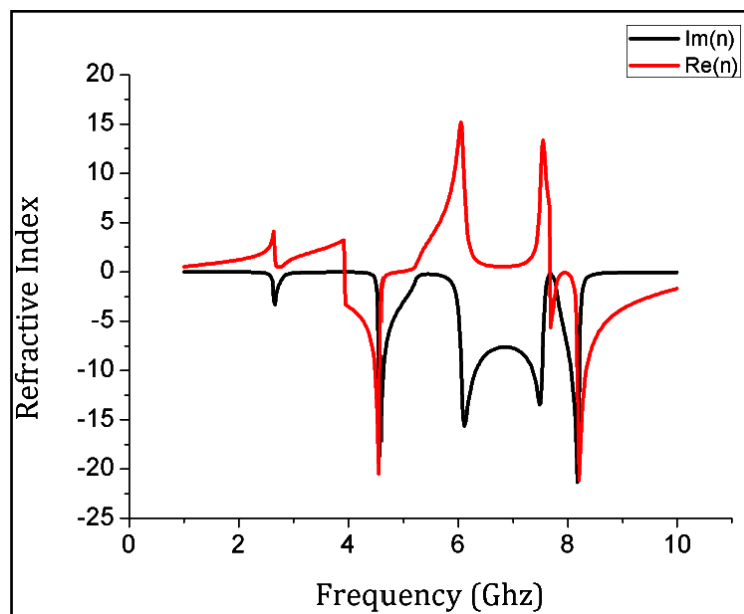
Un des types de filtres qui ont été conçus et analysés étaient basées sur les cellules main droite/gauche (right/left-handed) alternant, avec la même structure étudiée précédemment dans la section 3.4.2 sauf que le CSRR est de forme carré au lieu de CSRR circulaire. Les dimensions géométriques de le CSRR de forme carrée sont les suivantes: la largeur extérieure du carré externe

est de 5 mm; sa largeur intérieure est de 4,6 mm; ceux du carré interne sont respectivement de 4,2 mm et 3,8 mm; la distance entre les anneaux du carré est de 0,2 mm. Le support est toujours considéré comme Rogers Ro3210 avec une constante diélectrique  $\epsilon_r = 10.2$  et son épaisseur  $h = 1,28$  mm.

Les résultats de la simulation sont représentés sur: la figure 3-20 pour une ligne à micro-ruban chargée avec CSRR carré / SRR circulaire; la figure 3-23 pour la même structure mais avec un écart de vide gravé sur la bande conductrice.



(a)



(b)

**Figure 3-20** Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure CSRR carré/ SRR; (b) indice de réfraction effectif (partie réelle et imaginaire).

Comme on peut le voir sur la figure 3-20(a), tout en étant très compact (longueur de la cellule est 7 mm), un filtre avec le CSRR carré présentent une réponse à bande étroite très sélectifs et symétrique grâce à la combinaison des deux types de résonateurs métamatériaux sur la ligne de transmission micro-ruban, donc l'approche de type résonnant de la ligne de transmission métamatériau est obtenue par le chargement de la ligne avec SRR et éléments inductifs en shunt, et CSRR et des éléments capacitifs en série. Les résultats de la simulation (figure 3-20) montrent qu'il existe trois zéros de transmissions (triple bande de réjection), qui sont de -13,37 dB, -21,42 dB et 20,27 dB à des fréquences de 2,55 GHz, 5,1 GHz et 7,83 GHz, respectivement. Entre 5,21 GHz et 7,59 GHz, la réjection est supérieure à 19 dB, la perte d'insertion de ce filtre est inférieure à -2 dB et l'indice de réfraction est négatif autour des fréquences de résonance.

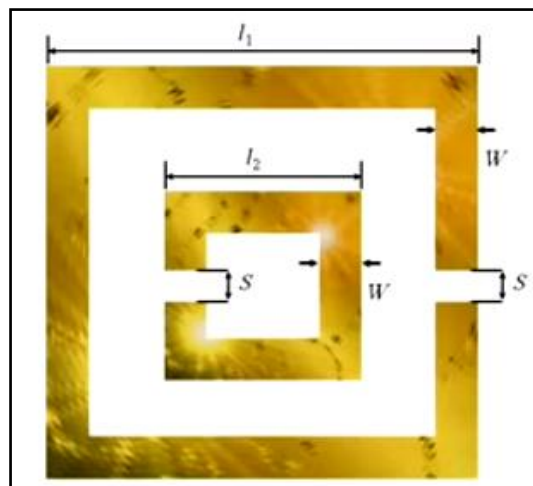
Les résultats obtenus dans les figures 3-7(a) et 3-20(a) montrent que les filtres changent leurs réponse fréquentielles et leurs fonctions selon la forme et les dimensions géométriques des résonateurs utilisés. Le calcul théorique de la fréquence de résonance pour un résonateur de forme carré (figure 3-21) est comme suit : -longueur moyenne des boucles  $L_1$  et  $L_2$  sont :

$$L_1 = 4 \times l_1 - S - 4 \times W \quad (3-16)$$

$$L_2 = 4 \times l_2 - S - 4 \times W \quad (3-17)$$

La fréquence de résonance de chaque boucle se produit à des demi-longueurs d'onde, où  $f_1$  et  $f_2$  s'écrit comme suit :

$$f_1 = \frac{c}{2L_1\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \& \quad f_2 = \frac{c}{2L_2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3-18)$$



**Figure 3-21** Résonateur SRR carré.

Dans le cas d'un résonateur SRR ou CSRR circulaire (voir figure 3-22) le calcul théorique de la fréquence de résonance est :

$$L_1 = 2\pi \times r_1 - S \quad (3-19)$$



$$L_2 = 2\pi \times r_2 - S \tag{3-20}$$

La fréquence de résonance de chaque boucle  $f_1$  et  $f_2$  s'écrit comme suit :

$$f_1 = \frac{c}{2L_1\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \& \quad f_2 = \frac{c}{2L_2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{3-21}$$

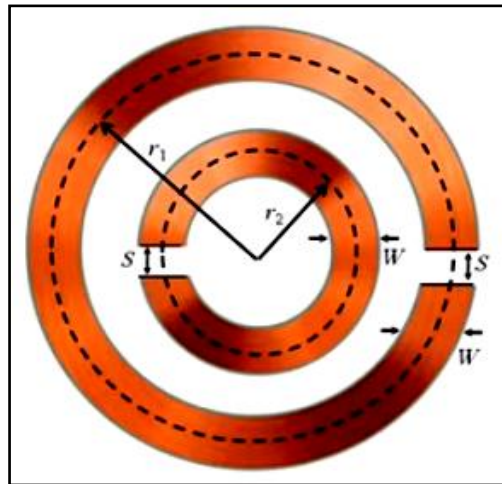
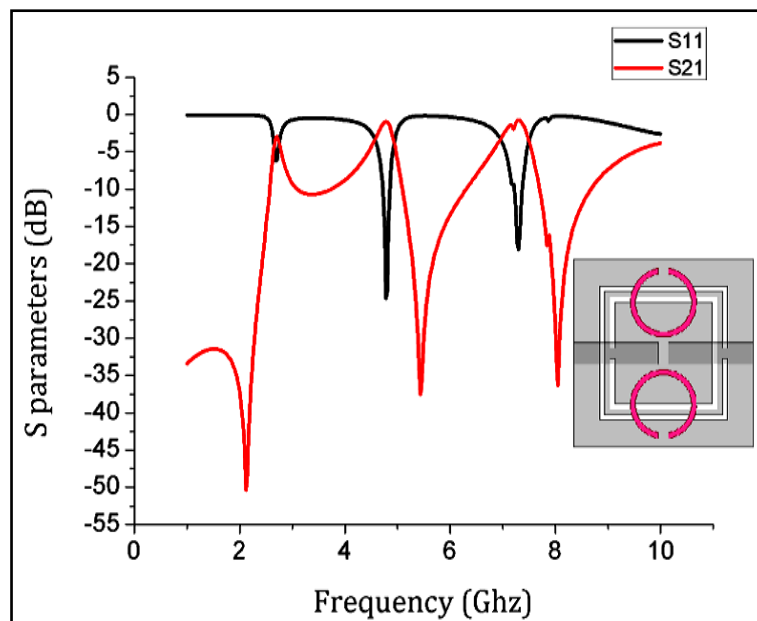
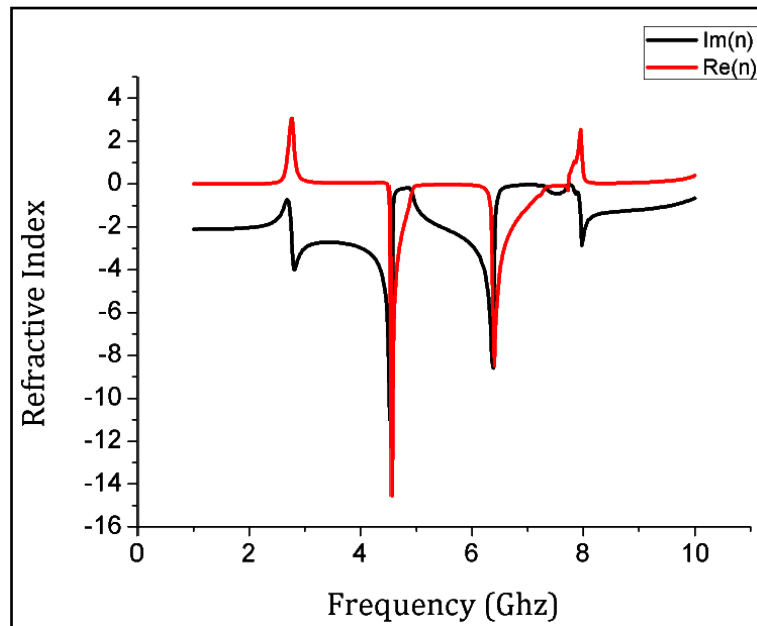


Figure 3-22 Résonateur SRR circulaire.



(a)



(b)

**Figure 3-23** Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure CSRR carré/ SRR avec un écart de vide gravé sur la bande conductrice; (b) indice de réfraction effectif (partie réelle et imaginaire).

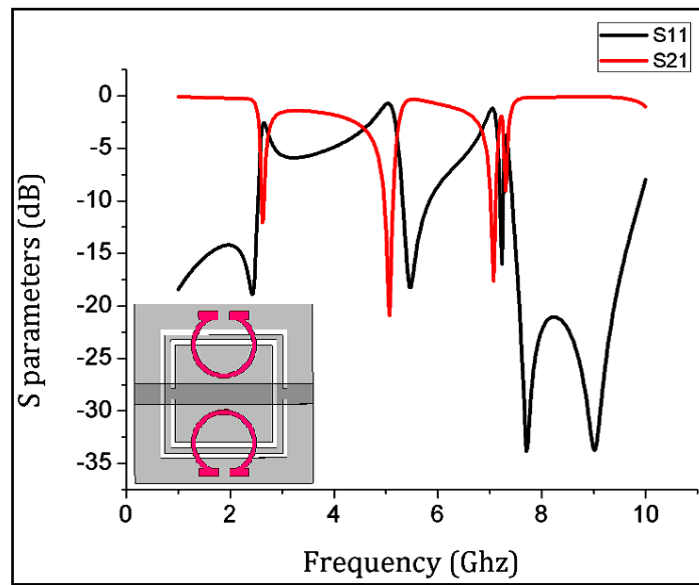
### 3.4.6 Une cellule unitaire de SRR omega et CSRR carré

Par la suite nous allons procéder à la conception d'une structure de filtre métamatériau comme indiquée dans la section 3.4.3 mais avec un CSRR de forme carré au lieu de circulaire. Pour rappel, cette structure est composée d'une partie LH et d'un résonateur SRR de forme omega. La structure est conçue (figure 3-23) en prenant en compte toutes les dimensions et des contraintes technologiques (résonateurs, épaisseur substrat diélectrique et constant diélectrique). La masse est ramenée sur la couche métallique supérieure pour éviter les trous traversant. Selon les dimensions de la CSRR et le SRR omega, les fréquences de résonances sont définies.

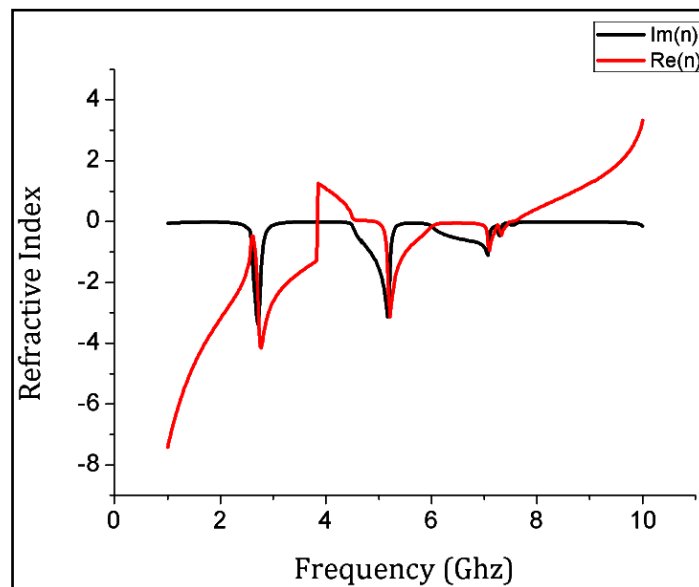
Un paramétrage de la géométrie du résonateur permet de l'optimiser pour avoir les dimensions qui correspondent au pic de rejection souhaité. La structure finale correspond à un rayon extérieur du résonateur SRR omega  $R=1,3$  mm. Pour des raisons pratiques liées à une meilleure prise en main des dessins et du paramétrage géométrique sous HFSS, nous avons utilisé HFSS pour le dessin des structures. Nous pensons que HFSS prend mieux en compte les couplages entre les résonateurs gravés dans la masse et la ligne du signal grâce au caractère 3D de la simulation électromagnétique. Afin de simuler la conception, nous devons créer/affecter au moins une excitation de port. Il existe différents types d'excitations parmi lesquelles choisir, mais l'excitation la plus courante que nous utilisons dans notre thèse est le port d'onde (Wave port). Vous pouvez créer un port d'onde à partir d'une face d'objet existante ou d'un nouvel objet 2D. Les ports d'ondes doivent être situés sur une

face externe ou protégés par un conducteur parfait d'un côté. Dans cette conception, nous aurons deux ports d'onde (d'entrée et de sortie), un de chaque côté de la ligne de transmission (de la bande conductrice).

Les résultats de la simulation sont représentés sur: la figure 3-24 pour une ligne à micro-ruban chargée avec CSRR carré / SRR omega; la figure 3-25 pour la même structure mais avec un écart de vide gravé sur la bande conductrice.



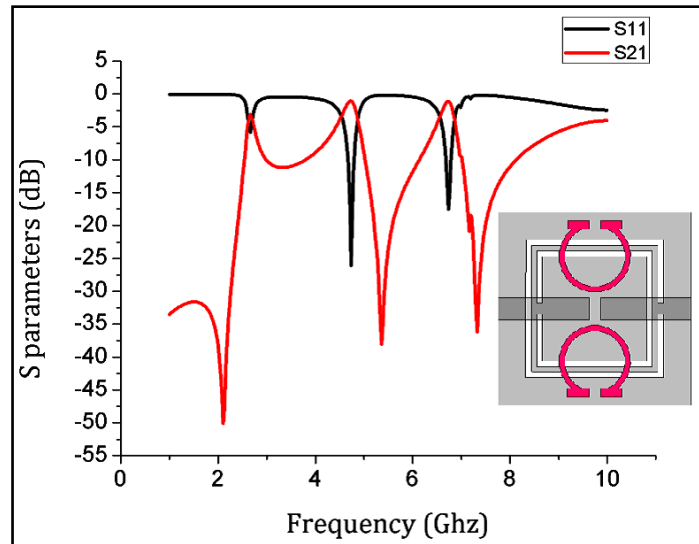
(a)



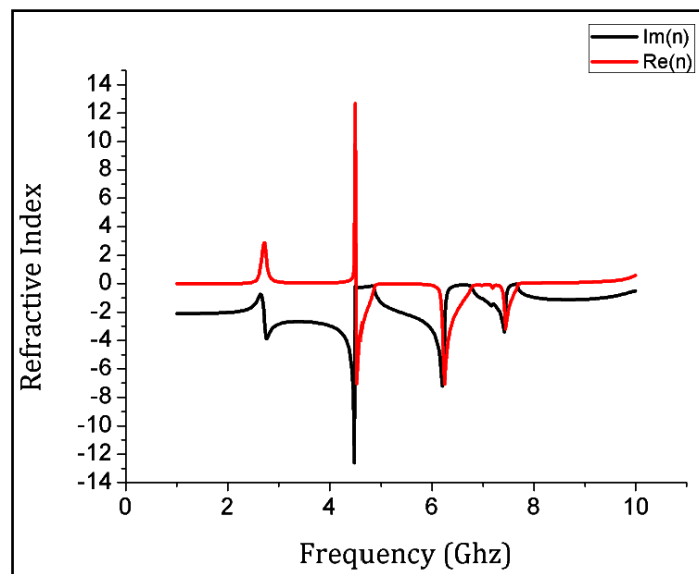
(b)

**Figure 3-24** Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure carré CSRR / SRR omega; (b) indice de réfraction effectif.

Les résultats des deux simulations (figure 3-20(a) et figure 3-24(a)) sont très proches pour la première et la deuxième bandes de rejections à la fréquence 2,55 GHz et 5,1 GHz, respectivement, le seul changement c'est au niveau de la troisième bande de rejection où la fréquence de résonance est égale 7,11 GHz à -17,65 dB, et cela dû au forme géométrique du résonateur utilisé.



(a)



(b)

**Figure 3-25** Résultats (a) les caractéristiques de transmission et de réflexion de la structure carré CSRR / SRR omega avec un écart de vide gravé sur la bande conductrice; (b) indice de réfraction effectif.

Les résultats du coefficient de transmission et de réflexion obtenus dans figure 3-23(a) et figure 3-25(a) sont aussi très proches pour la première bande passante (la fréquence de résonance argumenté par la présence du même résonateur CSRR gravé au niveau du substrat pour les deux

structures), le seul changement est à la deuxième bande passante où la fréquence de résonance est décalée de la fréquence 7,24 GHz à la fréquence de 6,71 GHz, respectivement.

### 3.5 Conclusion

Dans ce troisième chapitre, nous avons présenté de nouveaux modèles de filtres métamatériaux basé sur l'association d'une ligne micro-ruban à des différentes formes de résonateurs sub-longueurs d'onde de type SRR (circulaire et omega) et CSRR (circulaire et carrée). Un nouveau modèle de filtre a été ensuite développé et validé expérimentalement et par calcul suivant une démarche méthodologique proposée.

Les travaux dans le domaine des filtres à bandes de réjections montrent que l'association des résonateurs SRR et CSRR avec différentes formes à une ligne de transmission couplée permet d'éliminer les bandes parasites à certaines fréquences de résonances, optimiser la sélectivité, ainsi que d'améliorer leur niveau de rejection.

Nous soulignons que l'inconvénient majeur qu'on peut rencontre pendant la conception de ces structures c'est comment les rendre des dispositifs compacts à différentes systèmes de communications sans fil. Cet inconvénient peut être lié à La taille des cellules unitaires qui ne sont pas toujours bien optimisées et miniaturisées et L'absence de l'agilité et reconfigurabilité des performances. Pour cela, une méthodologie de conception repose sur la technologie CPW, une étude de reconfigurabilité des cellules métamatériaux ainsi que des techniques de miniaturisation feront l'objet du chapitre 4.

# **CHAPITRE 4**

## **CONCEPTION ET REALISATION DE FILTRES METAMATERIAUX RECONFIGURABLES**

## 4.1 Introduction

Les tendances modernes en matière de développement technologique ont accru la demande de composants multifonctionnels à travers le spectre. En régime de radiofréquence (RF), les communications sans fil nécessitent des dispositifs efficaces, reconfigurables, accordables, peu coûteux et électriquement petits, pouvant être mises en œuvre dans des dispositifs de plus en plus limités en espace. De plus, l'utilisation émergente de la transformation électromagnétique / optique, en particulier en ce qui concerne le masquage, nécessite des gradients spatiaux que les matériaux naturels ne possèdent pas. Pour chacun de ces défis, les concepteurs doivent faire des compromis entre taille, fonctionnalité, complexité et coût de fabrication.

Des filtres accordables à la base des résonateurs métamatériaux avec des composants actifs ont été développés ces dernières années pour les applications commerciales et militaires telles que les systèmes de communications sans fil WLAN et les systèmes multi-bandes ou les émetteurs-récepteurs à large bande en raison de leur faible consommation d'énergie, de leur facteur de qualité élevé et de leur bonne linéarité [134]. Les filtres métamatériaux reconfigurables sont généralement mis en œuvre au moyen de plusieurs approches qui effectuent des résonateurs, de composants actifs (diode PIN et diode varactor) ou des matériaux ferromagnétiques dans des lignes de transmission distribuées classiques. En variante, la combinaison de structures de métamatériaux et de lignes de transmission (c'est-à-dire des lignes artificielles constituées d'une ligne hôte chargée par des éléments réactifs) s'est révélée être un bon candidat pour améliorer les performances des dispositifs passifs distribués conventionnels, et plus particulièrement celles correspondant aux filtres hyperfréquences. Les développements récents dans les métamatériaux reconfigurables et accordables ont élargi la possibilité de fabriquer des méta-périphériques [135] et des dispositifs uniques de sous-longueur d'onde avec des fonctionnalités pratiques. En plus de présenter des réponses électromagnétiques qui ne sont pas facilement disponibles dans la nature, ces méta-périphériques offrent la possibilité d'améliorer les caractéristiques de performance dans les applications multifonctions plus petites.

Jusqu'au développement des commutateurs à semi-conducteurs, les filtres reconfigurables étaient fabriqués à l'aide de commutateurs mécaniques. Mais avec le développement de technologies, une antenne reconfigurable peut être fabriquée en utilisant des commutateurs à semi-conducteurs. Ce chapitre présente un nouveau concept à mettre en œuvre de filtre accordable métamatériau avec un indice de réfraction négatif composé de guide d'onde coplanaire introduire des résonateurs métalliques et deux diodes PIN. Les diodes PIN et varactor sont le plus souvent utilisées comme dispositif de commutation pour commuter les bandes de fréquence. La diode PIN présente de nombreux avantages, tels qu'une faible perte d'insertion, une vitesse de commutation élevée, une

petite taille et un faible coût. Le fonctionnement de la diode PIN nécessite une tension de polarisation continue. Tout d'abord, nous souhaitons explorer la caractéristique de dispersion de ces dispositifs agiles en fréquence, cette combinaison (diode PIN et métamatériau) est encore peu étudiée. En outre, nous proposerons nos résultats de simulation et de réalisation concernant la conception de filtres métamatériaux agile à la base des diodes PIN.

## 4.2 Conception et analyse des filtres métamatériaux à base de CPW

Dans le but de réaliser, de concevoir et d'analyser les performances des filtres métamatériaux reconfigurables dans la fréquence de résonance, nous allons utiliser durant toute notre étude la méthode basée sur les paramètres [S]. En basant sur la caractéristique intrinsèque des métamatériaux, La plus grande dimension de la cellule doit être suffisamment petite par rapport a la longueur d'onde ( $d \ll \lambda_0$ ). Pratiquement la dimension linéaire maximale des filtres que nous allons concevoir auront une taille autour de  $0.08\lambda_0$ - $0.033 \lambda_0$ .

### 4.2.1 Filtre métamatériau à base de SRR

Dans cette partie, nous allons étudier et concevoir d'abord la cellule unitaire de filtre métamatériau de type SRR, ensuite analyser et comparer les résultats des caractéristiques de transmission et de réflexion simulés et mesurés afin de valider le bon accord de cette structure. Nous avons opté pour une conception à des applications WLAN autour de la fréquence 5.8GHz.

Afin d'optimiser les paramètres géométriques de la structure, nous avons utilisé les équations de dimensionnement proposées par J.Pendry [55].

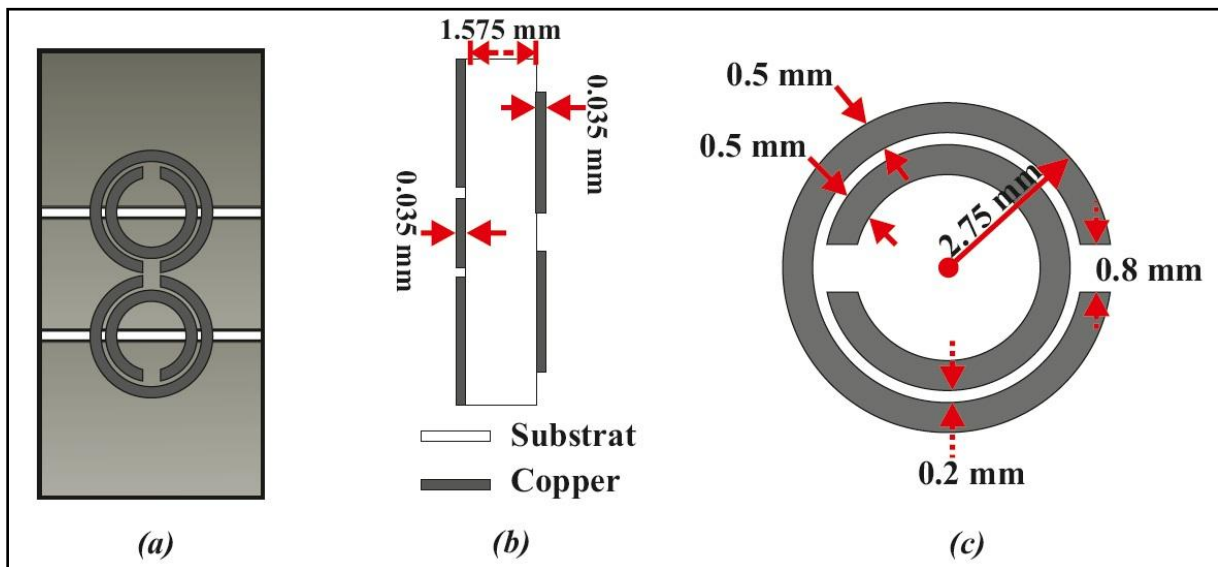
La structure est basée sur deux SRRs circulaires l'un à côté de l'autre gravé à la face inférieure du substrat dans un guide d'onde coplanaire CPW, avec une métallisation de cuivre (figure 4-1). Les dimensions ont été optimisées comme suit :

- La taille du filtre (10×20) mm;
- L'espacement entre les SRRs ( $E_s = 0.1\text{mm}$ )
- Le rayon de l'anneau externe ( $r = 2.75\text{mm}$ ) ;
- La largeur de gap entre les anneaux ( $g_a = 0.2\text{mm}$ ) ;
- La largeur de fente ( $g_f = 0.8\text{mm}$ ) ;
- La largeur de la bande conductrice ( $w = 5\text{mm}$ ).

La structure est conçue sur un substrat diélectrique de type Rogers RT/Duroid™ 5870 ayant les caractéristiques suivantes : [permittivité relative ( $\epsilon_r = 2.33$ ); épaisseur ( $h = 1.575\text{ mm}$ ) et  $\text{tg}(\delta) = 0.0001$ ]. Le Rogers RT/Duroid™ 5870 composites en PTFE (poly tetra fluoro ethylene) renforcé de microfibre de verre est conçu pour les applications exigeantes de circuits en technologie CPW et de circuits



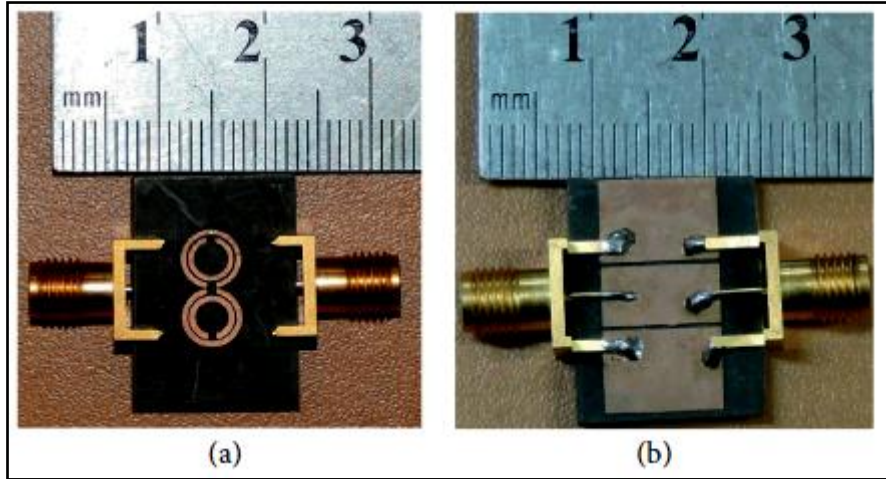
micro-rubans. La constante diélectrique de ces stratifiés haute fréquence est la plus basse de tous les produits, et une faible perte diélectrique les rend bien adaptés aux applications haute fréquence / large bande où la dispersion et les pertes doivent être minimisées. En raison de leurs caractéristiques d'absorption d'eau extrêmement basses, les substrats RT/Duroid 5870 sont idéaux pour les applications dans des environnements très humides. Les stratifiés haute fréquence Rogers RT/Duroid 5870 sont utilisés dans les circuits des téléphones aériens commerciaux, les circuits micro-ruban et CPW, les applications à ondes millimétriques, les systèmes radar militaires, les systèmes de guidage de missiles et les antennes radio numériques point à point



**Figure 4-1** Schéma et dimensions de la structure métamatériau SRRs circulaires gravés sur un substrat diélectrique Rogers 5870.

La simulation se fait à l'aide du logiciel HFSS v13, mais avant d'entamer l'exécution de cette structure on va parler sur le mode d'excitation et les conditions aux limites pour bien définir la zone de propagation des champs électrique et magnétique. Le filtre est alimenté avec deux ports d'entrée et de sortie "wave port1" et "wave port2" sur une plage de fréquence varie de 1 GHz à 10 GHz afin de générer et extraire les paramètres S de transmission et de réflexion. Pour la définition de la condition aux limites de cette structure, 4 murs sont placés autour de cette dernière où deux murs électriques (PerfE1 et PerfE2) et les deux autres magnétiques (PerfH1 et PerfH2). Ces deux murs électriques seront configurés perpendiculaires au plan de substrat et les deux murs magnétiques parallèles au même plan. L'emplacement des murs magnétiques c'est pour garantir une meilleure excitation magnétique et faire circuler un courant d'induction sur les anneaux, et les murs électriques pour garder une approche symétrique de la répartition du courant.

Pour la validation expérimentale de notre démarche, une maquette du filtre métamatériau étudié (figure 4-1) est réalisée (figure 4-2). La caractérisation fréquentielle du filtre est ensuite effectuée à l'aide de l'analyseur de réseau Anritsu VNA, 8719ES.



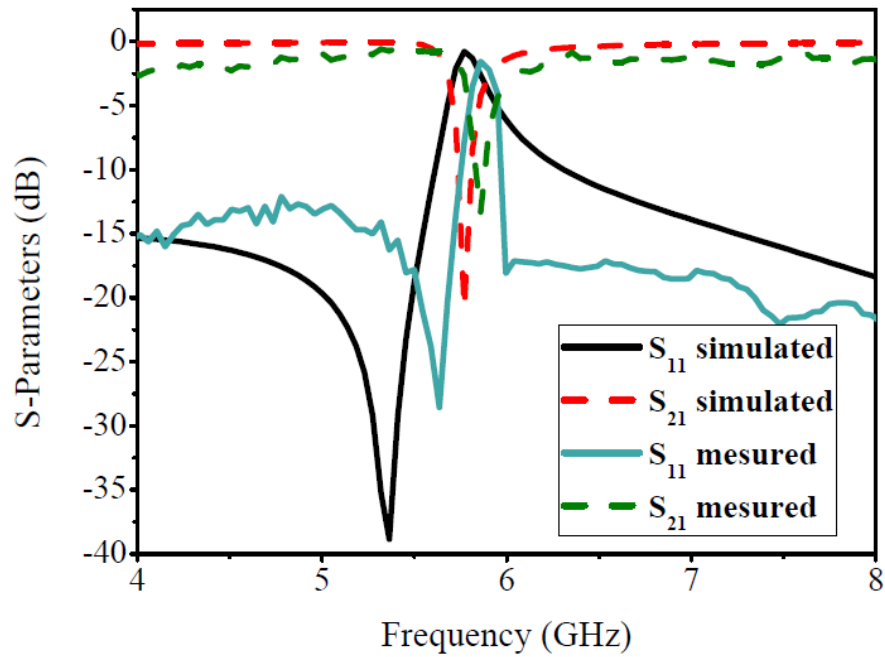
**Figure 4-2** Photos des prototypes fabriqués de filtre coupe-bande métamatériau du SRR circulaire sous guide d'onde coplanaire (a) la couche inférieure et (b) la couche supérieure.

Les résultats de simulation et de mesure des paramètres S du filtre réalisé sont reportés sur la figure 4-3 (a). Les résultats simulés montrent qu'il existe un zéro de transmission (une bande de réjection) à la fréquence de résonance de 5,8 GHz à -20,95 dB, l'atténuation maximale de  $|S_{11}|$  est d'environ 39 dB à 5,34 GHz et les pertes d'insertion dans la bande passante sont inférieures à -1 dB. Les réponses mesurées confirment les résultats attendus. On peut noter toutefois, un décalage par rapport aux résultats de la simulation ; ceci est dû à l'inadaptation coax-micro-ruban et aux incertitudes de fabrication, sans oublier les incertitudes de simulation. L'accord est jugé bon à ce stade d'étude de faisabilité.

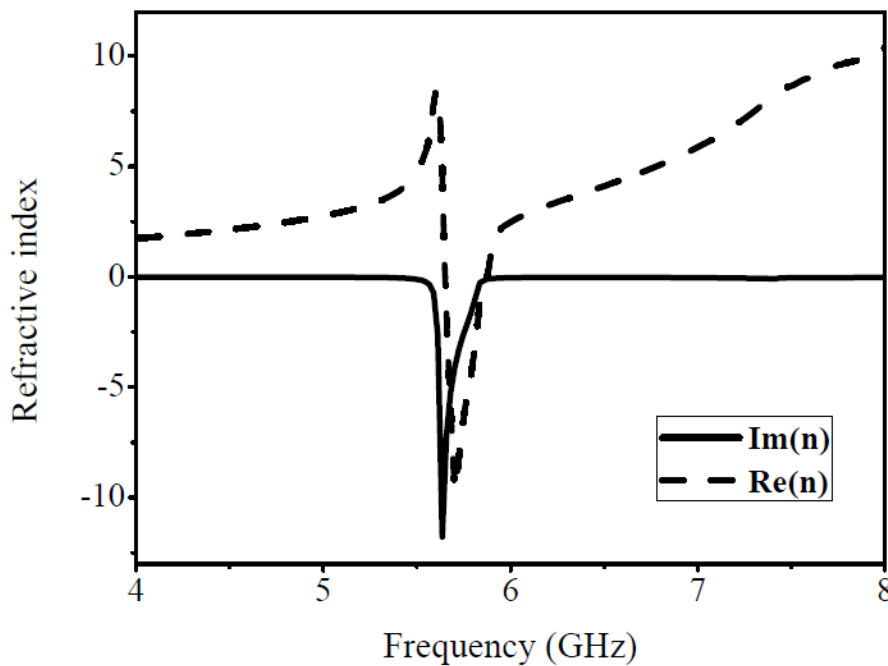
A partir de la figure 4-3 (b), l'indice de réfraction est négatif autour de la fréquence de résonance. En inversant les formules citées ci-dessous, on peut voir qu'il est possible d'obtenir les expressions NRW pour extraire le signe de l'indice de réfraction dans le simulateur HFSS (déjà expliqué dans le chapitre II); la valeur de "n" est déduite de l'épaisseur de la couche "d" simulée et des coefficients de transmission  $t'=S_{21}$  et de réflexion  $r=S_{11}$ , m est un entier. Le facteur de qualité du filtre SRR coupe bande métamatériau proposé est  $Q = 28.14$ .

$$Re(n_{eff}) = \pm Re \left( \frac{\arccos \left( \frac{1}{2t'} [1 - (r^2 - t'^2)] \right)}{kd} \right) + \frac{2\pi m}{kd} \tag{4-1}$$

$$Im(n_{eff}) = \pm Im \left( \frac{\arccos \left( \frac{1}{2t'} [1 - (r^2 - t'^2)] \right)}{kd} \right) \tag{4-2}$$



(a)



(b)

**Figure 4-3** (a) Paramètres S simulés et mesurés du filtre SRR/CPW et (b) son indice de réfraction.

La convergence des résultats obtenus aussi bien qu'en simulation que par la mesure expérimentale, confirme la réalisation d'un nouveau modèle de filtre basé sur l'association d'une simple ligne guide d'onde coplanaire 50Ω et deux cellules SRRs. Ce type de filtre montre clairement une alternative très prometteuse de réalisation de filtre à multi bande rejetée à base de cellules résonantes à différentes fréquences, ainsi que des filtres agiles à bandes rejetées reconfigurables et maîtrisables.

À partir du circuit équivalent de la cellule unitaire du filtre SRR/CPW (illustré à la figure 4-4 (a)), l'impédance en série, l'admittance du shunt et la relation de dispersion sont extraites à l'aide de l'approche décrite dans [133]. L et C sont l'inductance et la capacité par unité de la ligne de transmission CPW. Le SRR circulaire sur la face en dessus est modélisé comme de circuits résonnant parallèle, avec une inductance  $L_{SRR}$  et une capacité  $C_{SRR}$ . Le SRR à la face inférieure du filtre est couplé inductivement à la ligne par une inductance mutuelle " $L_M$ ". Le circuit peut être simplifié grâce à l'impédance équivalente de l'inductance mutuelle, comme illustré à la figure 4-4 (b).

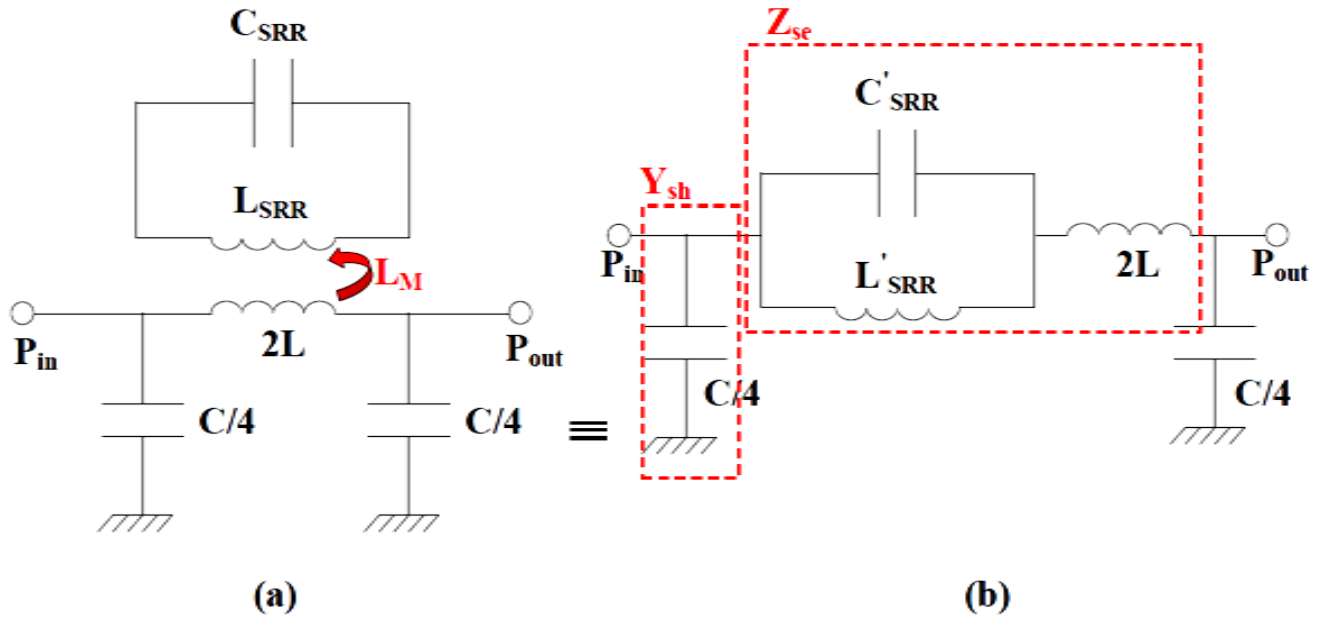


Figure 4-4 (a) le circuit unitaire équivalente cellule de la structure conçue et (b) son modèle simplifié.

On va maintenant déduire la relation de dispersion à partir de ce circuit équivalent pour montrer la fonction de ce filtre dans la réponse fréquentielle.

$$\omega_0^2 = 1/L_{SRR} C_{SRR} = 1/L'_{SRR} C'_{SRR} \tag{4-3}$$

$L'_{SRR}$  et  $C'_{SRR}$  sont respectivement l'inductance et la capacité du modèle de circuit simplifié SRR susmentionné. Pour l'impédance en série  $Z_{se}$  ( $Z_{L'}$  et  $Z_{C'}$ ) sont respectivement l'impédance de  $L'_{SRR}$  et  $C'_{SRR}$ :

$$Z_{se} = \frac{Z_{L'} Z_{C'}}{Z_{L'} + Z_{C'}} + Z_L \tag{4-4}$$

$$Z_{se} = 2j\omega L + \frac{j\omega L'_{SRR}}{1 - (\omega^2/\omega_0^2)} \tag{4-5}$$

Pour le shunt admittance  $Y_{sh}$  :

$$Y_{sh} = \frac{1}{Z_C} = \frac{j\omega C}{4} \quad (4-6)$$

À partir de l'équation (4-5 et 4-6), la relation de dispersion est obtenue par:

$$\cos(\beta l) = 1 + Z_{se} Y_{sh} \quad (4-7)$$

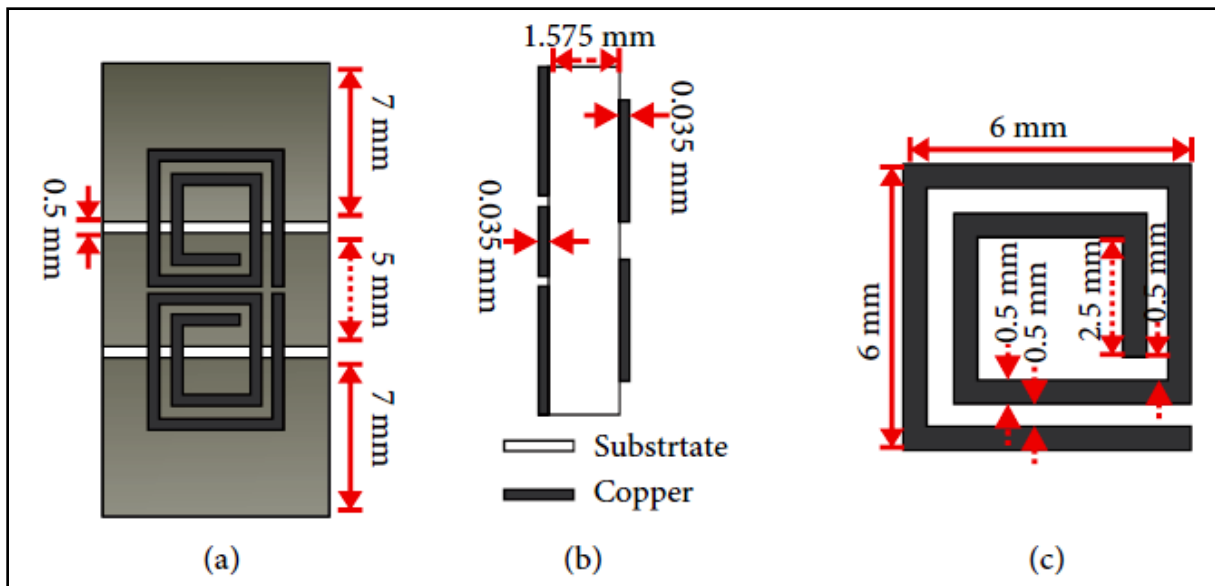
$$\cos(\beta l) = 1 + \left( 2j\omega L + \frac{j\omega L'_{SRR}}{1 - (\omega^2/\omega_0^2)} \right) \left( \frac{j\omega C}{4} \right) \quad (4-8)$$

$$\cos(\beta l) = 1 - \frac{\omega^2}{2} \left( LC + \frac{L'_{SRR} C}{2 \left( 1 - (\omega^2/\omega_0^2) \right)} \right) \quad (4-9)$$

Ici,  $\omega_0$  est la fréquence de résonance des résonateurs SRR,  $\omega$  est la fréquence angulaire et  $\beta$  est la constante de propagation pour les ondes de Bloch. À partir des relations de dispersion (équation (4-9)), on peut voir que la structure montre la propriété d'un filtre coupe bande à une seule bande d'arrêt ou de réjection au voisinage de  $\omega_0$ . De là on peut conclure que les résultats simulés, mesurés et calculés présentent un bon accord afin de confirmer l'objectif de concevoir de ce filtre métamatériau.

#### 4.2.2 Filtre métamatériau à base de RSR (Rectangular Spiral Resonator)

Dans cette sous-section, nous sommes intéressés à l'étude des caractéristiques de transmissions et de réflexion simulés et mesurés de la structure précédente avec un seul changement au niveau des résonateurs, où on va utiliser des résonateurs rectangulaires spiralés comme il est montré dans la figure 4-5. Nous avons opté pour une conception à des applications WLAN autour de la fréquence 2.4GHz tels que les systèmes de communications sans fil WIFI.



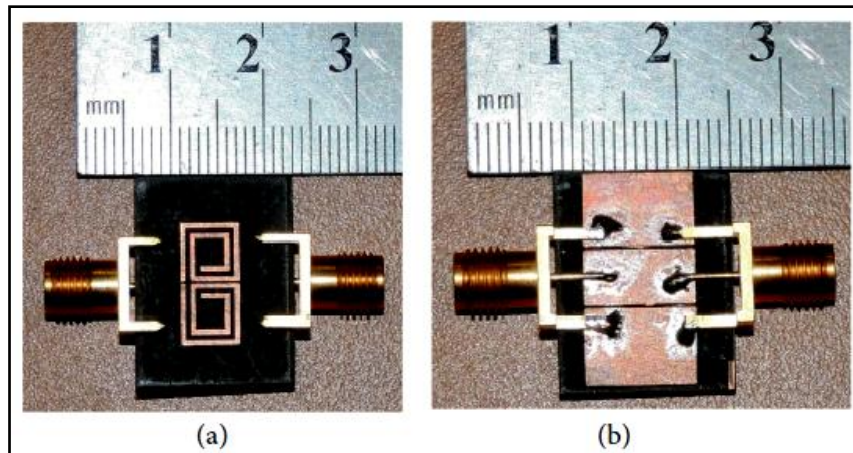
**Figure 4-5** Schéma et dimensions de la structure métamatériau RSRs gravés sur un substrat diélectrique Rogers 5870.

La structure est basée sur deux RSRs l'un à côté de l'autre gravé à la face inférieure du substrat dans un guide d'onde coplanaire CPW, avec une métallisation de cuivre. De la même manière que la structure étudiée dans la sous section 4.2.1, le filtre est conçu sur un substrat diélectrique de type Rogers RT/Duroid™ 5870 ayant les caractéristiques suivantes : [permittivité relative ( $\epsilon_r= 2.33$ ); épaisseur ( $h=1.575$  mm) et  $\text{tg}(\delta)=0.0001$ ].

Pour valider la démarche de dimensionnement et de conception, nous avons optimisé à nouveau une cellule RSR pour un fonctionnement autour de la fréquence 2.4GHz (figure 4-5). Les différentes dimensions optimisées sont données ci-après :

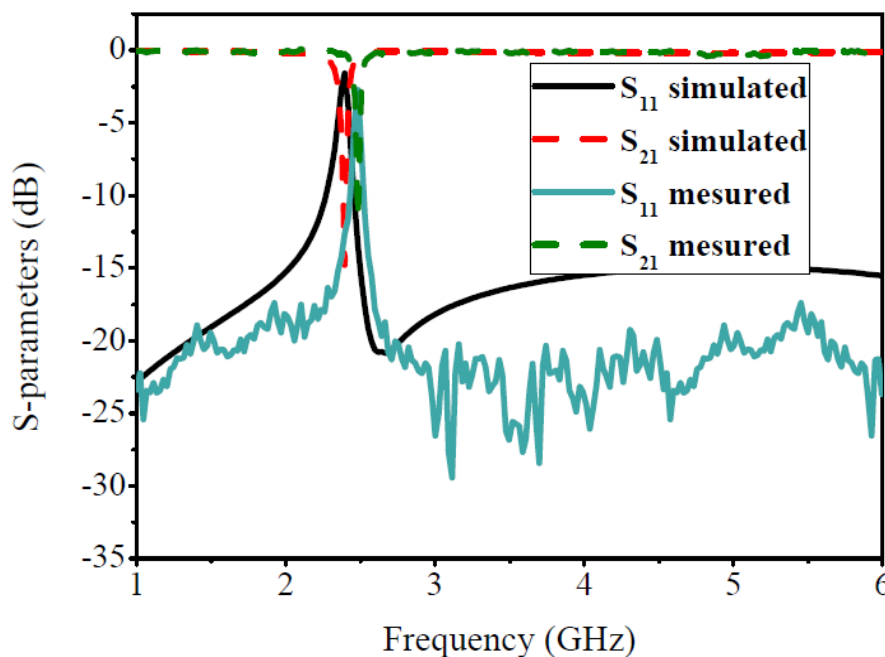
- La taille de substrat (10X20) mm;
- Le bord du rectangle externe RSR ( $r=6$  mm);
- La largeur de gap entre les spirales ( $g_a=0.5$  mm);
- La largeur de fente ( $g_f=0.5$  mm);
- La largeur de la bande conductrice ( $w=5$ mm).

Le filtre est réalisé suivant le processus présenté ci-dessus, la structure obtenue par ce procédé de fabrication est présenté sur la figure 4-6.

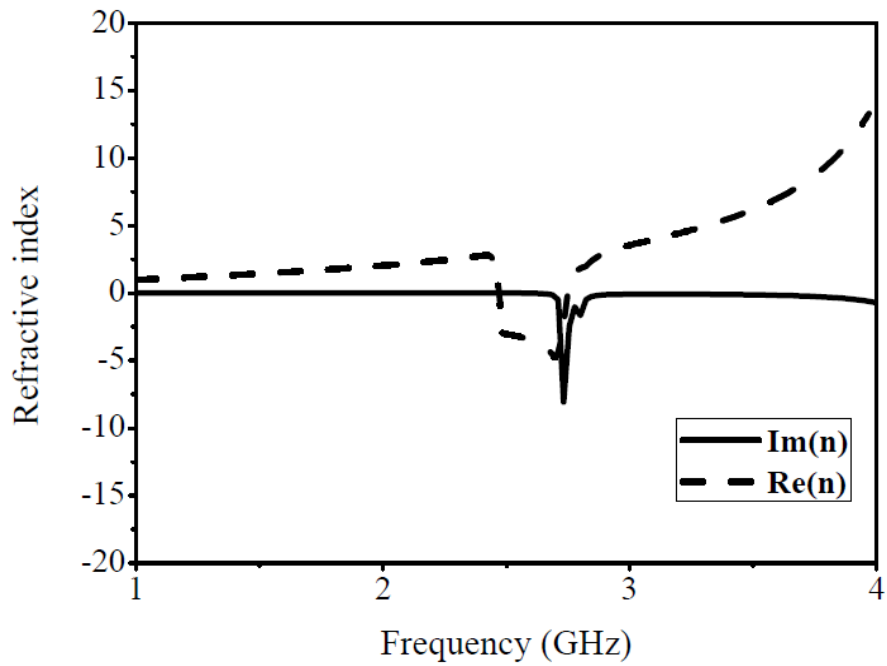


**Figure 4-6** Photos des prototypes fabriqués de filtre coupe-bande métamatériau du RSR sous guide d'onde coplanaire (a) la couche inférieure et (b) la couche supérieure.

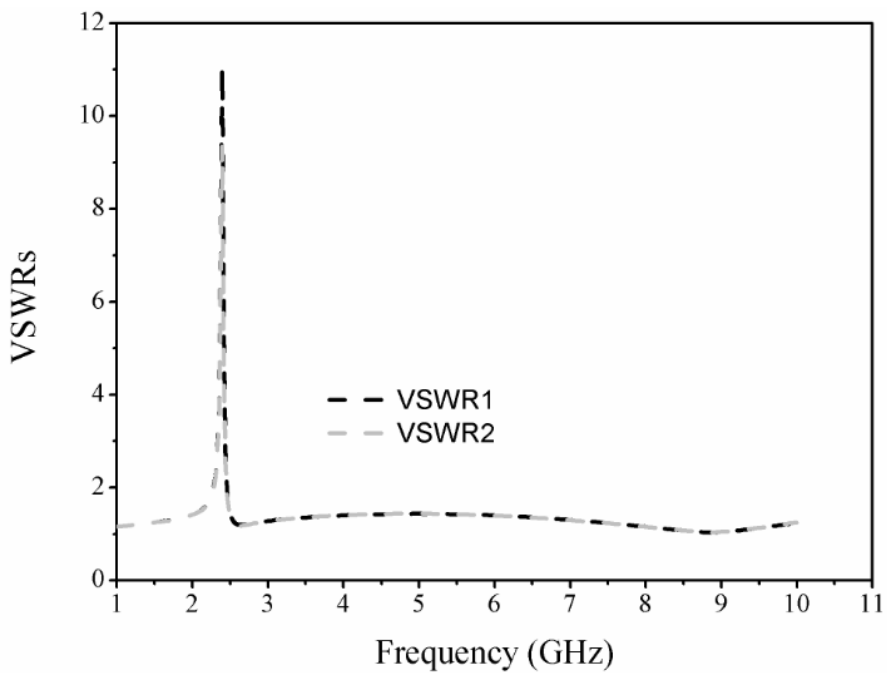
Les résultats de simulation présentés dans la figure (4.7 (a)) indiquent que le groupe SRR-CPW métamatériau a une bande de rejection de 2,39 GHz à  $-14,80$  dB, l'atténuation maximale de  $|S_{11}|$  est d'environ 20,80 dB à 2,66 GHz et les pertes d'insertion dans la bande passante sont inférieures à  $-1$  dB. Les réponses mesurées présentent presque les mêmes résultats simulés, un bon accord et confirment les résultats attendus. L'indice de réfraction est négatif autour de la fréquence de résonance (4.7 (b)). Les VSWR sont inférieurs à 1,5, sauf à la bande de réjection où ils sont d'environ 11 à la fréquence de résonance de 2,37 GHz. Le facteur de qualité du filtre SRR coupe bande métamatériau proposé est  $Q = 35.77$ . On peut en conclure que la structure en spirale RSR présente une meilleure sélectivité par rapport filtre de structure SRR circulaire, avec une bande passante très étroite de 0,066 GHz.



(a)



(b)



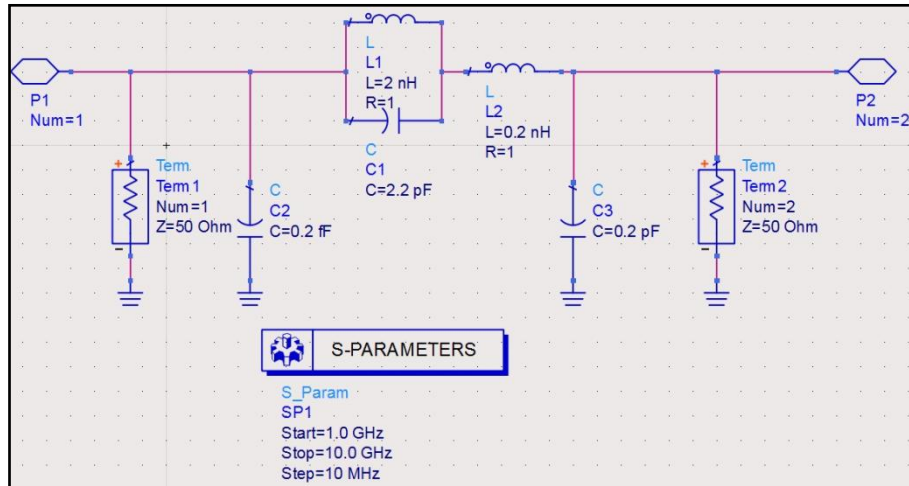
(c)

**Figure 4-7** (a) Paramètres S simulés et mesurés, (b) son indice de réfraction et (c) le VSWRs du filtre RSR.

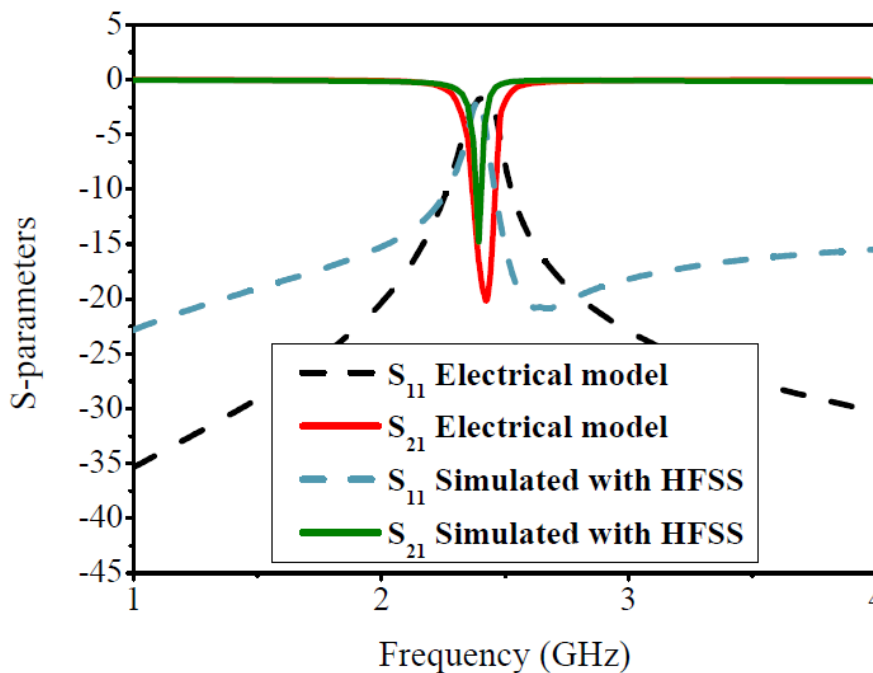
Après avoir validé les étapes de la simulation, la fabrication et le calcul théorique, nous passons maintenant à étudier le circuit de polarisation RSR/CPW sous ADS [136] selon le modèle SPICE fourni par le constructeur Skyworks. Le but de cette étude est d'extraire les coefficients de transmission et de réflexion afin de valider les résultats du filtre RSR/CPW. Cette simulation électrique sous ADS de la structure RSR/CPW (figure 4-8), nous aide à déterminer la fréquence de résonance de ce filtre. Les



résultats obtenus dans la figure 4-8(b) montrent que le circuit électrique équivalent de la structure conçue à fait l'objet et la fonction d'un filtre coupe bande à une seule bande de réjection avec une fréquence de résonance sous ADS égale à 2.41 GHz. Dans cette partie on conclut que Les résultats des coefficients de transmission et de réflexion simulés (HFSS et ADS), calculés et mesurés ont montré un bon accord.



(a)



(b)

**Figure 4-8** Validation du (a) circuit équivalent de la structure conçue RSR/CPW avec le modèle SPICE sous ADS et (b) une comparaison des résultats du paramètres S entre ADS et HFSS.

Le tableau 4-1 résume une comparaison des résultats de la simulation du filtre coupe-bande basés sur l'approche résonante, où Le guide d'ondes coplanaire est chargé de quatre formes différentes de SRR (circulaire, spirale, carrée et triangulaire). On peut conclure que la structure de filtre en SRR de

forme spirale a une meilleure sélectivité par rapport aux autres formes, avec une bande passante très étroite de 0,066 GHz.

Structure	$f_0$ (GHz)	BW (GHz)	$l$ (mm)	Variation des pertes d'insertion (dB)	Q
SRR circulaire, Figure 4-3(a)	5.8	0.19	20	0.6 entre 5.3 – 5.4 GHz	28.14
RSR spiralé, Figure 4-4(a)	2.39	0.066	20	0.09 entre 2.6 – 2.7 GHz	35.77
SRR carré [74]	2.6	0.16	/	/	16.25
SRR Triangulaire [75]	7.4	0.30	20	/	24.66

**Tableau 4-1** Un tableau comparatif des différents résultats pour les filtres coupe-bande métamatériaux.

Dans la section suivante, nous allons étudier comment rendre les deux structure SRR et RSR/CPW reconfigurable dans la fréquence de résonance en prospectant les différentes composantes et matériaux qui agissent sur le comportement électromagnétique de ces structure.

### 4.3 Les méthodes de la reconfigurabilité

La désignation d'un filtre métamatériau reconfigurable fut utilisée pour la première fois, en 1998 par Mitola [137]. En général, les filtres reconfigurables sont des filtres passifs auxquelles sont ajoutés des composants pour modifier les propriétés par des moyens électriques, mécaniques ou l'utilisation des matériaux agiles. De ce fait, il est possible de changer leur fréquence de fonctionnement, leur polarisation ou leur diagramme de rayonnement, et cela en fonction des besoins et du contexte environnemental.

L'intérêt primordial des filtres reconfigurables réside dans leurs capacités à supporter des fonctionnalités tel que le filtrage fréquentiel ou spatial par rapport aux filtres conventionnelles (classiques), et cela afin d'améliorer les performances des systèmes de communication. Les filtres reconfigurables trouvent aussi leur intérêt dans la radio cognitive (ou CDR : Cognitive Defined Radio) [138].

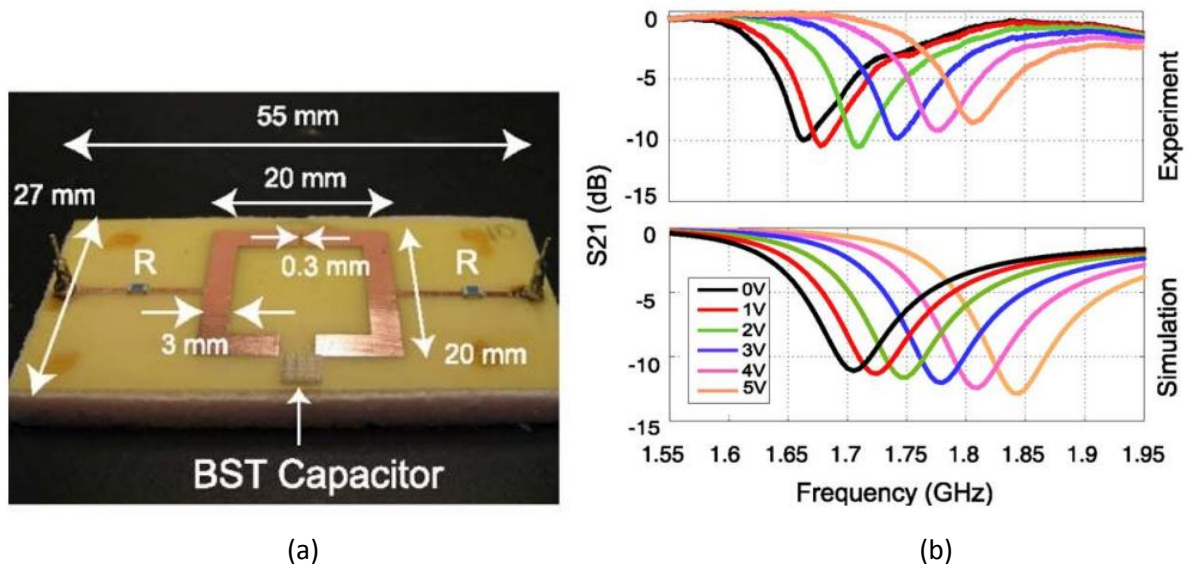
Les filtres reconfigurables en fréquence connaissent un grand intérêt de la part des chercheurs dans le domaine des filtres [139]. Il s'agit de permettre au filtre de commuter entre plusieurs bandes d'opération. Ces filtres sont largement étudiés pour une utilisation dans les radios cognitives et les différentes applications sans fil, dont beaucoup de travaux ont été rapportés dans la littérature. En effet, un grand défi apparait découlant du besoin de faire cohabiter différentes normes sur la même filtres tels que ; les systèmes LTE, Radio FM, Bluetooth, WiFi, WLAN et WiMAX.

### 4.3.1 Reconfigurabilité par utilisation des composants localisés actifs

Un filtre agile en fréquence sera un filtre reconfigurable comme défini dans le paragraphe précédent. Il devra en outre posséder la propriété d'agilité, c'est-à-dire que le saut entre deux fréquences consécutives  $f_1$  et  $f_2$  doit pouvoir s'effectuer très rapidement durant la transmission du signal, de façon à ne pas perturber le traitement de celui-ci. Un tel filtre est donc parfaitement adapté à la radio cognitive, au traitement crypté par exemple dans les systèmes de communications sans fil. Généralement, ce type de filtres offre de bonnes performances en termes de bruit, de linéarité et de consommation. En revanche, ils sont par principe assez difficilement reconfigurables. Les seules techniques qui permettent leur reconfiguration utilisent des composants électroniques tels que les diodes PIN, les composantes micromécaniques déformables appelés "micro electro mechanical systems" en anglais (MEMS) ou les diodes varicaps. Ce que nous intéresse dans cette étude est l'agilité en fréquence de résonance des résonateurs métamatériaux constituant les filtres métamatériaux à bande de réjection précédemment étudiés. Ce bref résumé des méthodes, permettant d'obtenir une fonctionnalité de reconfiguration des filtres, montre qu'il n'existe pas de solution globale. Le choix technologique doit se faire en fonction des besoins de l'application désirée notamment en termes de consommation énergétique, d'encombrement, de simplicité de mise en œuvre, de fiabilité et de coût de fabrication.

#### 4.3.1.1 Cellule SRR chargée par une diode Varactor

Dans l'état de l'art, nous trouvons quelques travaux qui ont abordé la possibilité de réaliser une cellule métamatériaux reconfigurable en fonction d'une consigne de commande électrique [140-142]. Dans les papiers [140-141], l'équipe de M. T. H. Hand a proposé une cellule constituée d'un anneau imprimé où on a inséré une capacité variable de type BST sur le gap (voir figure 4-9 (a)). La diode varactor est une jonction PN dont la capacité équivalente ( $C_d$ ) varie en fonction de la tension de polarisation, cela résulte de la variation de la zone de déplétion (ou zone de charge d'espace) en fonction de la tension aux bornes de la diode. Les résultats du paramètre S21 en fonction de la tension de polarisation de la diode varactor Vdc (figure 4-9 (b)) affichent un décalage de la fréquence de résonance vers les basses fréquences en diminuant la tension Vdc. Les résultats obtenus par cette équipe de recherche montrent une variation de la fréquence de résonance de la cellule SRR en fonction de la tension de polarisation de la diode varactor.



**Figure 4-9** Structure d'une cellule SRR carrée chargée par une diode varacator et (b) les résultats de la simulation et de mesures de  $S_{21}$  en fonction de tension de polarisation.

Le principal avantage de cette méthode est sa taille réduite par rapport aux filtres passifs externes et facilité d'intégration dans les systèmes de communications sans fil. Elle peut receler des inconvénients attendus et inattendus tels que leur faible  $Q$ , ce qui nécessite d'un circuit actif pour améliorer ce facteur de qualité, le bruit et non linéarités, son faible plage de réglage de  $f_0$  et la consommation d'énergie.

#### 4.3.1.2 Cellule métamatériau chargée par switch de type MEMS

La même équipe (M. T. H. Hand) a proposé [143] une structure métamatériau reconfigurable comprenant un switch de type MEMS (voir figure 4-10). Les résultats ont montré une reconfigurabilité entre deux états selon la polarisation du commutateur MEMS. En revanche, cette technique nécessite des tensions de polarisation trop importantes. Les données expérimentales montrent que le commutateur MEMS permet d'utiliser une particule résonante commutable avec des pertes raisonnablement faibles.

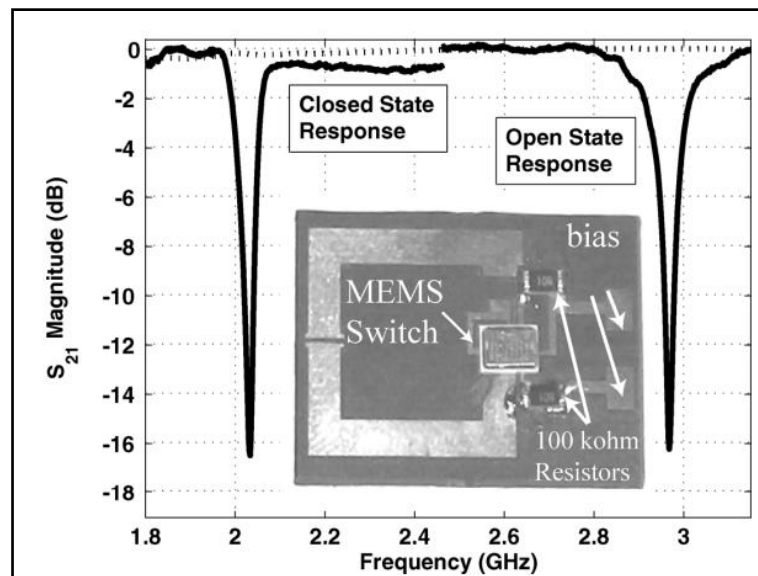
Cette technique présente des avantages et des inconvénients, parmi les avantages on cite :

- Faible bruit.
- Basse consommation.

Alors que les inconvénients sont :

- Temps de commutation élevés (jusqu'à  $300\mu\text{s}$ ).
- Surface importante (quelque dizaines de  $\text{mm}^2$ ).
- Nécessité de protéger les composants MEMS (chocs, température, humidité ...).
- Problèmes de fiabilité des composants MEMS.

- Faible facteur de qualité LC en général.



**Figure 4-10** Structure d'une cellule SRR carrée chargée par un switch MEMS et le tracé montre  $S$  en fonction de l'état Closed/Open.

#### 4.3.1.3 Cellule SRR chargée par une diode PIN

Dans la suite de nos travaux de ce chapitre (partie simulation et fabrication), nous optons vers cette méthode de reconfigurabilité, où le but est de pouvoir activer ou désactiver la résonance de la cellule SRR en fonction d'une commande électrique. Le choix de cette méthode est dû au :

- Moins complexe, la facilité de la conception et les performances attendus et obtenus.
- Le coût de fabrication.
- Intégration de plusieurs fonctionnalités pour la miniaturisation.
- Accès aux nouveaux standards sans changer le matériel (augmentation de la durée de vie des circuits).
- Réalisation de plusieurs fonctionnalités généralement accompli par plusieurs filtres en cascade ou en série.

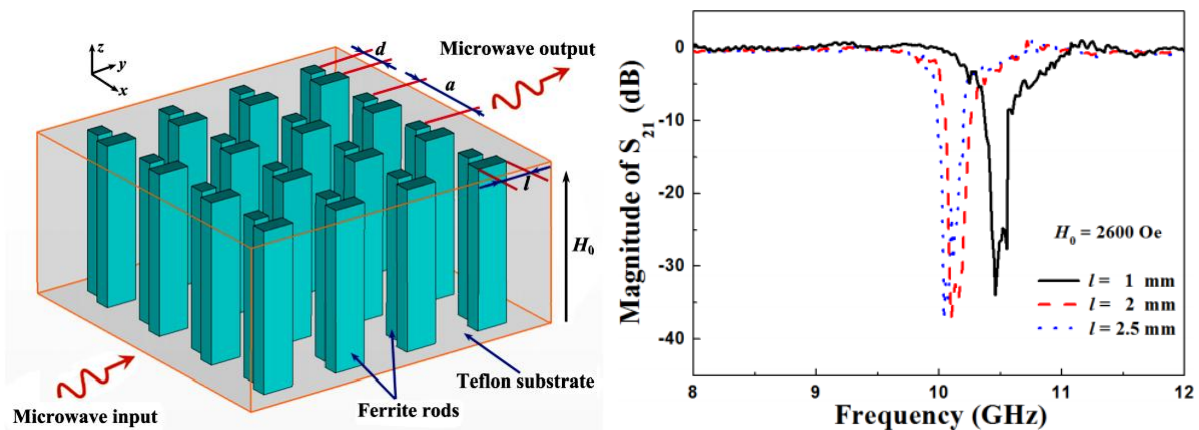
La cartographie du champ électrique  $E$  sur les résonateurs métamatériaux permet de localiser les régions susceptibles d'exciter des modes de résonances électriques. Nous aborderons dans cette étude le chargement de la cellule RSR par deux diodes PIN qui seront situées aux emplacements optimal de la cellule RSR.

### 4.3.2 Reconfigurabilité à l'aide de matériaux agiles

Dans ce type, la reconfiguration fréquentielle en fonction de matériaux agiles s'effectue de deux manières par commutation ou de façon continue. La commutation consiste à permettre au filtre de commuter entre plusieurs bandes. Les filtres accordables en fréquence offrent la possibilité de faire varier de façon continue une ou plusieurs fréquences de résonance.

Le filtre proposé dans [144] donne un exemple de structures utilisant des matériaux ferromagnétiques. L'équipe de recherche base sur l'influence dimensionnelle de la résonance ferromagnétique pour concevoir un filtre coupe-bande métamatériel accordable. Étant donné que la fréquence des résonances ferromagnétiques peut être réglée en fonction de la taille des tiges de ferrite, la bande d'arrêt du filtre peut être influencée par la taille des métamatériaux en ferrite, ce qui offre un nouveau moyen de concevoir des filtres accordables (voir figure 4-11).

Dans des travaux antérieurs et avec la même équipe de recherche [145], ils ont étudié l'effet de l'aimantation de saturation sur la résonance ferromagnétique et avait mis au point un filtre à hyperfréquences à large bande accordable magnétiquement utilisant des métamatériaux à base de ferrite. Enfin les couches ferromagnétiques à base de nano particules à la base de ferrite pourraient présenter un certain nombre d'inconvénients en termes de coût de fabrication, la complexité, de difficulté de mise en œuvre, la tension de polarisation élevée et pertes d'insertion élevées. Les avantages de cette technique dont la large plage de réglage de fréquence et la bonne sélectivité (facteur de qualité des filtres élevé).



**Figure 4-11** Schéma du filtre coupe-bande hyperfréquence accordable utilisant une structure métamatériau à base de ferrite et leur spectres de transmission mesurés en fonction des longueurs de tige  $l$ .

#### 4.4 Etude de la reconfigurabilité des filtres coupe bande

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous aborderons l'étude de filtre coupe bande basés sur une ligne guide d'onde coplanaire et les cellules RSR agiles. L'étude sera effectuée selon les démarches suivantes ; la première étape consiste à étudier la cartographie du champ électrique  $\vec{E}$  sur la métallisation de la structure RSR à la fréquence 2.39 GHz, qui nous permet de localiser les régions susceptibles d'exciter des modes de résonances électriques et de déterminer le gap adéquat pour loger les diodes PIN. Dans la deuxième étape, on abordera l'étude sur la partie de simulation et la partie expérimentale pour voir l'influence de ces diodes PIN sur le comportement électromagnétique du filtre coupe bande RSR/CPW. La figure 4-12 affiche une concentration du champ électrique autour la partie supérieur entre les deux résonateurs spiralés comme il est indiqué.

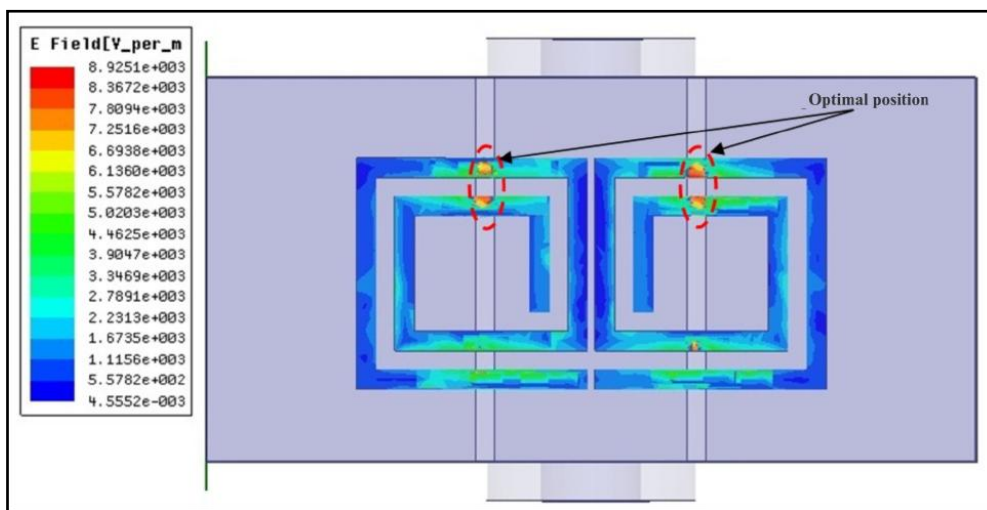


Figure 4-12 Cartographie du champ électrique  $\vec{E}$  sur la structure RSR/CPW à la fréquence 2.39 GHz.

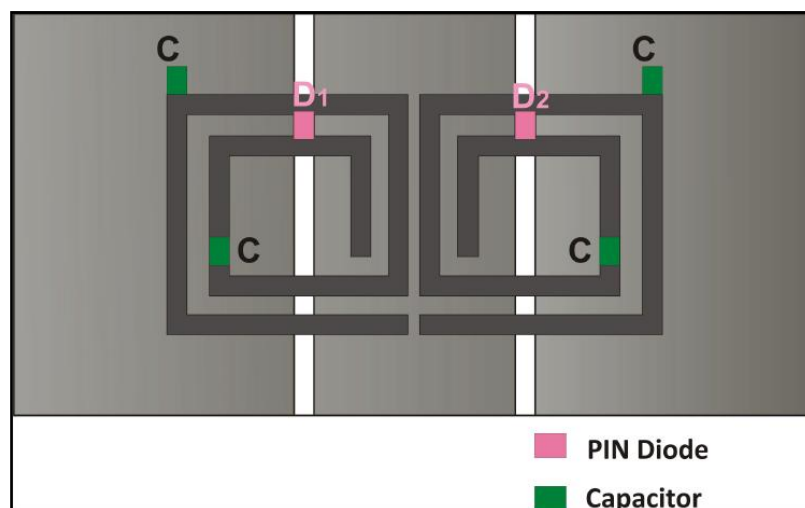
##### 4.4.1 Mécanisme de reconfiguration

L'objectif de cette partie est de montrer qu'il est possible de contrôler l'agilité de la fréquence de résonance de la cellule en spirale et de changer la fonction du filtre via une commande électrique. Le comportement de la réjection de bande autour de la fréquence de résonance de la cellule à métamatériau est contrôlé par des diodes PIN, placées dans des régions capables d'exciter un mode de résonance électrique. Le mécanisme de reconfiguration est basé essentiellement sur l'activation et désactivation de cellules RSR qu'on intègre dans le filtre (plus précisément sur la combinaison des diodes  $D_1$  et  $D_2$ ), à proximité de la fréquence de résonance. Par définition, la diode PIN fonctionne comme une résistance variable aux fréquences RF et hyperfréquences et est principalement contrôlée par sa tension de polarisation [146]. Une diode PIN à polarisation directe comme un switch à un état fermé (court-circuit ou passante) offre une impédance extrêmement basse; cependant, lorsqu'il est polarisé en sens inverse comme un switch à état ouvert (circuit ouvert ou bloquant), il

offre une très haute impédance avec une très faible capacité. Le comportement électromagnétique des RSRs étudié dans le chapitre II et les diodes PIN ont une propriété intéressante qui permet de l'exploiter dans la reconfiguration fréquentielle. En effet, lorsqu'elles rentrent en résonance et qu'elles présentent des perméabilités négatives, leur proximité de la ligne de transmission va créer un couplage magnétique avec celui-ci, ce qu'on va exploiter pour créer de nouvelles bandes d'opération. On tient à préciser que le couplage magnétique entre un RSR, diode PIN et la ligne de transmission CPW peut être utilisée pour créer une encoche ou plusieurs bande de rejection.

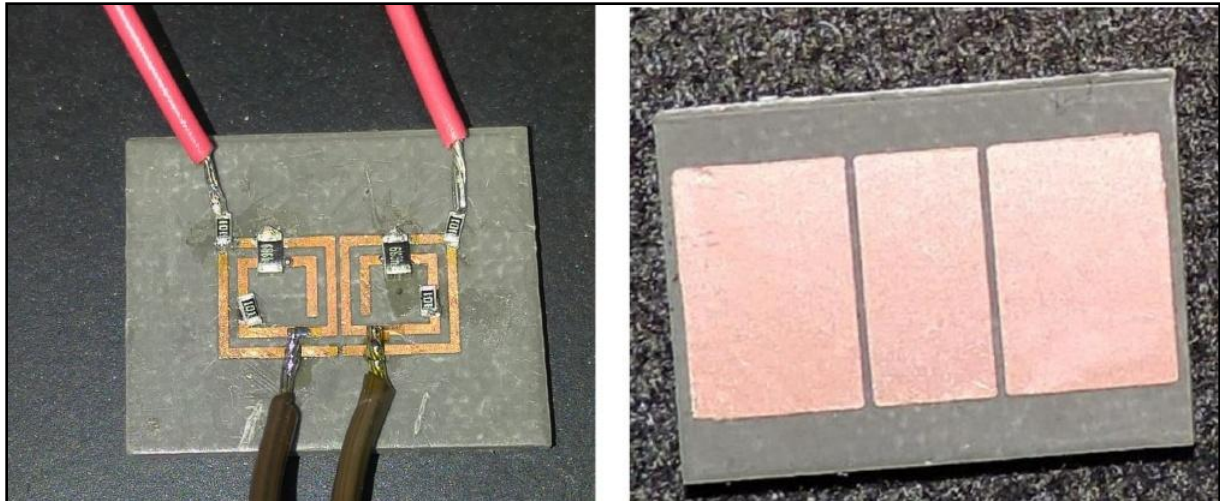
#### 4.4.2 Filtre coupe bande à base des cellules métamatériaux RSR chargée par des diodes PIN

Dans cette partie, nous sommes intéressés à reprendre le modèle de filtre coupe bande de la figure 4-5 basé sur une association d'une ligne guide d'onde coplanaire d'impédance de  $50 \Omega$  et deux cellule RSRs, et d'y ajouter deux diodes PIN  $D_1$  et  $D_2$  pour pouvoir contrôler le fonctionnement du filtre coupe bande. La position optimale de la diode PIN sera choisie pour loger une impédance  $Z_D$  constituée par un rectangle de (0.5 mm x 0.3 mm).  $Z_D$  aura une condition aux limites « Impedance Boundary » sous simulateur HFSS. Le filtre métamatériau RSR est dimensionné pour avoir une résonance à environ 2,4 GHz. La configuration et le circuit fabriqué du filtre coupe-bande basé sur une ligne CPW chargée de deux cellules RSR et de deux diodes PIN sont illustrés aux figures 4-13 (a) et (b), respectivement. Le rôle principal de ces condensateurs C dans la figure 4-13 (a) est de découpler entre les signaux RF et DC de la diode PIN afin de ne pas influencer sur le comportement électromagnétique de la réponse de ce filtre métamatériau.



(a)





(b)

**Figure 4-13** (a) Configuration du filtre chargé avec des diodes PIN; (b) prototype fabriqué du filtre coupe-bande basé sur l'association de la ligne CPW avec deux cellules de métamatériau chargées par deux diodes PIN (une pour la face avant et l'autre pour la face arrière du substrat).

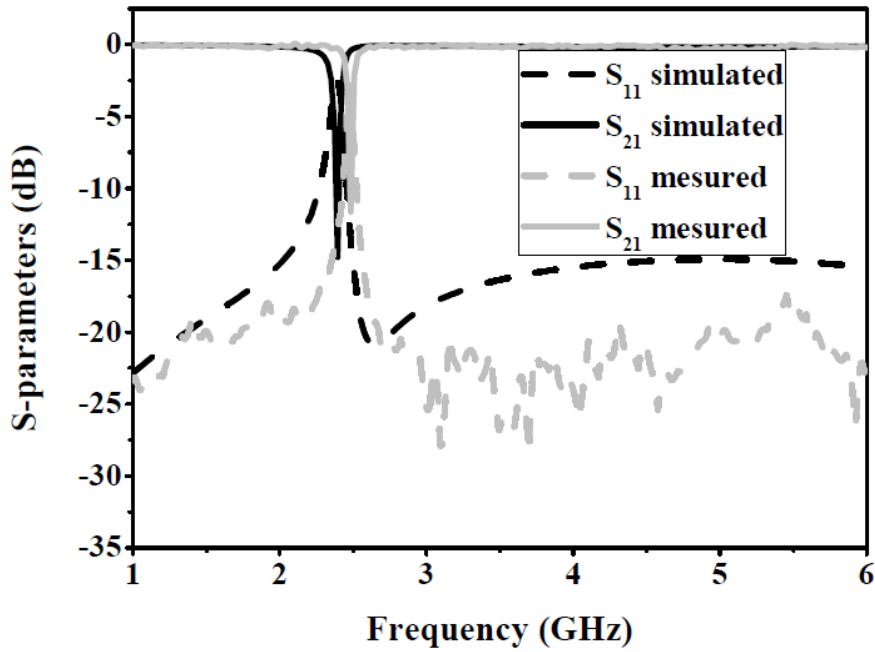
Les résultats des paramètres S (figures 4-14 (a), (b), (c) et (d)) montrent le comportement du filtre à bande de réjection et l'agilité de la fréquence de résonance en fonction de la présence ou de l'absence d'un conducteur électrique parfait représentant les états ON/OFF des diodes PIN. Pour permettre au filtre de fonctionner dans son état de base, il est nécessaire de désactiver simultanément les deux diodes PIN D1 et D2 (état OFF), ce qui donne un filtre de réjection à bande unique à la fréquence de 2,4 GHz (figure 4-14a). Le tableau suivant (tableau 4-2) répertorie tous les états de la combinaison de diodes. La conception, l'optimisation des paramètres et les résultats simulés du filtre métamatériau sont tous réalisés à l'aide du logiciel HFSS.

	D <sub>1</sub>	D <sub>2</sub>	Fréquence de résonance	Fonction du filtre
<b>Filtre à l'état 1</b>	OFF	OFF	2.4 GHz	Filtre à une seule bande de réjection
<b>Filtre à l'état 2</b>	ON	OFF	2.53 et 4.26 GHz	Filtre à double bandes de réjection
<b>Filtre à l'état 3</b>	OFF	ON	2.50 et 4.21 GHz	Filtre à double bandes de réjection
<b>Filtre à l'état 4</b>	ON	ON	4.75 GHz	Filtre à une seule bande de réjection

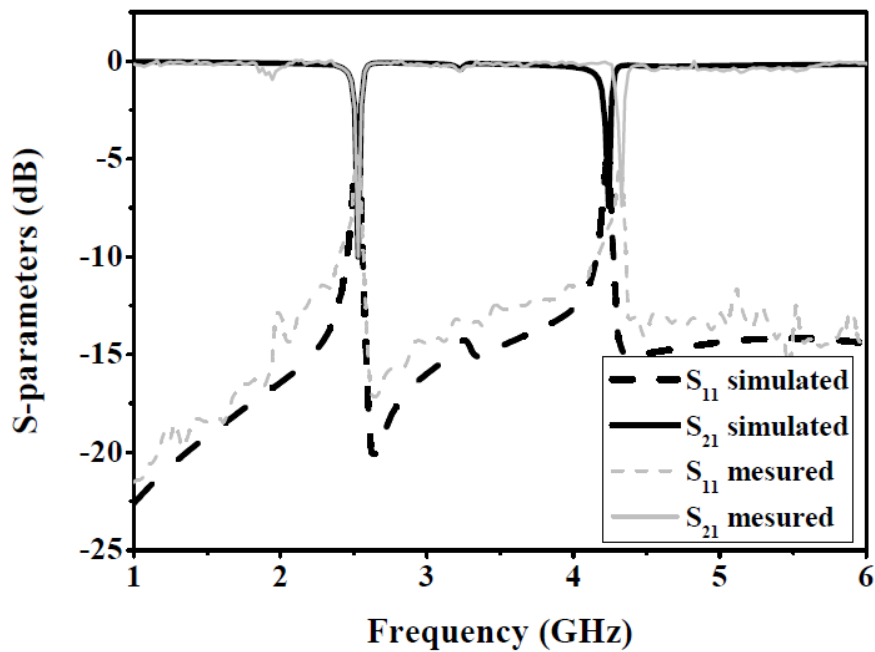
**Tableau 4-2** Détails des configurations des diodes PIN pour les états de filtrage et ces fréquences de résonance.

La figure 4-14 montre les résultats de simulations et de mesures S<sub>11</sub> et S<sub>21</sub> pour le filtre métamatériau à structure en spirale avec les différents états des diodes PIN. Les résultats simulés montrent clairement que le dispositif pourrait fonctionner comme un filtre de réjection à double bande si l'une des deux diodes PIN était activée (cas de l'état de filtre 2 et de l'état de filtre 3 du

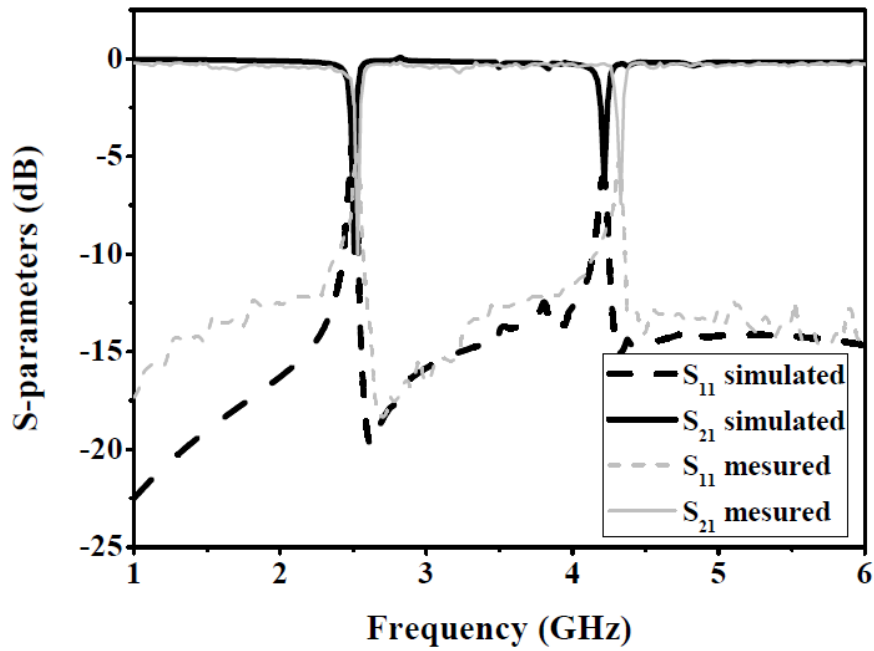
tableau 4-2). Toutefois, dans le cas où les deux diodes PIN sont activées (état du filtre 4), on peut noter que le dispositif agit comme un filtre avec réjection sur une bande unique et que la fréquence de résonance est décalé à 4,75 GHz par rapport à l'état initial où le filtre avec D1 et D2 désactivés (la bande de réjection était à 2,4 GHz).



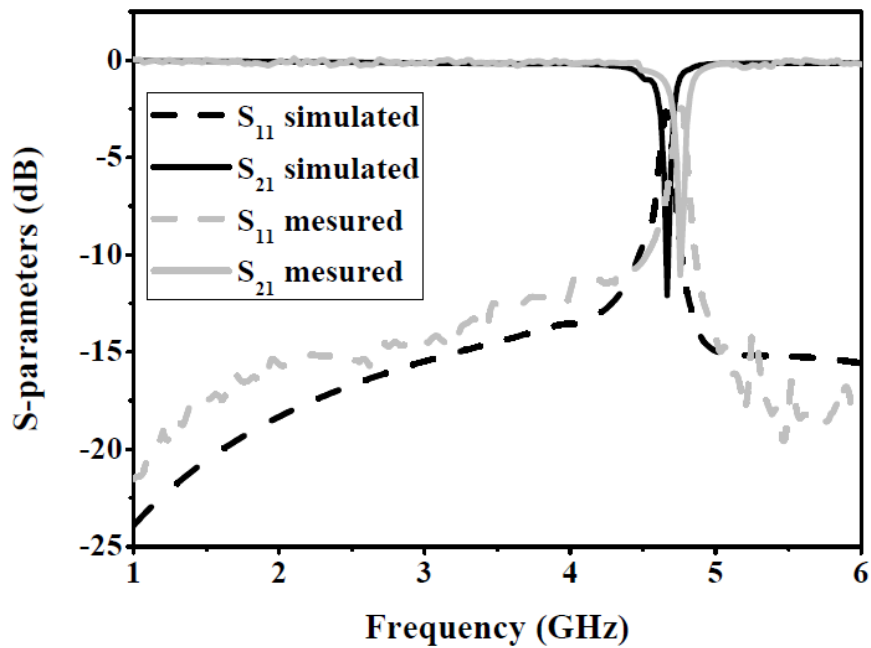
(a)



(b)



(c)



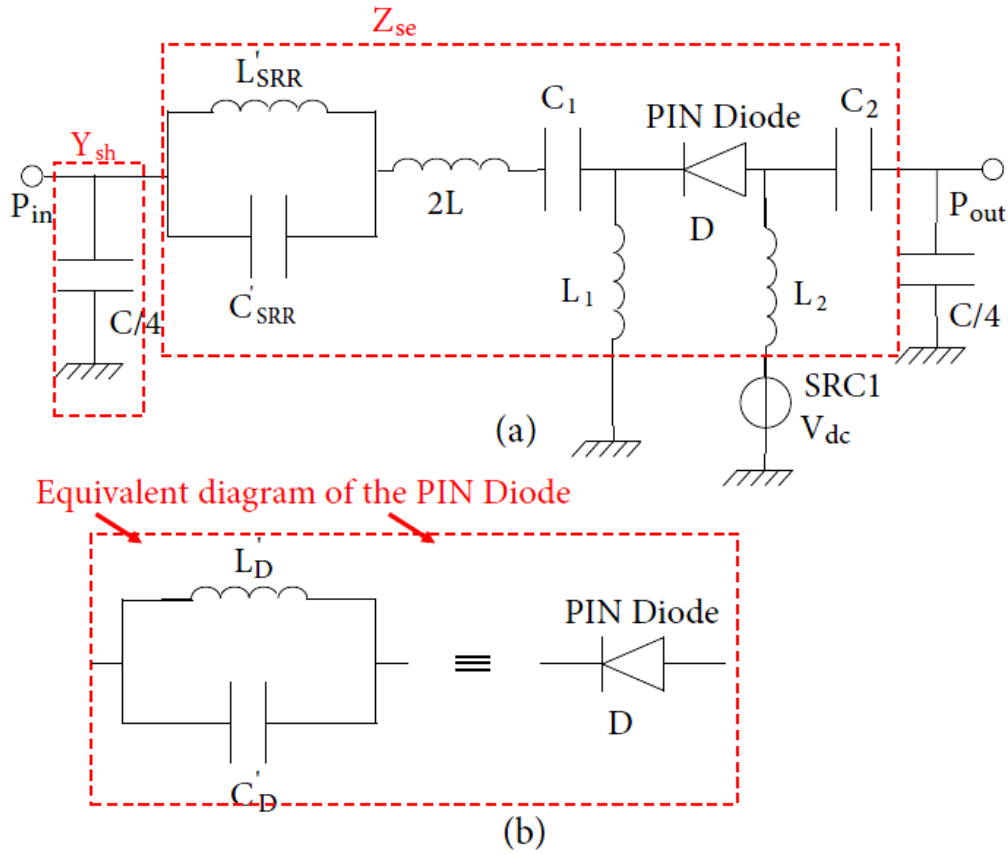
(d)

**Figure 4-14** Paramètres S simulés et mesurés de la structure RSR chargée avec (a)  $D_1$  à l'état OFF et  $D_2$  à l'état OFF; (b)  $D_1$  ON et  $D_2$  OFF; (c)  $D_1$  OFF et  $D_2$  ON; et (d)  $D_1$  ON et  $D_2$  ON.

Le tableau 4-2 résume également les performances sur la fréquence de résonance de fonctionnement. Les résultats des paramètres S simulés et mesurés ont montré un bon accord pour tous les états des diodes PIN.

Dans le cas où l'une des deux diodes du filtre est activée et les autres désactivées (état de filtrage 2 et état de filtrage 3), l'ensemble du circuit équivalent de la cellule unitaire comprend tous les

composants capacitifs et inductifs ( $C_1$ ;  $C_2$ ;  $L_1$  et  $L_2$ ) pour éliminer les effets parasites lors de la polarisation de la diode PIN, comme illustré à la figure 4-15 (a) et (b), où:



**Figure 4-15** (a) Le circuit équivalent de la cellule élémentaire de la structure conçue RSR/CPW chargée avec diode PIN et (b) le modèle simplifié de la diode PIN.

À partir de la figure 4-15 on a :

$$\omega_1^2 = 1/L_{SRR} C_{SRR} = 1/L'_{SRR} C'_{SRR} \tag{4-10}$$

Et

$$\omega_2^2 = 1/L_D C_D = 1/L'_D C'_D \tag{4-11}$$

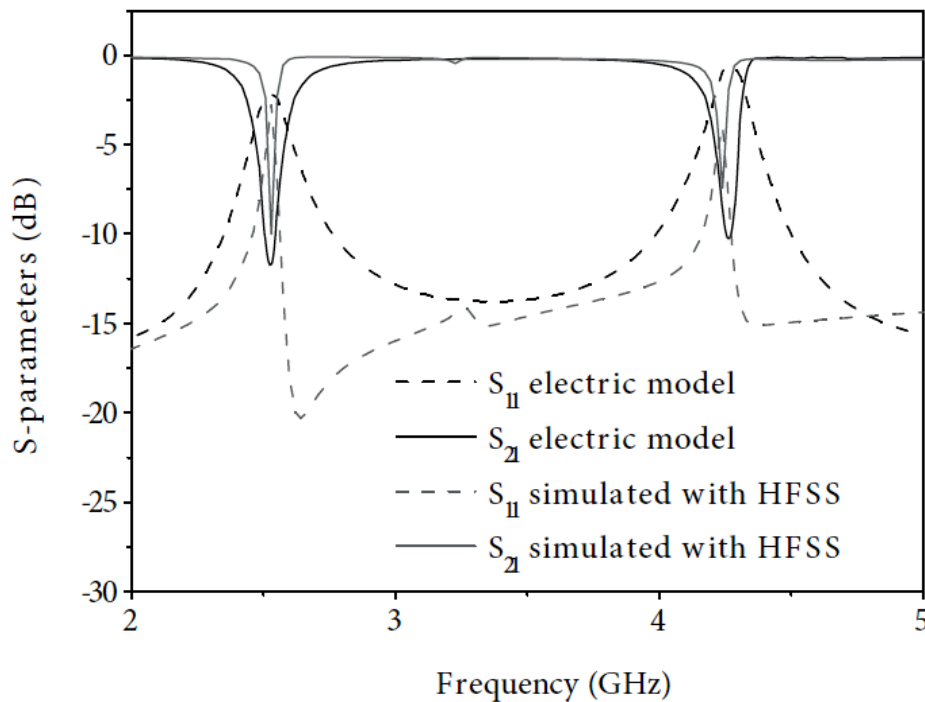
$\omega_1$  et  $\omega_2$  sont les fréquences de résonance du RSR et du RSR avec la diode PIN à l'état ON, respectivement.

La diode PIN est caractérisée par l'inductance  $L_D$  et la capacité  $C_D$ . Ainsi, la relation de dispersion suivante peut être obtenue par:

$$\cos(\beta l) = 1 + Z_{se} Y_{sh} \tag{4-12}$$

$$\cos(\beta l) = 1 - \frac{\omega^2}{2} \left( LC + \frac{L'_{SRR} C}{2(1 - (\omega^2/\omega_1^2))} + \frac{L'_D C}{2(1 - (\omega^2/\omega_2^2))} \right) \tag{4-13}$$

D'après les relations de dispersion (équation 4-13), nous pouvons voir que la structure agit comme un filtre à double bandes réjections au voisinage de  $\omega_1$  et  $\omega_2$ , et cela confirme aussi théoriquement les résultats obtenus par simulation et mesure. Les résultats simulés (paramètres S sous simulateur ADS et simulateur HFSS sur la figure 4-16) et théoriques (relation de dispersion dans l'équation (4-13)) ont montré un bon accord, où la structure RSR/CPW chargée avec une diode PIN pouvant fonctionner comme un filtre à double bandes de réjection.



**Figure 4-16** Validation du circuit équivalent de la structure conçue à partir de paramètres S sous simulateur ADS (Electric model).

#### 4.4.3 L'intérêt des résultats

Les résultats obtenus de ce filtre métamatériau reconfigurable convient bien aux applications des systèmes de communications sans fil WLAN, WMAN et WWAN. La fréquence de résonance peut être variée de 2.4 à 4.75 GHz en changeant l'état de la combinaison des diodes  $D_1$  et  $D_2$  par commande électrique. Ce filtre est conçu pour offrir les quatre modes de fonctionnement suivants : Wifi comme le 802.11b, 802.11g, 802.11n (2.400 – 2.4835 GHz), système de communication multipoint à faible capacité SCM-FC et système LTE (2.500 – 2.596 GHz), le service fixe par satellite et des stations terriennes réceptrices (3.700 – 4.300 GHz) et radars militaires (4.300 – 5.800 GHz).

#### 4.5 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre un filtre multi-bandes reconfigurable en fréquences en utilisant les propriétés métamatériaux des résonateurs RSR à base de technologie guide d'onde coplanaire. Le filtre métamatériau proposé peut commuter entre des modes mono-bande et double-bande.

L'approche proposée dans ce chapitre c'est l'approche résonante avec des résonateurs de type SRR circulaire et RSR de forme spiralé pour avoir des filtres métamatériaux avec indice de réfraction négatif autour de ses fréquences de résonances, on a ajouté des composantes électroniques pour créer de nouvelles bandes de rejections en fréquences et on a utilisé des diodes PIN pour basculer entre différents modes de fonctionnement. Les résultats expérimentaux obtenus ont démontré le comportement multi-bandes reconfigurable avec un accord satisfaisant comparé avec ceux obtenus théoriquement et par simulation.

# **CONCLUSION GENERALE**

## CONCLUSION GENERALE

Le but principal de cette thèse était d'étudier, développer et concevoir premièrement des filtres hyperfréquences à base des cellules métamatériaux miniatures et sélectives. Ensuite, étudier la reconfigurabilité de ces filtres. Ces cellules métamatériaux sont associées à des lignes de transmissions selon des conditions d'excitation électromagnétique spécifiques en champ proche et des switch de type diodes PIN afin de concevoir de nouveaux modèles de filtres et de systèmes de filtres reconfigurables.

Le travail que nous venons de décrire a été structuré selon quatre parties:

Dans une première partie, nous avons tout d'abord introduit les éléments de bases de la théorie des lignes de transmissions et la façon d'extraire les coefficients de répartitions pour décrire le comportement électrique des réseaux électriques linéaires en fonction des signaux d'entrée de ces lignes de transmissions. Nous avons expliqué le contexte de notre étude à travers des généralités et d'un état de l'art détaillé, avec une synthèse sur les différentes technologies et structures appliquées durant la conception des filtres passifs.

Une fois l'intérêt des lignes de transmissions dans la conception des filtres hyperfréquences mise en évidence, nous avons entamé la présentation de manière approfondit du matériau intrinsèque utilisé: le métamatériau. Nous avons donné une définition sur le concept de métamatériaux, les approches et les éléments de base pendant la conception, surtout les résonateurs SRR et CSRR avec différentes formes. La ligne main droite, la ligne main gauche et la ligne combinée main droite-gauche CRLH (Composite Right/Left Handed) sont aussi décrites, ensuite nous avons énuméré les domaines d'application des métamatériaux, tels que les antennes, absorbeur, le domaine médicale et plus précisément la super-lentille, la cape d'invisibilité et le camouflage ainsi que les filtres métamatériaux. Dans le domaine des filtres métamatériaux, on a cité des exemples clairs sur la conception de ces filtres à base



des technologies micro-ruban et du guide d'onde coplanaire CPW. A la fin de cette partie, nous avons explicité les outils analytiques destinés à modéliser nos structures métamatériaux.

Dans la troisième partie, une étude approfondie est faite sur la caractéristique la plus importante du métamatériau, l'indice de réfraction. Des nouvelles structures de filtres métamatériaux compacts à indice négatif coupe-bande, passe-bande et large bande planaires basées sur des résonateurs à anneaux fendus (SRRs avec différentes formes et leurs complémentaires CSRRs) sont étudiées pour analyser les approches de conception et les performances de ces dispositifs tout en respectant que l'indice de réfraction doit être négatif. Le premier filtre métamatériau proposé est à base de l'approche résonante qui consiste en une ligne de transmission en technologie micro-ruban chargée avec SRR unique et CSRR de formes circulaires. Le premier but est d'augmenter la sélectivité fréquentielle du filtre pour réduire nettement sa largeur de bande. Le second but est de changer la fonction de ce filtre tout en appliquant un gap au niveau de la bande conductrice de la ligne micro-ruban. Dans la suite, un changement sur la structure (SRR unique/CSRR circulaire) touche seulement la forme géométrique des SRRs et CSRRs afin d'améliorer le niveau de réjection et changer la fréquence de résonance de ce filtre métamatériau dans la gamme hyperfréquence.

La dernière partie, a porté sur l'application de l'approche résonante à la technologie de la ligne de transmission guide d'onde coplanaire. Le deuxième filtre métamatériau conçu comprend une guide d'onde coplanaire chargé avec deux résonateurs, une fois de forme circulaire et l'autre de forme carrée spiralé RSR, dans le but d'avoir deux filtres à deux fréquences de résonances bien spécifiées.

Finalement, la troisième filtre utilise la deuxième technologie de reconfiguration décrite dans le deuxième filtre, où on a démontré la faisabilité de rajouter une fonction d'agilité fréquentielle dans ce dispositif hyperfréquence, en utilisant des switch de type diode PIN polarisée en tension continue. On tient à signaler que ce filtre métamatériau reconfigurable dans la fréquence de résonance permet de fonctionner en mode bande-étroite, en mono-bande et en bi-bande de réjection. Ce filtre serait souhaitable pour les applications WLAN où les bandes créées par les diodes PIN et les SRRs correspondraient aux fréquences des différents services sans fil supportées (Wifi, Wimax, LTE...etc.). La combinaison diode PIN-résonateur SRR présente une perméabilité négative sur une certaine largeur de bande de

fréquences, ce qui permet de générer un couplage magnétique avec l'élément rayonnant créant ainsi de nouvelles bandes d'opération de réjections.

En conclusion de ce travail de thèse, nous avons montré théoriquement et pratiquement qu'il est possible aujourd'hui de simuler et fabriquer des filtres métamatériaux hyperfréquences compacts et reconfigurables par la combinaison des structures SRR et des diodes PIN.

### **Perspectives et travaux futurs**

Au niveau des perspectives de travaux futurs de cette thèse, nous proposons les orientations suivantes :

- ✓ le travail présenté dans cette thèse peut être exploité pour étudier l'influence des filtres métamatériaux à des différents domaines d'application, où on pourrait appliquer les filtres métamatériaux sur des antennes ULB pour les utilisées dans les applications de radio cognitive en mode ultra-large-bande et où on peut changer la largeur de bande pour s'adapter au débit de la communication ou pour combattre le problème des multi-trajets.
- ✓ Explorer diverses topologies de conception de filtres SIW multicouches à base des résonateurs métamatériaux, planaires, bidimensionnelles et tridimensionnelles, utilisant la technologie LTCC.
- ✓ En outre, la mise en œuvre d'un filtre reconfigurable métamatériau bi-bande ou quadri-bande de rejection au moyen des éléments de commutations actifs pourrait également être étudiée.
- ✓ En ce qui concerne les lignes métamatériaux accordables, les matériaux magnétiques tels que les cristaux liquides pourraient être étudiés comme une alternative aux composants électroniques (diode PIN), ce qui permet d'obtenir des résultats similaires mais avec une haute sélectivité.
- ✓ Enfin, conception de nouvelles structures des dispositifs hyperfréquences à base de cellules métamatériaux.

# **BIBLIOGRAPHIE**

## Références bibliographiques

- [1] **C. P. Wen**, "Coplanar waveguide: a surface strip transmission line suitable for non reciprocal gyromagnetic device application". IEEE Trans. Microwave Theory Tech.17, pp 1087-1090, 1969.
- [2] **K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl and P. Bhartia**, "Microstrip lines and slotlines", second edition 1996 ARTECH HOUSE
- [3] **V. Belevitch**, "Summary of the history of circuit theory", Proceedings of the IRE, vol.50, iss.5, pp. 848–855, May 1962.
- [4] **K. Kurokawa**, "Power Waves and Scattering Matrix", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-13, No.2, Mars 1965.
- [5] **R. Badaoual, C. H. Martin, S. Jacquet**, "Les micro-ondes", Vol. 1. Paris : MASSON 1992.
- [6] **M. D. Pozar**, "Microwave Engineering", 1998 second edition, by John Wiley & Sons, Inc.
- [7] **P. F. Combes**, "Micro-ondes", tome1- Lignes, guides et cavités, Paris : Dunod, 1996.
- [8] **R. E. Collin**, "Foundations for microwave engineering", second edition.
- [9] **A. E. ATIA and A. E. WILLIAMS**, "Narrow-band waveguide filters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 20, n 4, pp.258-265, April 1972.
- [10] **F. Arndt, J. Bornemann, R. Vahldieck and D. Grauerholz**, "E-plane integrated circuit filters with improved stopband attenuation" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 32, n 10, pp.1391- 1394, October 1984.
- [11] **R. Vahldieck and W. J. R. Hoefer**, "Finline and metal insert filters with improved bandpass separation and increased stopband attenuation"IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 33, n 12, pp.1333- 1338, December 1985.
- [12] **J. B. Lim, C. W. Lee and T. Itoh**, "An accurate CAD algorithm for E-plane type bandpass filters using a new pass correction method combined with the synthesis procedures" IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.1179-1182, June 1990.
- [13] **D. Ahn, C. S. Kim, J. S. Park and K. Y. Kang**, "A coupled line type waveguide bandpass filter, "IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, 2001.
- [14] **E. M. T. Jones and J. T. Bolljahn**, "Coupled-strip transmission-line filters and directionnal couplers", IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, PGMTT-4, n 2, pp.75-81, April 1956.
- [15] **F. Arndt and J. Brandt**, "Direct EM based optimization of advanced Waffle-Iron and rectangular combline filters", IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, 2002.
- [16] **J. S. Park and D. Ahn**, "A novel waveguide bandpass filters with an assymetrical attenuation pole", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, 2001.
- [17] **A. C. Kundu**, "Broadband TEM-mode planar rectangular dielectric waveguide bandpass filter and its miniaturization", IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, 2002.
- [18] **R. Beyer and F. Arndt**, "Efficient modal analysis of waveguide filters including the

- orthogonal mode coupling elements by an MM/FE method", IEEE Microwave Guided Wave Letters, Volume 5, pp.9-11, January 1995.
- [19] **M. Guglielmi, R. C. Molina and A. A. Melcom**, "Dual-mode circular waveguide filters without tuning screws", IEEE Microwave Guided Wave Letters, Volume 2, pp.457-458, November 1992.
- [20] **N. Boutheiller, P. Jarry, E. Kerherve, J. M. Pham and S. Vigneron**, "A two zero fourth order microwave waveguide filter using a simple rectangular quadruple-mode cavity", IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, 2002.
- [21] **M. Guglielmi, O. Roquebrun, P. Jarry, E. Kerherve, M. Capurso and M. Piloni**, "Low cost dual-mode asymmetric filters in rectangular waveguide", IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CR-Rom, 2001.
- [22] **M. Guglielmi, D. Hannes, G. Gerini and D. Schmitt**, "Circular versus rectangular waveguide all-inductive dual-mode filter", European Microwave Conference, EuMC CD-Rom, 2001.
- [23] **D. Bariant, S. Bila, D. Baillargeat, S. Verdeyme and P. Guillon**, "Fast and accurate CAD of narrow band waveguide filters applying an electromagnetic segmentation method", IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, 2002.
- [24] **Y. C. M. Lim, R. F. Mostafavi and D. M. Syahkal**, "Unloaded Q-factor of slotted cylindrical ring resonator", EuMC, European Microwave Conference, CD-Rom, 2001.
- [25] **A. Enokihara, H. Nanba, T. Nakamura, T. Ishizaki and T. Uwano**, "26 GHz  $TM_{11\delta}$  mode dielectric resonator filter and duplexer with high-Q performance and compact configuration", IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, 2002.
- [26] **D. Baillargeat**, "Analyse globale de dispositifs microondes par la Méthode des Eléments Finis : Application aux filtres à résonateurs diélectriques", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, January 1995.
- [27] **T. Sonoda, Y. Sasaki, K. Hirose and T. Hiratsuka**, "A Ka band bandpass filter using open-end planar TE mode dielectric resonators with cross coupling structure", 31th European Microwave Conference, CD-Rom, 2001.
- [28] **V. Pommier, D. Cros and P. Guillon**, "Transversal filter using whispering gallery quarter cut resonators", IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, 2000.
- [29] **C. Cenac**, "Etude de filtres actifs planaires accordables fonctionnant à 12 GHz", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, March 1994.
- [30] **D. Bourse**, "Modélisation électromagnétique de structures planaires pour filtrage microonde", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, March 1997.
- [31] **P. Meunier**, "Etude de circuits monolithiques simulant une résistance négative intégrables dans des filtres actifs microondes à résonateurs microruban", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, January 1995.
- [32] **F. Rouchaud**, "Analyse, conception et réalisation de filtres planaires supraconducteurs", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, March 1999.
- [33] **A. Brucher**, "Filtres actifs microondes planaires aux pertes compensées par des circuits monolithiques simulant une résistance négative", Thèse de Doctorat de l'Université de

- Limoges, June 1997.
- [34] **G. L. Hewshipton**, "Quasi lumped element band-pass filters using DC isolated shunt inductors", IEEE MTT Symposium Digest, pp. 1493-1496, 1996.
- [35] **A. Gorur and C. Karpuz**, "Cross-coupled bandpass filter using microstrip triangular open-loop resonators", 30th European Microwave Conference, 2000.
- [36] **J. R. lee, J. H. Cho and S. W. Yun**, "New compact bandpass filter using microstrip  $\lambda/4$  resonators with open stub inverter", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Volume 10, n 12, pp. 526-527, December 2000.
- [37] **L. Zhu, P.M. wecowski and K. Wu**, "New planar dual mode filter using cross slotted patch resonator for simultaneous size and loss reduction", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 47, n 5, May 1999.
- [38] **T. Weller**, "Edge-coupled coplanar waveguide bandpass filter design", IEEE MTT-S Digest, CD-Rom, 2000.
- [39] **G. Fischerauer, T. Ebner, P. Kruck, K. Morozumi, R. Thomas and M. Pitschi**, "Saw filter solutions to the needs of 3G cellular phones", IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, 2001.
- [40] **D. Penunuri**, "Recent progress in SAW filters at GHz Frequencies", IEEE MTT-S Digest, pp.169-172, 1997.
- [41] **C. Lascaux, F. Rouchaud, V. Madrangeas, M. Aubourg, P. Guillon, B. Theron and M. Maignan**, "Planar Ka-band high temperature superconducting filters for space applications", IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, 2001.
- [42] **G. Goussetis, R. Lopez-Villarroya, E. Doumanis, O. S. Arowolo, and J. S. Hong**, "Quality factor of E-plane periodically loaded waveguide resonators and filter applications," in IET Microw Anten Propag, vol. 5, pp. 818–822, 2011.
- [43] **V. G. Veselago**, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ", Sov. Phys. Usp., vol. 10, pp. 509-514, 1968.
- [44] **A. Sihvola**, "Metamaterials in electromagnetic", Mertamaterials, vol. 1, n 1, February 2007.
- [45] **D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz**, "composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity", Physical review letters, vol. 84, n 18 :4184–4187, 2000.
- [46] **J.C. Bose**, "On the rotation of plane of polarisation of electric waves by a twisted structure", Proceeding of the Royal Society of London, vol. 63, pp 146-152, 1898.
- [47] **H. Lamb**, "On group-velocity". In Proc. London Math. Soc., pages 473–479, 1904.
- [48] **H. C. Pocklington**, "growth of a wave-group when the group-velocity is negative", Nature, vol. 71, pp. 607–608, 1905.
- [49] **I.V. Lindell, A. H. Sihvola and J. Kurkijarvi**, "Karl F. Lindman: The last hertzian, and harbinger of electromagnetic chirality", IEEE Antennas Propagation Magasing, vol. 34, pp. 24-30, 1992.
- [50] **L. I. Mandelshtam**, "Lectures on some problems of the theory of oscillations", Complete

- Collection of works, vol. 5, pp. 428–467, 1950.
- [51] **W. E. Kock**, "Metallic delay lenses", *Bell Sys. Tech. J.*, vol. 27, pp. 58-82, 1948.
- [52] **G. D. Malyuzhinets**, "A note on the radiation principle", *Zhurnal Technicheskoi Fiziki*, vol. 21, pp. 940-942, 1951.
- [53] **D. V. Sivukhin**, "The energy of electromagnetic waves in dispersive media", *Opt. Spektrosk.*, vol. 3, pp. 308-32, 1957.
- [54] **V. W. Pafomov**, "JETP 33", *Soviet Physics*, vol. 33, pp. 1074, 1959.
- [55] **J. B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins and W.J. Stewart**, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", *IEEE Trans on MTT*, vol. 47, n 11, pp. 2075-2084, 1999.
- [56] **J. B. Pendry**, "Negative Refraction Makes a Perfect Lens", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 85, n 18, 2000.
- [57] **R. A. Shelby, D.R. Smith and S. Schultz**, "Experimental verification of a negative index of refraction", *Science*, vol. 292, pp. 77-79, 2001.
- [58] **A. K. Iyer and G. V. Eleftheriades**, "Negative refractive index metamaterials supporting 2-d waves", In *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, volume vol. 2, pp. 1067–1070, June 2002.
- [59] **C. Caloz, H. Okabe, Iwai T and T. Itoh**, "Transmission line approach of left-handed (lh) materials", In *USNC/URSI Nat. Radio Science Meeting*, vol. 1, pp. 39, June 2002.
- [60] **M. Notomi**, "Negative refraction in photonic crystals", *Optical and Quantum Electronics*, vol. 34, n 1-3, pp. 133–143, January 2002.
- [61] **J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart**, "Low frequency plasmons in thin wire structures", *J. Phys. Condens. Matter*, vol. 10, pp. 4785-4809, 1998.
- [62] **R. A. Shelby, D. R. Smith and S. Schultz**, "Experimental verification of a negative index of refraction", *Science*, vol. 292, pp. 77-9, April 2001.
- [63] **J. Bonache, J. Martel, I. Gil, M. Gil, J. García-García, F. Martín, I. Cairo and M. Ikeda**, "Super compact (< 1cm<sup>2</sup>) band pass filters with wide bandwidth and high selectivity at C-band", *European Microwave Conference, Manchester, United Kingdom*, vol. 1-4, pp. 177-180, September 2006.
- [64] **J. García-García, F. Aznar, M. Gil, J. Bonache and F. Martín**, "New Ultra Compact Resonant Particle based on Split Rings Resonator suitable for Left Handed planar structures", *XXI Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Oviedo, Spain, September 2006.
- [65] **C. Saha, J. Y. Siddiqui and Y. M. M. Antar**, "Square split ring resonator backed coplanar waveguide for filter applications", *2011 XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium*, August 2011.
- [66] **C. Saha and J. Y. Siddiqui**, "Versatile CAD formulation for estimation of the resonant frequency and magnetic polarizability of circular split ring resonators", accepted for publication in *Int. Jour. RFMICAE*, 2011.
- [67] **I. Bahl and P. Bhartia**, "Microwave Solid State Circuit Design", Ch.2, John Wiley & Sons,

- New York, 1998.
- [68] **F.E. Terman**, "Radio Engineers' Handbook", McGraw-Hill, New York, 1943.
- [69] **A. Ebrahimi, W. Withayachumnankul, S. F. Al-Sarawi and D. Abbott**, "Compact Second-Order Bandstop Filter Based on Dual-Mode Complementary Split-Ring Resonator", IEEE Trans Microw Theory Tech, Vol. 26, pp. 571-573. 2016.
- [70] **N. Boskovic, B. Jakanovic and A. Nestic**, "Printed scanning antenna array with SRR phase shifters", 7th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (METAMATERIALS) 2013.
- [71] **V. N. Rachmadini and A. Munir**, "Performance enhancement of directional coupler using split ring resonator", In: 2<sup>nd</sup> International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE), 6-21 September 2015, Bordeaux, France.
- [72] **M. S. Cheraty and P. Rezaei**, "Coupled Line Directional Coupler Improvement with Split Ring Resonator Defected Ground Structure", In: IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation 2010.
- [73] **A. K. Panda, K. S. Sahu and R. K. Mishra**, "A Compact Triangular SRR loaded CPW Line and its Use in Highly Selective Wideband Bandpass Filter for WiMAX Communication System", In: 5th International Conference on Computers and Devices for Communication (CODEC), Kolkata-India, 17-19 December 2012.
- [74] **J. Naqui, L. Su, J. Mata and F. Martin**, "Recent Advances in the Modeling of Transmission Lines Loaded with Split Ring Resonators", Int J Antennas Propag 2015, 2015.
- [75] **S. S. Chaudhury, C. Saha and J. Y. Siddiqui**, "Triangular Split Ring Resonator backed Coplanar Wave Guide for Stop Band Applications", In: The 8th Annual International Conference ATMS, Bangalore, India, 2015.
- [76] **R. Rajkumar and K. U. Kiran**, "A compact metamaterial multiband antenna for WLAN/WiMAX/ITU band applications", Int J Elec Communic, Vol 70, pp. 599-604, 2016.
- [77] **C. R. Simovski and S. He**, "Frequency range and explicit expressions for negative permittivity and permeability for an isotropic medium formed by a lattice of perfectly conducting omega particles", Physics Letters A, vol. 311, n 2-3, pp. 254–263, May 2003.
- [78] **J. Huangfu, L. Ran, H. Chen, X. Zhang, K. Chen, T. M. Grzegorzcyk, and J. A. Kong**, "Experimental confirmation of negative refractive index of a metamaterial composed of omega-like metallic patterns", Applied Physics Letters, vol. 84, n 9, pp. 1537–1539, March 2004.
- [79] **H. Chen, L. Ran, J. Huangfu, X. Zhang, K. Chen, T. M. Grzegorzcyk, and J. A. Kong**, "Left-handed metamaterials composed of only "S"-shaped resonators", Physical Review E, vol. 70, n 5, pp. 057605, November 2004.
- [80] **J. D. Baena, J. Bonache, F. Martin, and T. Lopetegui**, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 53, pp. 1451-1460, April 2005.
- [81] **C. Caloz and T. Itoh**, "electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications", John Wiley & Sons, Inc., 2006.



- [82] **D. Smith, D. Vier, N. Kroll, and S. Schultz**, "Direct calculation of permeability and permittivity for a left-handed metamaterial", *Applied Physics Letters*, vol. 77, pp. 2246, 2000.
- [83] **D. R. Smith and N. Kroll**, "Negative refractive index in left-handed materials", *Physical Review Letters*, vol. 85, n 14, pp. 2933–2936, 2000.
- [84] **D. R. Smith and S. Schultz**, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients", *Physical Review B*, vol. 65, n 19, pp. 1–5, April 2002.
- [85] **C. Caloz and T. Itoh**, "Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip LH line", in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 412–415, 2002.
- [86] **C. Caloz and T. Itoh**, "Left-Handed Transmission Lines and Equivalent Metamaterials for Microwave and Millimeter-Wave Applications", in *32nd European Microwave Conference*, pp. 1–4, 2002.
- [87] **G. V. Eleftheriades, A. K. Iyer, and P. C. Kremer**, "Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, n 12, pp. 2702–2712, December 2002.
- [88] **A. Grbic and G. V. Eleftheriades**, "Experimental verification of backward-wave radiation from a negative refractive index metamaterial", *Journal of Applied Physics*, vol. 92, n 10, pp. 5930-5935, November 2002.
- [89] **A. Grbic and G.V. Eleftheriades**, "Sub-wavelength focusing using a negative-refractive-index transmission-line lens", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, pp. 186-189, 2003.
- [90] **G. V. Eleftheriades, O. Siddiqui and A. K. Iyer**, "Transmission line models for negative refractive index media and associated implementations without excess resonators", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, n 2, pp. 51-53, February 2003.
- [91] **A. Grbic and G. V. Eleftheriades**, "Dispersion analysis of a microstrip based negative refractive index periodic structure", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, n 4, pp. 155-157, April 2003.
- [92] **A. Grbic and G. V. Eleftheriades**, "A backward-wave antenna based on negative refractive index L-C networks", *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, San Antonio, TX, vol. 4, pp. 340-343, June 16-21 2002.
- [93] **F. Qureshi, M.A. Antoniadis, and G.V. Eleftheriades**, "A Compact and low-profile metamaterial ring antenna with vertical polarization", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp.333-336, 2005.
- [94] **M.A. Antoniadis and G.V. Eleftheriades**, "A CPS leaky-wave antenna with reduced beam squinting using NRI-TL metamaterials", *IEEE Trans. On Antennas and Propagat.*, vol. 56, n 3, pp. 708-721, March 2008.
- [95] **G. V. Eleftheriades and M. Antoniadis**, "Antenna applications of negative-refractive-index transmission-line (NRI-TL) structures", *IET (former IEE) Microwaves, Antennas and Propagation*, Special Issue on Metamaterials, pp. 12-22, February 2007.
- [96] **A. C. Papanastasiou, G. E. Georgiou and G. V. Eleftheriades**, "A quad-band Wilkinson

- power divider using NRI transmission lines", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 18, pp. 521-523, August 2008.
- [97] **R. Islam and G.V. Eleftheriades**, "A compact corporate power divider using metamaterial NRI-TL coupled-line couplers", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 18, pp. 440-442, July. 2008.
- [98] **M. Antoniadou and G.V. Eleftheriades**, "A broadband series power divider using zero-degree metamaterial phase-shifting lines", IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol. 15, pp. 808- 810, Nov. 2005.
- [99] **R. Islam and G.V. Eleftheriades**, "Printed high-directivity metamaterial MS/NRI coupled-line coupler for signal monitoring applications", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 16, pp. 164-166, April 2006.
- [100] **A.K. Iyer and G.V. Eleftheriades**, "A three-dimensional isotropic transmission-line metamaterial topology for free-space excitation", Applied Physics Letters, 92, 261106, July 2008.
- [101] **C. Caloz and T. Itoh**, "Novel Microwave Devices and Structures Based on the Transmission Line Approach of Meta-Materials", IEEE MTT-S Int. Micro. Dig. 1, 195-198, 2003.
- [102] **A. Lai, C. Caloz and T. Itoh**, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials", IEEE Microwave Magazine, Vol. 5, n 3, pp. 34-50, 2004.
- [103] **C. Caloz, and T. Itoh**, "Array factor approach of leaky-wave antennas and application to 1D/2D composite right/left-handed (CRLH) structures", IEEE Microwave Wireless Compon Lett, Vol 14, no 6, pp 274-276, June 2004.
- [104] **L. Liu, C. Caloz, and T. Itoh**, "Dominant mode leaky-wave antenna with backfire-to-endfire scanning capability", Electron Lett, Vol. 38, pp. 1414–1416, 2002.
- [105] **M. A. W. Nordin, M. T. Islam and N. Misran**, "A compact wideband coplanar waveguide fed metamaterial-inspired patch antenna for wireless application", Applied Physics A, Vol. 109, n. 4, pp. 961-965, 2012.
- [106] **N. I. Landy, S. Sajuyigbe, J. J. Mock, D. R. Smith and WJ Padilla**, "Perfect metamaterial absorber", Phys. Rev. Lett, Vol. 100, pp. 207402, 2008.
- [107] **S. A. Ramakrishna**, "physics of negative refractive index materials", PIERS Proceedings, pp. 453-467; 490-495, 2005.
- [108] **A. Noor**, "Metamaterial Electromagnetic Absorbers and Plasmonic structures Noor", Thèse de Doctorat de l'Université de Manchester, pp. 42-43, 2010.
- [109] **G. Kiti, V. Radoni and V. Crnojevi**, "Soil moisture sensors based on metamaterials", Songklanakarin J. Sci. Technol, Vol. 34, n. 6, pp. 689-693, 2012.
- [110] **Z. W. Zhang and Zhu**, "Microwave & Optical", Technology Letters, Vol. 52, n. 2, February 2010.
- [111] **X. Hu, Q. Zhang and S. He**, "Dual-Band-Rejection Filter Based On Split Ring Resonator (SRR) And Complimentary SRR", Microwave And Optical Technology Letters, Vol. 51, n. 10, October 2009.
- [112] **S. Linden, C. Enkrich, M. Wegener, J.F. Zhou, T. Koschny, and C.M. Soukoulis**, "Magnetic

- response of metamaterials at 100 terahertz", *Science* 306, 2004.
- [113] **J. Bonache and I. Gil**, "Novel microstrip bandpass filters based on complementary splitting resonators", *IEEE Trans Microw Theory Tech*, Vol. 54, pp. 265–271, 2006.
- [114] **F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, R. Marque's, and M. Sorolla**, "Miniaturized coplanar waveguide stop band filters based on multiple tuned split ring resonators", *IEEE Microwave Wireless Comp Lett*, Vol. 13, pp. 511–513, 2003.
- [115] **F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. D. Baena, J. Bonache, M. Beruete, R. Marque's, F. Martí'n, and M. Sorolla**, "Babinet Principle Applied to the Design of Metasurfaces and Metamaterials", *Physical Review Letters*, Vol. 93, n. 19, 2004.
- [116] **I. A. I. Al-Naib, C. Jansen and M. Koch**, "Very Compact Bandpass Filter Based on Spiral Metamaterial Resonators", 34 th International Conference On Infrared, Millimeter, And Terahertz Waves, September 2009.
- [117] **R. W. Clough**, "The finite element method in plane stress analysis", *Proc. 2<sup>nd</sup> A.S.C.E. Conf on Electronic Computation*, Pittsburg, 1960.
- [118] **J. E. Akin**, "Finite Element Analysis for Undergraduates", Academic Press, February 1987.
- [119] **A. R. Mitchell and R. Wait**, "Finite Element Method in Partial Differential Equations", John Wiley & Sons Ltd, first edition ed., January 1977.
- [120] Ansoft corporation, **HFSS 13 & User's guide**, 2013.
- [121] **A. M. Nicolson and G. F. Ross**, "Measurement of the intrinsic properties of materials by Time- Domain techniques", *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 19, n. 4, pp. 377–382, 1970.
- [122] **W. Weir**, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies", *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, n. 1, pp. 33–36, 1974.
- [123] **L. Sylvain**, "Etude théorique de métamatériaux formés de particules diélectriques résonantes dans la gamme submillimétrique : magnétisme artificiel et indice de réfraction négatif", Thèse de Doctorat de l'Université de Bordeaux 1, 2011.
- [124] **X. Chen, T. M. Grzegorzczuk, B.-I.Wu, J. Pacheco, and J. A. Kong**, "Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials", *Phys. Rev. E*, vol. 70, p. 016608, Jul 2004.
- [125] **A. D. Scher and E. F. Kuester**, "Extracting the bulk effective parameters of a metamaterial via the scattering from a single planar array of particles", *Metamaterials*, vol. 3, pp. 44–55, March 2009.
- [126] **C. Li, K.-Y. Liu and F. Li**, "Design of microstrip highpass filters with complementary split ring resonators", *Electronics Letters*, Vol. 43, n. 1, January 2007.
- [127] **G. D. Malyuzhinets**, "A note on the radiation principle", *Zhurnal Technicheskoi Fiziki*, vol. 21, pp. 940-942 (in Russian. English translation in *Sov. Phys. Technical Physics*), 1951.
- [128] **S. A. Tretyakov**, "Research on negative refraction and back-ward-wave media: A historical perspective", *EPFL Latsis Symp, Negative refraction: revisiting electromagnetics from microwaves to optics*, Lausanne, pp. 30-35R, 28.2–2. 03. 2005.
- [129] **M. D. Z. Mahmud, M. T. Islam, N. Misran, M. J. Singh and K. Mat**, "A Negative Index Metamaterial to Enhance the Performance of Miniaturized UWB Antenna for Microwave

- Imaging Applications", Appl. Sci, Vol. 7, November 2017.
- [130] **Saadoun M M I and Engheta N** 1992 Microw. Opt. Technol. Lett. 5 184.
- [131] **Saadoun M M I and Engheta N** 1994 Prog. Electromagn. Res. 9 351.
- [132] **C. R. Simovski and S. He**, " Frequency range and explicit expressions for negative permittivity and permeability for an isotropic medium formed by a lattice of perfectly conducting  $\Omega$  particles", Physics Letters A, Vol. 311, n. 2-3, May 2003.
- [133] **J. Naqui, M. Durán-Sindreu and F. Martín**, "Modeling Split-Ring Resonator (SRR) and Complementary Split-Ring Resonator (CSRR) Loaded Transmission Lines Exhibiting Cross-Polarization Effects", in IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 178-181, February 2013.
- [134] **I. Gil, M. Morata, R. Fernández-Garcia, X. Rottenberg and W. De Raedt**, "Reconfigurable RF-MEMS Metamaterials Filters", Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Marrakesh, Morocco, March 2011.
- [135] **J. P. Turpin, J. A. Bossard, K. L. Morgan, D. H. Werner, and P. L. Werner**, "Reconfigurable and Tunable Metamaterials: A Review of the Theory and Applications", International Journal of Antennas and Propagation, Vol 2014, 2014.
- [136] [www.home.agilent.com](http://www.home.agilent.com).
- [137] **E. R. Brown**, "RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, issue 11, pp. 1868-1880, 1998.
- [138] **J. Mitola**, "Cognitive Radio: An integrated agent architecture for software defined radio", PhD. dissertation, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Sweden, 2000.
- [139] **BENMOSTEFA Naima**, "Modélisation des structures électromagnétiques millimétriques à base des métamatériaux : application aux filtres", Thèse de doctorat, Université de Tlemcen, 2014.
- [140] **T. Hand, S. A. Cummer, and N. Engheta**, "The Measured Electric Field Spatial Distribution Within a Metamaterial Subwavelength Cavity Resonator", IEEE Transactions on Wireless Propagation, Vol. 55, n. 6, June 2007.
- [141] **T. Hand and S.A. Cummer**, "Frequency Tunable Electromagnetic Metamaterial Using Ferroelectric Loaded Split Rings", Journal of Applied Physics, Vol. 103, n. 7, 2008.
- [142] **L. Boccia, G. Amendola, and G. Di Massa**, "Performance improvement for a varactor loaded reflectarray element", in Proc. EuCAP, pp. 1–3, November 2007.
- [143] **T. Hand and S.A. Cummer**, "Characterization of Tunable Metamaterial Elements Using MEMS Switches", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 6, 2007.
- [144] **Q. Wang, L. Zeng, M. Lei, and K. Bi**, "Tunable metamaterial bandstop filter based on ferromagnetic resonance", AIP Advances, Vol 5, 2015.
- [145] **K. Bi, W. Zhu, M. Lei and J. Zhou**, "Magnetically tunable wideband microwave filter using ferrite-based metamaterials", Appl. Phys. Lett, Vol. 106, 2015.
- [146] **R. V. Garver**, "Microwave Diode Control Devices", Artech House, 1977.

**PUBLICATION ET  
COMMUNICATIONS**