

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd - Tlemcen -

Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

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

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Réseaux Mobiles et Services de Télécommunications

**Par** : DJEMAI IBTISSEM & KALAJDI IKRAM

**Sujet**

**CONCEPTION DE FILTRES LARGE BANDE EN TECHNOLOGIES  
METAMATERIAUX /SIW**

Soutenu publiquement, le 22 / 06 /2017, devant le jury composé de :

Mme. RAHALI Bouchra	MCA	Univ. Tlemcen	Président
Mme. BENMOSTEFA Naima	MCB	Univ. Tlemcen	Directeur de mémoire
M. BOUSALAH Fayza	MCB	Univ. Tlemcen	Examinateur

## *Dédicaces*

---

*A nos parents,*

*A toute la famille...*

## **Remerciements**

---

*Nous tenons tout d'abord à remercier dieu le tout  
Puissant et miséricordieux.*

*Qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail*

*Ce travail de recherche a été effectué au sein du laboratoire des Systèmes et Technologies de l'information et de la Communication (STIC) de la Faculté de Technologie à l'Université Abou-BekrBelkaïd Tlemcen.*

*On voudrait tout d'abord remercier sincèrement notre Encadreur Madame. BENMOSTEFA Naima, Maître de Conférences classe B à l'Université de Tlemcen, non seulement pour son encadrement actif mais aussi pour sa grande disponibilité, sa patience, ainsi que pour la générosité avec laquelle il a su partager ses connaissances et conseils.*

*Nos remerciements les plus respectueux s'adressent à Mme. RAHALI Bouchra*

*Maître de Conférences classe A à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté de présider le jury de ce Mémoire.*

*Nous exprimons également notre reconnaissance à Madame. BOUSALAH Fayza, Maître Assistant classe B à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté d'examiner et de juger les travaux de ce Mémoire.*

*Enfin, que nos parents, nos familles et nos amis trouvent à travers ces quelques lignes l'expression de notre profonde gratitude pour leur soutien et leurs encouragements de tous les instants. On vous en remercie chaleureusement.*

## *Résumé*

---



Les structures de base de méta-matériaux nourrissent une alternative technologique prometteuse qui vise à répondre à de nouvelles contraintes de miniaturisation et de performances radioélectriques des systèmes reconfigurables à bas coût.

Les travaux de cette thèse reposent sur l'association des cellules Métamateriaux unitaires sub-longueurs d'ondes miniatures et agiles, selon des conditions d'excitation électromagnétique en champ proche, à des dispositifs micro-ondes planaires afin de réaliser de nouvelles structures de filtres et de systèmes antennaires reconfigurables.

Après une présentation de l'état de l'art, sur à la fois le concept des Métamateriaux micro-ondes et des modèles de filtres et d'antennes à base des Métamateriaux, nos travaux proposent ensuite sur quatre orientations. La première a trait à l'ingénierie de conception et de simulation électromagnétique des cellules unitaires Métamateriaux, ainsi qu'à l'étude de la miniaturisation et de l'agilité des paramètres électriques.

# Table des matières

Dedicace.....	i
Remerciements.....	ii
Résumé.....	iii
Liste des figures.....	vi
Liste des tableaux.....	viii

INTRODUCTION GENERALE .....	2
-----------------------------	---

## CHAPITRE I: METAMATERIAUX

I. 1. INTRODUCTION .....	5
I. 2. HISTORIQUE .....	5
I. 3. THEORIE DES METAMATERIAUX.....	12
I. 3. 1. Définition .....	12
I. 3. 2. Les équations de Maxwell .....	12
I. 3. 3. Le vecteur de Poynting.....	15
I. 4. LES PHENOMENES DUS AUX METAMATERIAUX.....	16
I. 4. 1. L'inversion de la loi de Snell-Descartes .....	16
I. 4. 2. Permittivité Négative.....	18
I. 4. 3. Perméabilité Négative.....	19
I. 4. 4. Inversion D'Effet De Doppler Et De Rayonnement De Cerenkov .....	20
I. 4. 3. Vitesse de groupe et vitesse de phase .....	21
I. 5. APPLICATIONS DES METAMATERIAUX .....	23
I. 5. 1. La super lentille.....	23
I. 5. 2. Le cloaking .....	25
I. 5. 3. Application en technologie micro-ruban .....	26
I. 6. CONCLUSION .....	27

## CHAPITRE II:LES GUIDES D'ONDES INTÉGRÉS AU SUBSTRAT (GIS) (SubstrateIntegratedWaveguide) (SIW)

II.1. INTRODUCTION.....	30
II.2. HISTORIQUE DES GUIDES D'ONDES INTEGRES AU SUBSTRAT.....	31
II.3. PARAMETRES DES GUIDES D'ONDES INTEGRES AU SUBSTRAT .....	32
II.4. TRANSITION DES LIGNES MICRORUBANS AUX GUIDES D'ONDES INTEGRES AU SUBSTRAT .....	34
II.4.1. La ligne microruban .....	34
II.4.2 La transition .....	36

<b>II.5. PROCEDURES DE CONCEPTION.....</b>	<b>37</b>
<b>II.6. CONCLUSION.....</b>	<b>38</b>
<b>CHAPITRE III:MODELISATION DES FILTRES METAMATERIAUX/SIW</b>	
<b>III.1. INTRODUCTION .....</b>	<b>40</b>
<b>III.2.CONCEPTION DU FILTRE MULTI BANDE .....</b>	<b>41</b>
<b>III.3. CONCEPTION ET ANALYSE DES CELLULES METAMATERIAUX (CSRR) .....</b>	<b>42</b>
<b>III.4.CONCEPTION D'UN FILTRE MULTI BANDE MINITURE A BASE DE CELLULES METAMATERAUX (CSRR).....</b>	<b>45</b>
<b>III.4.1.Conception d'un filtre multi bande à base de cellules Métamatériaux CSRR à deux anneaux .....</b>	<b>45</b>
<b>III.4.2 CONFIGURATION DE FILTRE MULTI-BAND à base de cellules Métamatériaux CSRR a trois anneaux.....</b>	<b>47</b>
<b>III.5. CONCEPTION DE FILTRE SIW PASSE BANDE.....</b>	<b>48</b>
<b>III.6 LA CONCEPTION SIW-BPF PROPOSEE .....</b>	<b>50</b>
<b>III.7. CONCLUSION .....</b>	<b>53</b>
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>58</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>58</b>

## Liste des figures

Figure I. 1 : Diagramme de perméabilité et permittivité.....	5
Figure I. 2 : Le premier schéma de principe de la réfraction négative publié en 1950 par L. I. Mandelshtam [5]. .....	7
Figure I. 3 : Principe de la propagation main gauche issu du professeur V. G. Veselago[10].....	8
Figure I. 4: Nombre de publication en échelle logarithmique en fonction des années dans le domaine des matériaux à indice de réfraction négatifs. Figure tirée de [16].....	9
Figure I. 5: Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité $\epsilon$ et de leur perméabilité $\mu$ . .....	10
Figure I. 6: Exemples réalisés des milieux doublement négatifs. (a) exemple unidimensionnel [17]. (b) exemple bidimensionnel [16]. .....	12
Figure I. 7 :Le champ électrique E, le champ magnétique H, le vecteur de propagation k et le vecteur Poynting dirigent S pour la propagation es ondes électromagnétique.....	16
Figure I. 8 : Réfraction de la lumière et loi de Snell. ....	16
Figure I. 9: Réfraction dans un matériau d'indice négatif (métamatériau). ....	17
Figure I. 10: a) l'effet Doppler dans un milieu main droite. b) l'effet Doppler dans un milieu main gauche ou A représente la source des radiations et B le récepteur.....	20
Figure I. 11: Inversion de l'effet de Cerenkov. ....	21
Figure I. 12: Vitesses de phase et de groupe pour RHM et LHM.....	22
Figure I. 13: Focalisation avec une lentille ordinaire (a) et une superlentille (b).....	23
Figure I. 14: Image produite avec une superlentille (A) une et lentille ordinaire (B). ....	24
Figure I. 15: Le principe du cloaking : contournement d'un obstacle à partir d'une source ponctuelle [18]. .....	25
Figure I. 16: (a) Basic cell of the LHM microstrip line (upper side) and (b) equivalent circuit model (due to symmetry, the magnetic wall concept has been used). ....	26
Figure I. 17: Layout of fabricated LH MTM Microstrip Line. ....	26
Figure II. 1: SIW avec ces paramètres. ....	32
Figure II. 2: Structure de la ligne microruban.....	34
Figure II. 3: Transition d'un GIS vers un microruban avec ses paramètres. ....	36
Figure II. 4 : Structure SIW avec ces paramètres de conception.....	37
Figure II. 5: SIW et guide d'ondes rectangulaire équivalent.....	38
Figure III. 1 : Réponse fréquentiel d'une cellule CSRR a un anneau carrée.....	43
Figure III. 2 :Réponse fréquentiel d'une cellule CSRR a deux anneau carrée.....	44
Figure III. 3 : Réponse fréquentiel d'une cellule CSRR a 3 anneaux carrée.....	45
Figure III. 4 : Configuration du filtre à double bande avec quatre CSRR à deux anneaux gravés dans le plan de masse .....	45
Figure III. 5: Résultats de simulation du paramètre S21 de la configuration de la ligne et la Cellule CSRRs.....	46
Figure III. 6: Configuration du filtre multi bande CSRR à trois anneaux gravés dans le plan de masse.....	47

Figure III. 7 : Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de configuration du filtre coupe bande basé sur un réseau de 4 cellules CSRR.....	48
Figure III. 8 : Paramètres du SIW proposés .....	49
Figure III. 9 :Résultat de simulation du SIW avec une cellule CSRR. ....	50
Figure III. 10:Disposition de la structure SIW-BPF avec des fentes semi-circulaires de rayon r....	51
Figure III. 11 : Réponses SIM S11 et S21 simulées Du SIW-BPF proposé avec $r = 2,5$ mm	
Couplage SIW-BPF aux CSRR.....	51
Figure III. 12 :Couche supérieur d'un SIW avec CSRR .....	52
Figure III. 13: Les réponses S11 et S21 simulées du filtre BPF couplage SIW- CSRR .....	53



## *Liste des tableaux*

---

---

Tableau III. 1 : Paramètres géométriques du CSRR multi-anneau. ....	43
Tableau III. 2 : Paramètres du SIW proposé .....	48

**INTRODUCTION**

**GENERALE**

### INTRODUCTION GENERALE

On assiste aujourd'hui à une augmentation du nombre de services utilisant des liaisons radio fréquences sur un même objet qu'il s'agisse d'un Smartphone ou d'un Media Center. Ces applications sont variées et opèrent sur différentes bandes de fréquences plus ou moins proches les une des autres. Il est donc nécessaire de faire cohabiter dans un environnement réduit des antennes, par exemple, recevoir de signaux de positionnement par satellite, échanger du flux multimédia à plus ou moins haut débit ... Aussi bien pour des raisons esthétiques que techniques ces antennes doivent être discrètes et petites. Elles sont donc naturellement très couplées entre elles et à la structure d'accueil lorsque cette dernière est de faible dimension, ce qui génère de beaux problèmes de compatibilité électromagnétique. Les antennes sont généralement des éléments résonnants dont les dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde. Ceci pose inmanquablement des problèmes si les longueurs d'onde de travail sont centimétriques comme c'est le cas actuellement pour la plupart des systèmes de télécommunications. La fabrication d'éléments rayonnant plus courts se traduit généralement par une perte d'efficacité car la partie réelle de l'impédance de rayonnement n'est maximale qu'à la fréquence de résonance du dispositif. Les solutions classiques (repliement des branches de l'antenne et/ou utilisation de substrats à très forte permittivité) trouvent actuellement leurs limites en termes de couplages parasites et de pertes.

Le terme métamatériaux désigne dans son ensemble des matériaux composites artificiels qui présentent des propriétés électromagnétiques qu'on ne retrouve pas dans les matériaux naturels. Il s'agit en général de structures périodiques, diélectriques ou métalliques, qui se comportent comme des matériaux homogènes n'existant pas à l'état naturel. Il existe plusieurs types de métamatériaux en électromagnétisme, les plus connus étant ceux susceptibles de présenter à la fois une permittivité et une perméabilité négatives. Mais il en existe d'autres (milieu d'impédance infinie, milieu à permittivité relative inférieure à 1, etc...). Ils sont donc potentiellement intéressants pour des développements visant la miniaturisation des dispositifs. Ce n'est pas leur seul avantage car ils présentent également des propriétés électromagnétiques tout à fait inhabituelles notamment en ouvrant la possibilité de fabriquer des matériaux à indice effectif de réfraction égal à zéro.

Un simple calcul à partir de la loi de Snell-Descartes montre que dans ces conditions une source initialement divergente est collimatée.

Dans ce sens, l'objectif de cette thèse est de concevoir des composants à base des métamatériaux pour la réalisation de plusieurs fonctions électroniques. Pour cela l'étude a porté sur l'utilisation du logiciel HFSS (outil de simulation et de modélisation professionnel) qui par sa facilité de simulation, nous a permis de bien interpréter et de mieux expliquer les résultats.

Le mémoire est organisé comme suit:

Le premier chapitre est une présentation générale des métamatériaux sous forme d'un état de l'art dans lequel sont présentés les principes et les caractéristiques ainsi que les domaines d'applications des métamatériaux.

Le second chapitre est consacré aux nouvelle technologie SIW les guides d'ondes intégrés au substrat, on a parlé de leur historique, paramètres, transition des lignes microruban et les procédures de conception.

Enfin, le troisième chapitre on présenté les différent modèles de filtres métamatériaux.

# **Chapitre I**

## **Mat mat riaux**

I. 1. INTRODUCTION

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels, souvent des structures périodiques de période très faible devant la longueur d’onde. Le terme « méta » vient du grec et est traduit par « au-delà » en français. En d’autres mots, les métamatériaux sont des matériaux présentant des propriétés que l’on ne rencontre pas a priori dans la nature.

Ce chapitre a pour but d’introduire les métamatériaux, la première partie de ce chapitre portera sur l’état de l’art et sur le principe théorique des métamatériaux.

Nous commencerons par un historique général puis nous expliquerons les propriétés ainsi que les phénomènes principaux des métamatériaux. Enfin nous passerons en revue leurs applications.

I. 2. HISTORIQUE

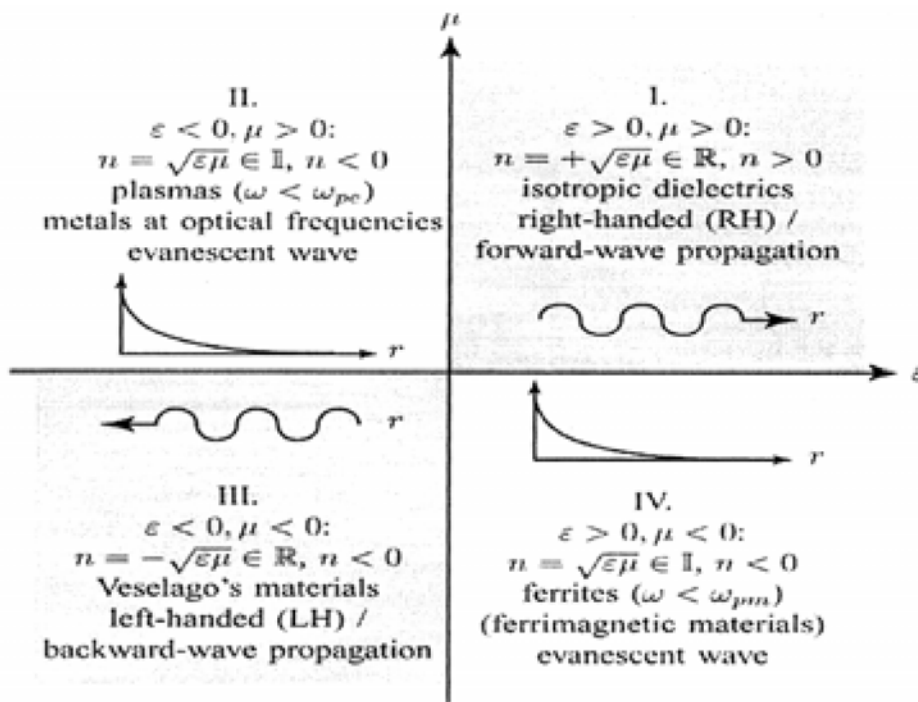


Figure I. 1 : Diagramme de perméabilité et permittivité.

D'après le diagramme ci-dessus, presque tous les matériaux sont classés dans le groupe I ou le U et E sont positif avec une propagation de l'onde vers l'avant. Ces matériaux sont considérés comme des matériaux droitiers (tiré du fait que le vecteur de Poyting est déterminé en utilisant la main droite). Par ailleurs, pour les matériaux qui appartiennent au groupe II, ils sont faits de métaux mais présentent ce genre de caractéristique à des fréquences optiques. Par exemple, le fil mince (TW) qui est une structure proposée par le Pr. J. B. Pendry [2] qui présente de telles caractéristiques. D'autre part, les matériaux du groupe III sont en fait des matériaux ferromagnétiques ou son  $\mu$  est inférieure à zéro. Enfin les matériaux du groupe IV sont des homogènes (lorsque la périodicité de la cellule unitaire est «  $\lambda g/4$ ) et présente une série de propriétés très inhabituelles [1]. Ce sont des matériaux gauchers –méta-matériaux-, et ils sont généralement réalisés artificiellement.

La première tentative pour explorer le concept de matériaux artificiels semble remonter à la fin du 19<sup>ème</sup> siècle, quand, en 1898, J.C. Bose a procédé à la première expérience en micro-ondes. Il a utilisé des fibres synthétiques torsadées pour faire tourner la polarisation des ondes électromagnétiques produites par un liquide comme une solution de sucre [1]. En 1904-1905 H. Lamb et H.C. Pocklington ont précisé que certains systèmes mécaniques basés sur des chaînes chargées peuvent avoir une opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe [2, 3]. En 1914, Lindman [4] a étudié des milieux artificiels chiraux constitués par un ensemble de petits fils en spirales orientés aléatoirement dans le milieu principal. La réfraction négative a été étudiée pour la première fois en 1944 par L.I. Mandelstam, la figure (1.1) montre le premier schéma de la réfraction négative [5].





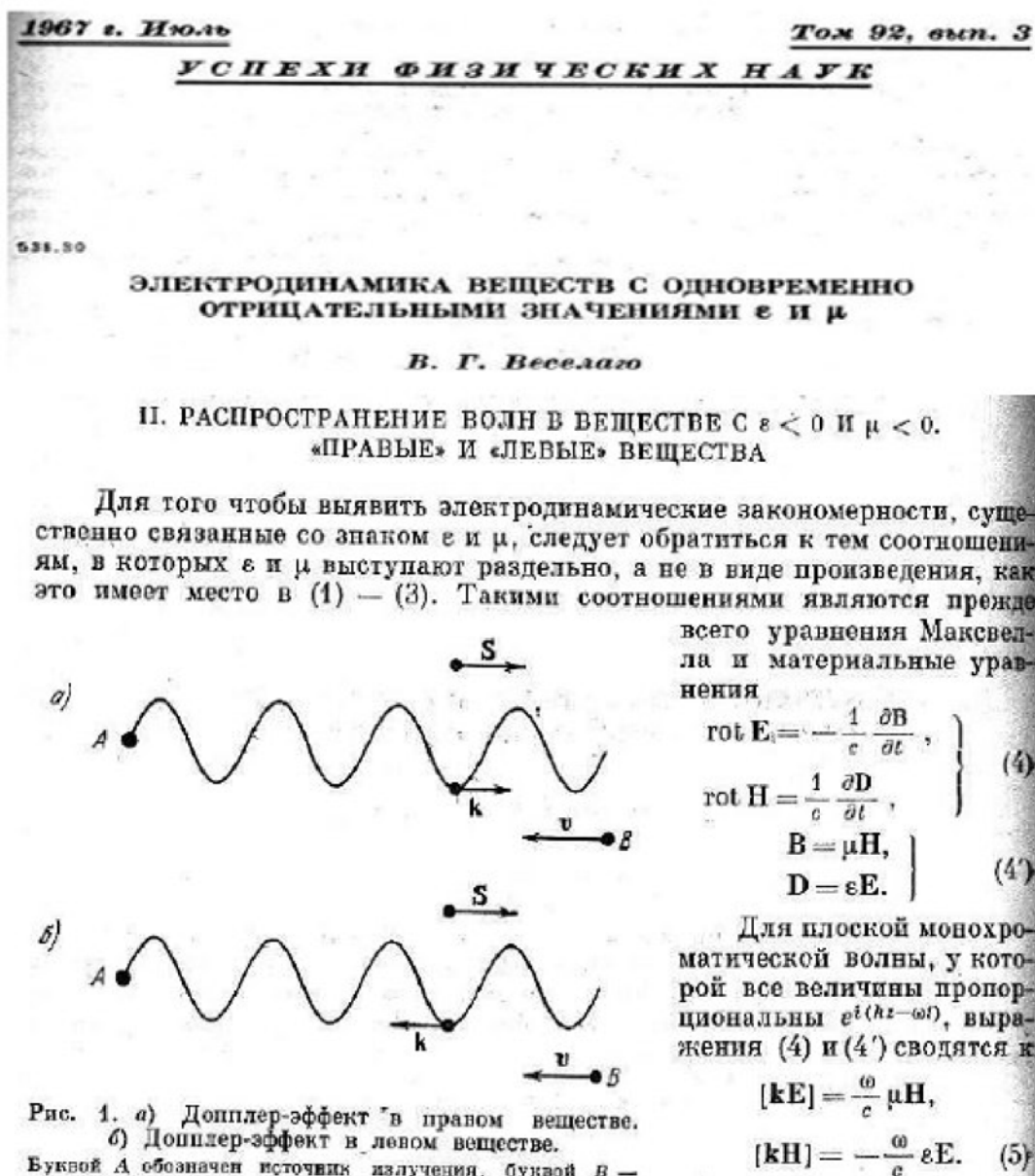


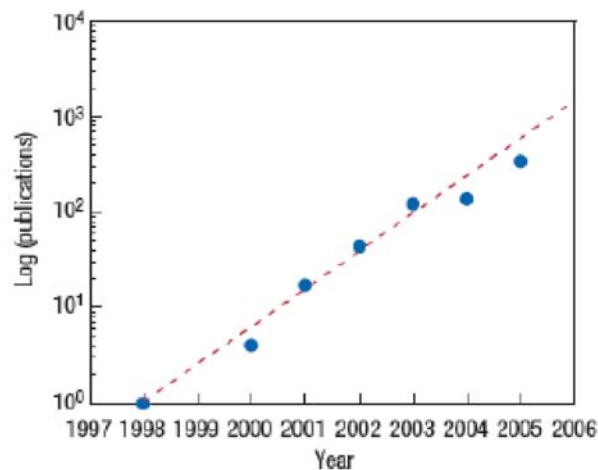
Figure I. 3 : Principe de la propagation main gauche issu du professeur V. G. Veselago[10].

Jusque là, toutes les publications présentées n'étaient que des travaux théoriques, les bases théoriques des méta-matériaux sont connues mais aucun méta-matériau n'avait pu être réalisé.

Dans les années soixante J. Brown [11] et W. Rotman [12] ont étudié les premiers réseaux de fils, ces derniers ont été combinés pour créer un matériau diélectrique artificiel pour réaliser des lentilles RF. Durant la même période les anneaux (boucles) magnétiques résonnants ont été étudiés par S. Schelkunoff [13], ils ont continué à être utilisés et développés dans les années 80 et 90. En 1999, J. Pendry [14] a présenté un anneau résonnant double, ce dernier est considéré comme l'élément de base du premier métamatériau réalisé.

La première réalisation effective d'un matériau (milieu) avec des paramètres négatifs a été faite par R.A. Shelby [15], il est intéressant de noter que les deux composants de cette réalisation sont connus depuis longtemps, mais aucune tentative de les combiner n'a été faite.

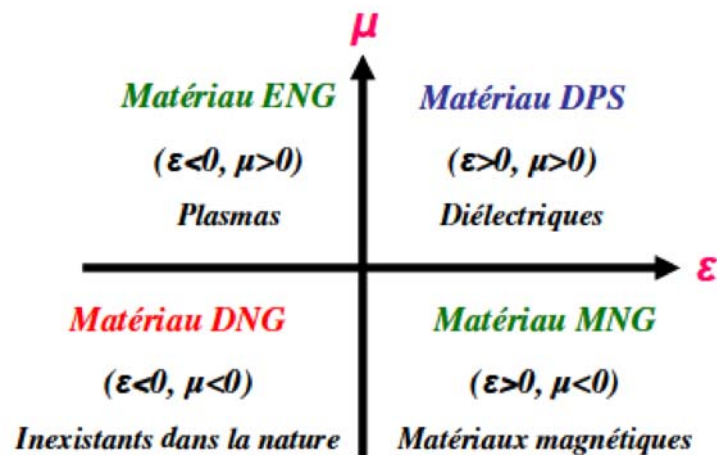
La figure (1.4) montre l'évaluation du nombre de publications en échelle logarithmique dans le domaine des matériaux à indice et réfraction négatifs avec les années. Nous pouvons remarquer une augmentation de publication tous les dix mois.



**Figure I. 4:** Nombre de publication en échelle logarithmique en fonction des années dans le domaine des matériaux à indice de réfraction négatifs. Figure tirée de [16].

Ces dernière 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.

La réponse d'un système à la présence du champ électromagnétique est déterminée par les propriétés du milieu, la figure (1.5) illustre ces propriétés par la définition de la permittivité  $\epsilon$  et la perméabilité  $\mu$  de ce milieu et les différentes configurations possibles du couple  $(\epsilon, \mu)$



**Figure I. 5:** Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité  $\epsilon$  et de leur perméabilité  $\mu$ .

Les trois premières configurations ne sont pas nouvelles. En effet la zone (+,+) où les milieux sont doublement positifs (DPS) correspond aux matériaux classiques dits matériaux main droite (MMD), comme par exemple les matériaux diélectriques isotropes. Les milieux avec une permittivité (ENG, (-,+)) ou une perméabilité (MNG, (+,-)) négative sont aussi connus depuis longtemps dans l'électromagnétisme. Le modèle de Drude-Lorentz qui s'applique à la plupart des matériaux prévoit les régions au-dessous de la fréquence plasmas où la permittivité est négative. Les matériaux ferrimagnétiques produisent des régions de perméabilité négative due aux fortes interactions magnétiques dans ces matériaux. Les trois classes de matériaux (DPS, ENG et MNG)

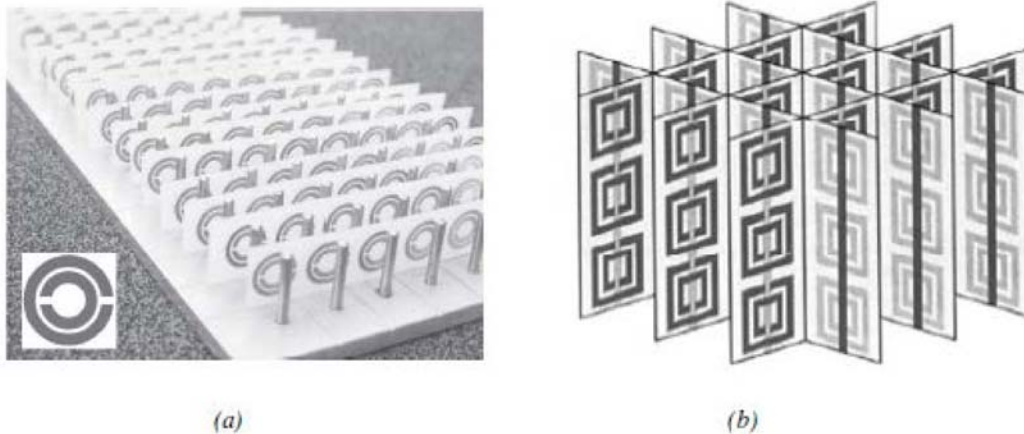
peuvent être trouvées dans la nature, par contre les milieux doublement négatifs (DNG,  $(-, -)$ ) sont inexistantes dans la nature mais physiquement ils sont réalisables. Dans la littérature ils existent plusieurs synonymes de méta-matériaux pour désigner les matériaux (milieux) main gauche (MMG), ils se résument comme suit :

- Matériaux main gauche (MMG) (left-handed materials) : ce terme souligne la propriété fondamentale des méta-matériaux, qui est l'opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe.
- Matériaux à indice de réfraction négatif (negative refraction index materials) : cette appellation décrit les milieux 2D et 3D.
- Matériaux doublement négatif (double negative materials) : cette appellation mentionne les signes de la permittivité et la perméabilité du matériau, donc elle ne peut pas être utilisée hors contexte.
- Matériaux de Veselago (Veselago medium) : cette appellation ne donne aucune propriété physique du matériau mais elle rend hommage au scientifique considéré comme le père des méta-matériaux.
- Matériaux à onde inversée (backward wave materials) : cette appellation souligne une autre propriété des métamatériaux.

De nombreuses idées sont exposées pour exploiter les propriétés inhabituelles des milieux main gauche et à indice de réfraction négatif qui s'associent la notion de l'onde rétro propagée, l'inversion de la loi de Snell-Descartes, l'inversion de l'effet Doppler et l'inversion du rayonnement de Cerenkov, quand n'abordera dans la suite de ce chapitre.

Smith et ses collaborateurs [17] ont combiné des réseaux de fils (TW : Thin - Wire) et des anneaux résonants (SRR : Split-Ring-Resonator) de Pendry pour réaliser un milieu doublement négatif. La figure (1.6(a)) montre le premier prototype expérimental uni-axial. Le deuxième

exemple présenté dans la figure (1.6(b)), est un exemple bidimensionnel, il a été proposé et réalisé par Shelby [16].



**Figure I. 6:** Exemples réalisés des milieux doublement négatifs. (a) exemple unidimensionnel [17]. (b) exemple bidimensionnel [16].

### I. 3. THEORIE DES METAMATERIAUX

#### I. 3. 1. Définition

Pour qu'un matériau présente un indice de réfraction négatif, il doit révéler à la fois une permittivité et une permittivité relatives négatives ( $n = \pm\sqrt{\epsilon_r\mu_r}$ ). Dans la nature, il n'existe aucun matériau de ce type. Il en existe bien présentant des matériaux de permittivités négatives (les plasmas, les métaux dans l'infrarouge), et de perméabilités négatives (Ferri et ferromagnétiques près de la résonance gyromagnétique), mais aucun ne présente les deux phénomènes simultanément.

#### I. 3. 2. Les équations de Maxwell

Avant de considérer des phénomènes plus complexes, il est utile d'étudier le concept le plus simple de la propagation des ondes EM. Dans toute cette dissertation, on assume que tous les milieux sont linéaires (les propriétés ne dépendent pas des champs d'électriques et magnétiques), homogènes (les propriétés ne dépendent pas position de fonctionnement), dispersifs (les propriétés dépendent de la fréquence) et isotropes (aucun effet de polarisation à moins qu'autrement remarquable). Les champs EM sont décrits par

les équations de Maxwell respectant les relations des conditions aux limites. Les équations de Maxwell dépendant du temps sont décrit par :

$$\nabla \cdot D = \rho \quad \text{I.1}$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad \text{I.2}$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B(r, t)}{\partial t} \quad \text{I.3}$$

$$\nabla \times H(r, t) = J(r, t) + \frac{\partial D(r, t)}{\partial t} \quad \text{I.4}$$

$$D(r, t) = \varepsilon(t) * E(r, t) = \int_{-\infty}^t \varepsilon(t - t') E(r, t') dt' \quad \text{I.5}$$

$$B(r, t) = \mu(t) * H(r, t) = \int_{-\infty}^t \mu(t) * H(r, t') dt' \quad \text{I.6}$$

Où E est le champ électrique, D est le déplacement électrique, H est le champ magnétique, B est l'induction magnétique, ρ est la densité de charge libre et J est la densité de courant. Pour la propagation des ondes dans un système optique, les médias ne présente aucune charges libres où courant de conduction c.-à-d. de ρ= 0 et de J= 0.

L'équations (I.1) et (I.4) deviennent :

$$\nabla \cdot D(r, t) = 0 \quad \text{I.7}$$

$$\nabla \cdot H(r, t) = \frac{\partial D(r, t)}{\partial t} \quad \text{I.8}$$

La constante diélectrique et la perméabilité sont généralement définies dans le domaine de fréquence. Utilisation la transformée de Fourier :

$$f(\omega) = \mathfrak{F}_t[f(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad \text{I.9}$$

$$f(t) = \mathfrak{F}_t^{-1}[f(\omega)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad \text{I. 10}$$

Nous avons le  $\varepsilon(\omega) = \mathfrak{F}_t\{\varepsilon(t)\}$ ,  $\mu(\omega) = \mathfrak{F}_t\{\mu(t)\}$ , où le  $\varepsilon(\omega)$  et le  $\mu(\omega)$  sont la constante diélectrique et la perméabilité liées à la fréquence, respectivement. Afin de définir correctement la propagation des ondes nous avons besoin également des relations constitutives dans le domaine fréquentielle. Dans le cas des médias linéaires, homogènes, isotropes, prenant la transformée de Fourier des équations constitutives pour les méta-matériaux des équations (I.5) et (I.6), nous obtenons :

$$D(r, \omega) = \varepsilon(\omega)E(r, \omega) \quad \text{I. 11}$$

$$B(r, \omega) = \mu(\omega)H(r, \omega) \quad \text{I. 12}$$

Dans le domaine de fréquence, les équations de Maxwell. (I.3) et (I.4) peut être écrit comme :

$$\nabla \times H(r, \omega) = j\omega\varepsilon(\omega)E(r, \omega) \quad \text{I. 13}$$

$$\nabla \times H(r, \omega) = j\omega\varepsilon(\omega)E(r, \omega) \quad \text{I. 14}$$

En cette dissertation nous prévoyons de traiter les champs harmoniques avec une variation de temps de forme  $e^{tj\omega}$ . Définissant le vecteur de phase correspondant  $F(r, \omega) = \Re e [F(r) e^{tj\omega}]$ , où  $F$  ne représente aucun quantités physiques dans les équations (I.9) à (I.12), les équations de Maxwell deviennent :

$$\nabla \cdot E(r) = 0 \quad \text{I. 15}$$

$$\nabla \cdot H(r) = 0 \quad \text{I. 16}$$

$$\nabla \cdot E(r) = 0 - j\omega\mu(\omega)H(r) \quad \text{I. 17}$$

Pour l'onde plane la solution est de la forme de  $e^{rkj}$ , et après suivre les lois algébriques les équations de Maxwell dans le domaine de fréquence deviennent :

$$k \times E(r) = \omega\mu(\omega)H(r) \quad \text{I. 18}$$

$$k \times H(r) = -\omega\varepsilon(\omega)E(r) \quad \text{I. 19}$$

Où  $k$  est le vecteur de propagation des ondes.

**I. 3. 3. Le vecteur de Poynting**

Pour le  $\epsilon < 0$ ,  $\mu < 0$ , Equations. (I.18) et (I.19) montre que le vecteur de propagation, le champ électrique et le champ magnétique forme un système de main gauche ; par conséquent le nom LHM.

$$S(r) = E(r) \times H(r) \tag{I.20}$$

Le flux d'énergie lié à la propagation des ondes est noté par le vecteur de Poynting comme:

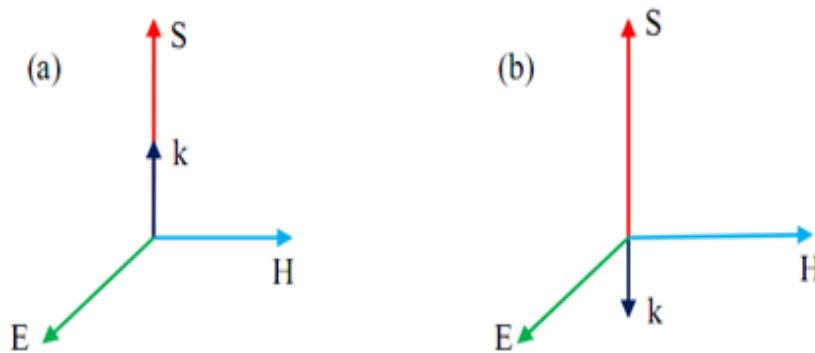
$$E = \hat{p}e^{-jkr} \tag{I.21}$$

$$H = \frac{1}{\omega\mu} (k \times \hat{p})e^{-jkr} \tag{I.22}$$

$$\Rightarrow \langle S \rangle = \Re\{E \times H^*\} = \frac{1}{\omega\mu} \hat{p} \times (k \times \hat{p}) = \frac{1}{\omega\mu} [(\hat{p} \cdot \hat{p})k - (\hat{p} \cdot k)k] = \frac{k}{\omega\mu} \tag{I.23}$$

Où  $\langle S \rangle$  est le vecteur de Poynting moyenne instantané. Ce résultat prouve que le vecteur de Poynting moyenne est dans la direction opposée du vecteur de propagation ondes dans un LHM. La figure 1.7 (a), (b) montre les orientations des vecteurs EM pour les matériaux droitier et LHM, respectivement. Le vecteur de Poynting est toujours dirigé à partir de la source de rayonnement [14]. Mais le vecteur de propagation d'onde est orienté vers le sens opposé de la source pour LHM et à partir de la source pour RHM. Nous pouvons dire que les fronts d'onde de phase fonctionnent vers l'arrière dans LHM.



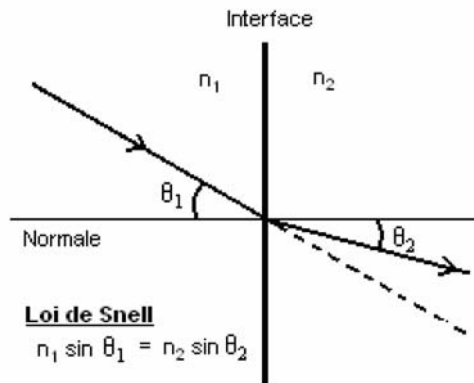


**Figure I. 7 :**Le champ électrique E, le champ magnétique H, le vecteur de propagation k et le vecteur Poynting dirigent S pour la propagation es ondes électromagnétique

(a) RHM ( $\epsilon > 0, \mu > 0$ ) (b) LHM ( $\epsilon < 0, \mu < 0$ ).

**I. 4.LES PHENOMENES DUS AUX METAMATERIAUX**

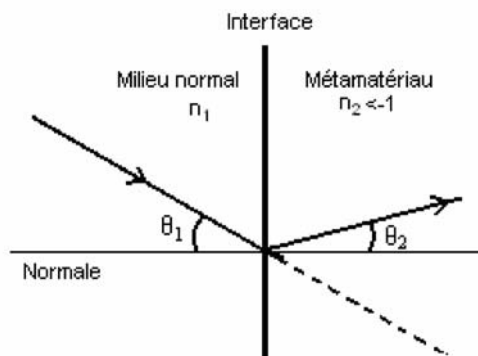
**I. 4. 1. L’inversion de la loi de Snell-Descartes**



**Figure I. 8 :** Réfraction de la lumière et loi de Snell.

L’indice de réfraction  $n$  est le rapport entre la vitesse de la lumière dans le milieu en question et celle dans le vide, donc  $n = c_0/c$ , où  $c_0$  et  $c$  sont les vitesses de la lumière dans le vide et le milieu, respectivement. Plus  $n$  est grand, plus petite est la vitesse de la lumière. L’indice de réfraction dépend de la structure microscopique du milieu dans lequel la lumière se propage. Les physiciens, en calculant théoriquement cet indice à partir des équations de Maxwell, ont pu trouver que  $n^2 = \epsilon \mu$ , où  $\epsilon$  est la permittivité électrique relative du matériel et  $\mu$  est sa perméabilité magnétique relative. Le paramètre  $\epsilon$  est indicatif de la force d’interaction entre le champ électrique et les dipôles électriques des atomes, tandis que la perméabilité  $\mu$  est reliée à la force d’interaction entre le champ

magnétique et les dipôles magnétiques. Dans la vaste majorité des matériaux,  $B$  et  $\mu$  prennent des valeurs plus grandes ou égales à 1, ce qui fait que  $n$  est habituellement plus grand que 1, et donc la lumière est plus lente dans un matériau que dans le vide. Par contre, lorsque ces deux paramètres sont tous les deux négatifs, il faut pour des raisons mathématiques et techniques que l'indice  $n$  prenne une valeur négative. Le méta-matériau est justement un milieu où  $n < 0$ .



**Figure I. 9:** Réfraction dans un matériau d'indice négatif (métamatériau).

Par la loi de Snell, comme conséquence nous obtenons un angle de réfraction négatif, comme illustré à la figure (1.9). C'est un petit détail, direz-vous, mais les conséquences sont importantes. Mais avant de donner les applications, soulignons qu'il est en pratique très difficile de façonner un méta-matériau. La Nature produit déjà plusieurs matériaux qui ont  $B < 0$  – les plasmas<sup>1</sup> et les métaux sont des exemples -- mais  $\mu < 0$  ne se produit que dans des structures artificielles.

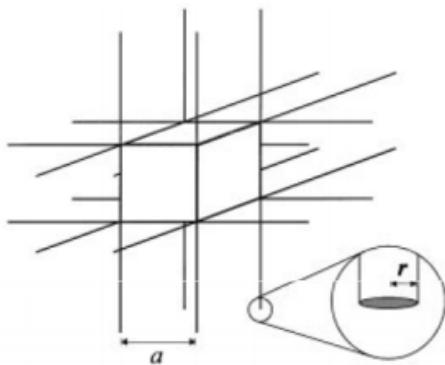
Cela explique le long intervalle de temps entre la prédiction théorique de Veselago et la création d'un méta-matériau. Récemment, l'équipe de Smith et Schultz ont construit un système de maillage métallique dans lequel la perméabilité magnétique est effectivement négative. Lorsque combiné avec un plasma, le résultat global est un méta-matériau.

Dans un matériau artificiel comme le méta-matériau, aussi longtemps que la texture (le maillage) est sur une échelle beaucoup plus petite que la longueur d'onde de la lumière, le matériau se comporte comme un matériau uniforme et homogène comme il se doit. Il est

donc plus facile de fabriquer un méta-matériau pour les longues longueurs d'ondes comme les micro-ondes. Dans l'optique visible, où la longueur d'onde est d'un micromètre, c'est un tour de force. Les méta-matériaux actuels fonctionnent, au mieux, dans la région infrarouge du spectre.

**I. 4. 2. Permittivité Négative**

- Pour les métaux cette condition est remplie en dessous de la fréquence plasma, mais dans l'infrarouge l'absorption est trop importante.
- Réseau de fils métalliques de rayon r disposés sur un réseau carré de pas a :



- Densité équivalente d'électrons :  $n_{eq} = n\pi r^2/a^2 \theta_{t.LMH} = -\theta_{t.RMH}$
- La masse effective des électrons est modifiée par le couplage inductif entre les fils :

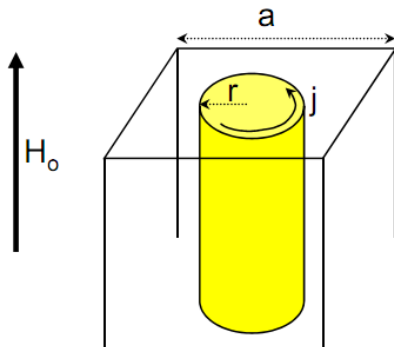
$$m^* = 1/2 \mu_0 r^2 e^2 n \ln(a/r)$$

- L'expression de la fréquence plasma devient :

$$\omega p^2 = \frac{n_{eq} e^2}{m^* \epsilon_0} = 2\pi c^2 \cdot [a^2 \ln(a/r)] - 1$$

- Il est possible d'avoir une permittivité négative avec peu d'absorption même dans l'IR lointain et les micro-ondes.

Réponse ‘magnétique’ de tiges métalliques :



- $H_{moy} = H_0 + j - (\pi r^2 / a^2) \cdot j$
- Loi d'induction de Faraday :

$$-\pi r^2 \mu H_{moy} / dt = 2 \pi r \rho j$$

- $\mu_{eff} = B_{moy} / \mu_0 H_{moy} = 1 - \frac{\pi r^2 / a^2}{1 + i 2 \rho / \omega r \mu_0} \mu_{eff} \neq 0, \text{ mais } 0 < \mu_{eff} < 1$

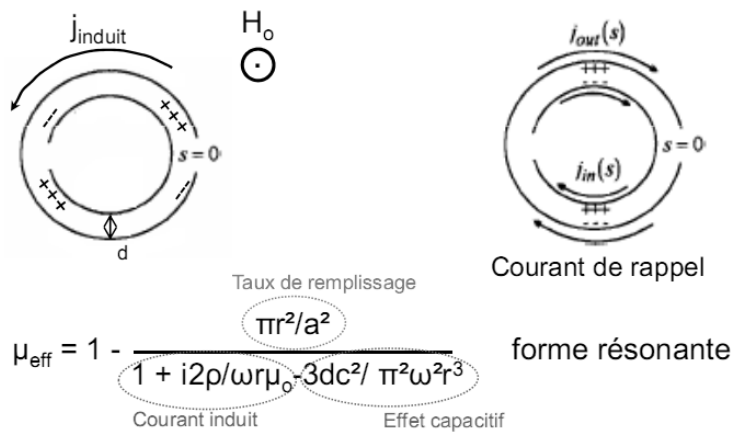
### I. 4. 3. Perméabilité Négative

- Il faut rajouter une force de rappel sur le courant induit (effet 'capacitif').

(1) On coupe la tige pour stopper le courant induit

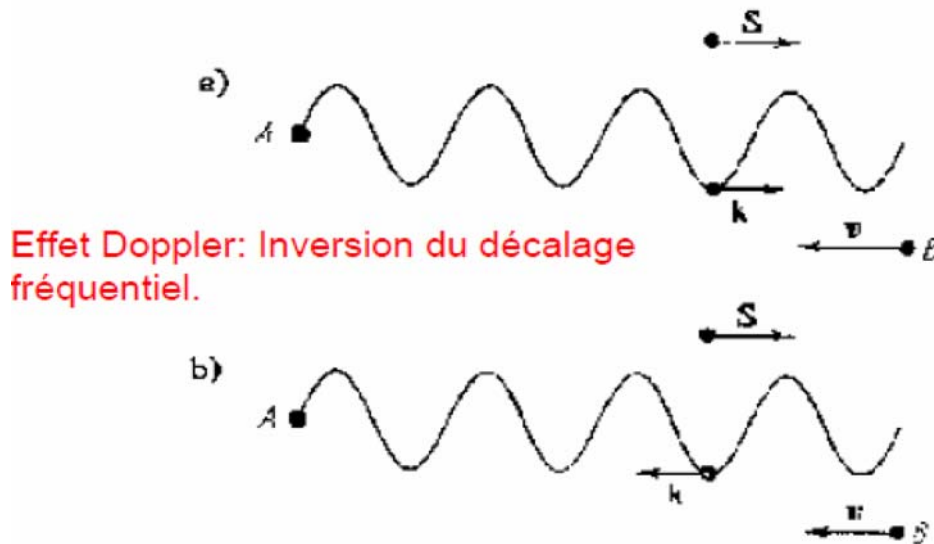
(2) On place une deuxième tige coupée concentrique afin d'ajouter une force de rappel grâce aux charges créées par le courant induit.

- On utilise en fait des anneaux.



**I. 4. 4. Inversion D'Effet De Doppler Et De Rayonnement De Cerenkov**

L'effet Doppler autrement appelé l'effet RADAR est le décalage de fréquence d'une onde acoustique ou électromagnétique entre la mesure à l'émission et la mesure à la réception lorsque la distance entre l'émetteur et le récepteur varie au cours du temps. Parmi les conséquences des métamatériaux sur les lois de la physique, l'effet Doppler est inversé ce qui veut dire que il y a inversion du décalage fréquentiel.



**Figure I. 10:** a) l'effet Doppler dans un milieu main droite. b) l'effet Doppler dans un milieu main gauche ou A représente la source des radiations et B le récepteur.

En outre, Veselago a prouvé que le rayonnement de Cerenkov est inversé dans un milieu de main gauche. En effet l'effet Cerenkov est un phénomène similaire à une onde de choc, produisant un flash de lumière qui a lieu lorsqu'une particule chargée se déplace dans

un milieu avec une vitesse supérieure à la vitesse de la lumière dans ce milieu (il faut garder à l'esprit que la vitesse de la lumière dans le vide est toujours supérieure à celle de la particule).

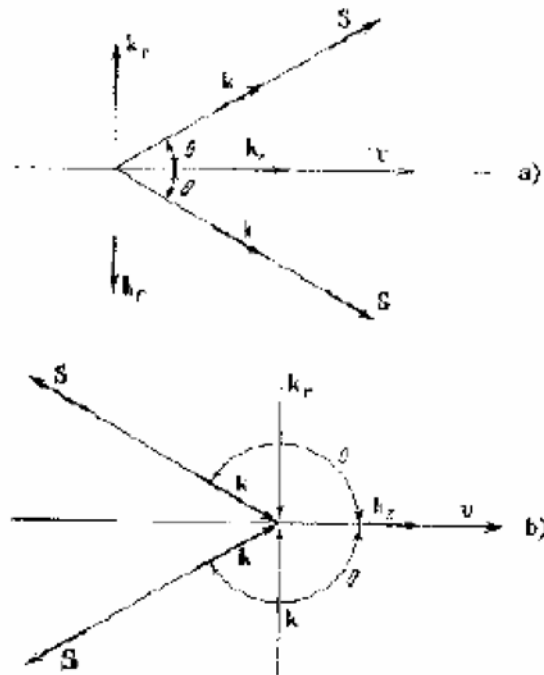


Figure I. 11: Inversion de l'effet de Cerenkov.

### I. 4. 3. Vitesse de groupe et vitesse de phase

Deux quantités importantes dans la propagation des ondes sont la phase et les vitesses de groupe. La vitesse de phase des surfaces de la phase constante, (ou des fronts des ondes)  $k \cdot r = \cos st$  est indiquée par :

$$v_p = \frac{\omega}{k} \hat{k}, \left( \hat{k} \frac{k}{|k|} \right) \quad \text{I. 27}$$

Où  $k$  est le nombre des ondes,  $\lambda$  est la longueur d'onde dans le milieu,  $C$  c'est la vitesse de la lumière dans le vide, et  $n$  est l'indice de réfraction. Puisque la fréquence est une quantité positive  $k = 2\pi/\lambda = \sqrt{\epsilon} \sqrt{\mu} \omega = n \omega/c$ , nous pouvons dire que la vitesse de phase dans un LHM ( $n < 0$ ) est de sens opposé avec la vitesse de phase dans RHM ( $n > 0$ ).

La vitesse de groupe est la propagation de l'enveloppe du paquet d'ondes, est définie comme :

$$v_g = \nabla_k \omega = \frac{\partial \omega}{\partial k_y} \hat{a}_y + \frac{\partial \omega}{\partial k_z} \hat{a}_z \tag{I.28}$$

Où le  $\nabla_k$  est le gradient du  $\omega$  dans l'espace de vecteur d'onde. Dans les milieux linéaires, isotropes et non dispersifs (sans l'absorption), la vitesse de groupe est égale à la vitesse d'écoulement d'énergie liée à la direction du vecteur de Poynting, qui ne dépend pas des propriétés matériaux. Les vitesses de groupe et d'énergie ne sont pas égales en présence de l'absorption ou en cas de dispersion anormale. Pour le cas des matériaux isotropes sans perte la vitesse de groupe peut être écrite comme :

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} \frac{k}{|k|} \tag{I.29}$$

Combinant l'observation des directions de  $k$  et de  $S$  nous constatons que dans un LHM les vitesses de phase et de groupe sont des signes opposés et les fronts d'onde propagent vers la source. Le tableau(I.1) récapitule les vitesses de phase et de groupe pour un diélectrique isotrope homogène RHM et des matériaux de LHM.

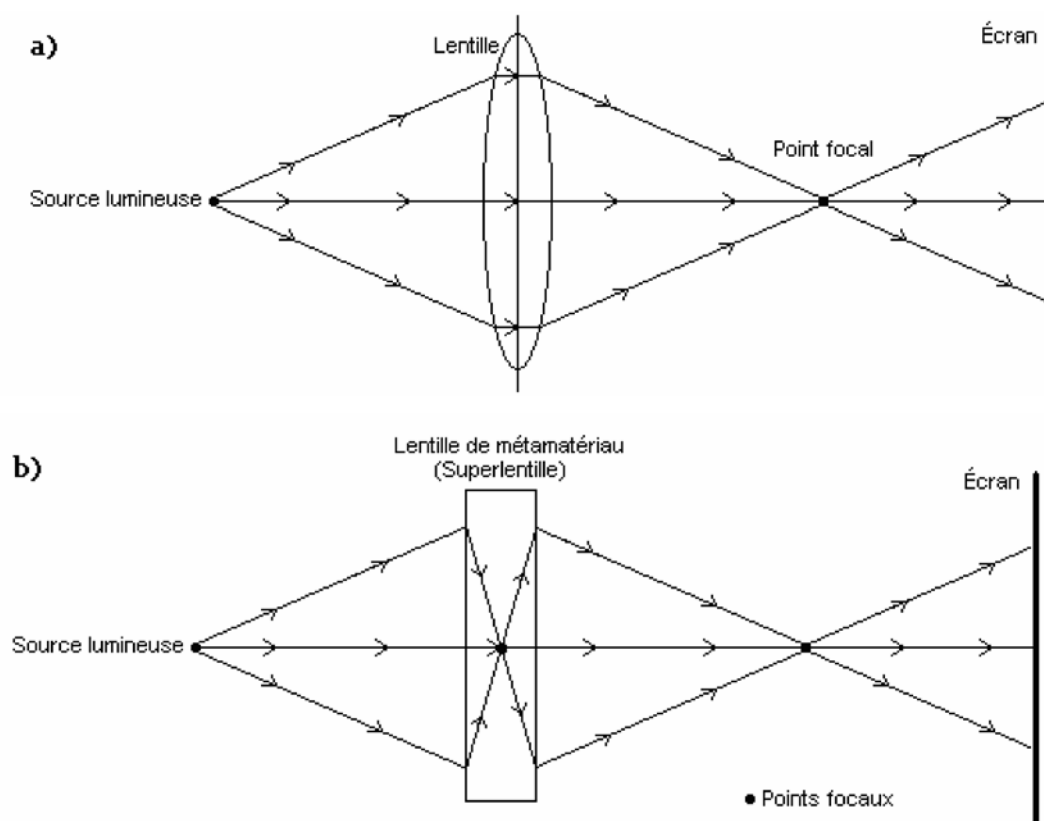
$\epsilon > 0, \mu > 0$	$\epsilon < 0, \mu < 0$
$\vec{S} \cdot \vec{k} > 0$	$\vec{S} \cdot \vec{k} < 0$
$\vec{S} \cdot \vec{v}_g > 0$	$\vec{S} \cdot \vec{v}_g > 0$
$\vec{v}_g \cdot \vec{k} > 0$	$\vec{v}_g \cdot \vec{k} < 0$
$\vec{v}_p \cdot \vec{k} > 0$	$\vec{v}_p \cdot \vec{k} > 0$

**Figure I. 12:** Vitesses de phase et de groupe pour RHM et LHM.

## I. 5. APPLICATIONS DES METAMATERIAUX

## I. 5. 1. La super lentille

Une des applications les plus spectaculaires du méta-matériau est la « superlentille ». Une lentille ordinaire focalise un faisceau lumineux incident en un seul point, le point focal, et permet ainsi de reproduire l'image d'une source de lumière sur un écran (Figure 1.11 a). La focalisation est possible grâce à la réfraction du faisceau sur la forme courbe de la lentille.



**Figure I. 13:** Focalisation avec une lentille ordinaire (a) et une superlentille (b).

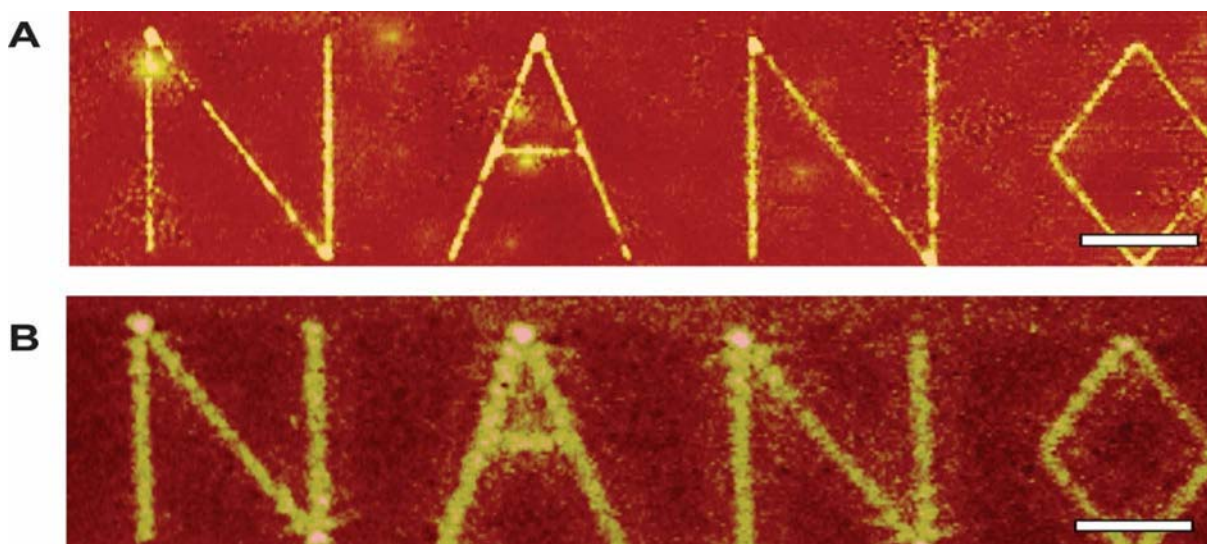
Une lentille faite à partir d'un métamatériau pourrait prendre une forme plane, comme montré la Figure (1.11 b). Parce que l'indice de réfraction est négatif, les rayons dévient vers l'intérieur, et si la lentille est suffisamment épaisse, un point focal se forme au milieu de celle-ci. Ce point focal interne n'a pas de grande utilité, mais un autre point focal se forme aussi à l'extérieur. On appelle "superlentille" ce dispositif car son pouvoir de résolution dépasse largement la résolution d'une lentille ordinaire. Étant plane, la



superlentille élimine totalement les aberrations sphériques de l'image que produit une lentille ordinaire. Les aberrations sphériques dans une lentille biconcave font en sorte que l'image devient un peu floue. Cela est dû à la forme de la lentille n'est pas optimale : la lumière passant par le bord de la lentille n'a pas le même point focal que la lumière passant près du centre.

La propriété la plus étonnante d'une superlentille est qu'elle peut atteindre une résolution plus grande que celle limitée par la limite de diffraction classique. Cette limite implique qu'il est

Impossible d'imager clairement une source lumineuse (active ou passive) qui est beaucoup plus petite que la longueur d'onde de la lumière utilisée. La partie de l'onde contenant l'information nécessaire pour obtenir cette résolution se dissipe très rapidement. Par contre, une superlentille amplifie ces parties de l'onde, permettant d'imager une source lumineuse beaucoup plus petite que la longueur d'onde de la lumière utilisée. La figure (1.12) montre un exemple frappant de cette différence entre une lentille classique et une superlentille, faite par l'Université de Berkeley. Les chercheurs ont réussi à imaginer clairement le mot « NANO » écrit avec une épaisseur de ligne d'environ dix fois plus petite que la longueur d'onde de la lumière utilisée. Nous voyons qu'avec la lentille classique, nous obtenons une image plus floue qu'avec la superlentille.



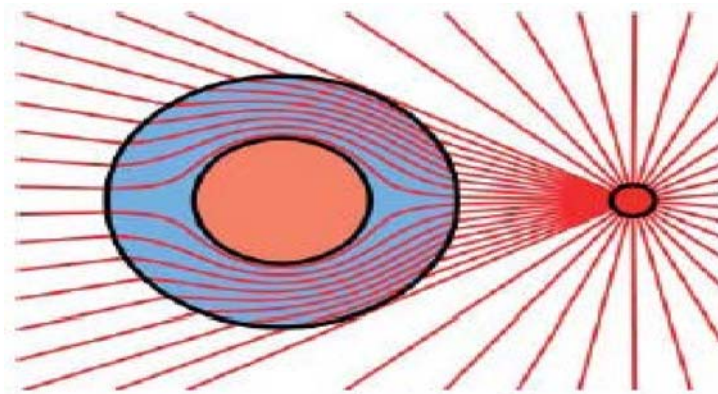
**Figure I. 14:** Image produite avec une superlentille (A) une et lentille ordinaire (B).

Il y a beaucoup d'avantages à avoir un meilleur niveau de résolution. Par exemple, il serait possible d'améliorer la capacité de stockage de disques optiques (les CD, DVD,

etc.) puisque qu'il serait possible de graver beaucoup plus finement sur le disque. Dans le domaine de la microscopie, nous serions capables d'observer à la lumière visible de très petits objets, tels les mitochondries à l'intérieur des cellules.

### I. 5. 2. Le cloaking

Le cloaking ou l'invisibilité, récemment ce sujet est devenu populaire grâce aux travaux de J.B. Pendry [18] et U. Lenhard [19]. En effet dans [20], il a été montré qu'il était possible de réaliser une sorte de cape d'invisibilité à l'aide des matériaux main gauche (MMG). Le principe est d'utiliser les MMG pour contrôler la lumière autour de l'objet à cacher de telle sorte que l'onde lumineuse après l'objet soit comme si elle n'avait pas traversé aurait ce dernier. Le défi est de réussir à faire un système large bande et surtout à faible perte afin d'obtenir une invisibilité sans effet de flou. Ce concept est particulièrement prometteur en termes d'applications, dans le domaine de la défense notamment. La conception et l'application des méta-matériaux furtifs nécessitent la connaissance précise des paramètres constitutifs ( $\epsilon$ ,  $\mu$ ) de ces structures et des pertes associées, la « cloak » idéale étant sans pertes. Le principe du cloaking tel que proposé par J. B. Pendry en 2006 [21] est illustré par la figure suivante :



**Figure I. 15:** Le principe du cloaking : contournement d'un obstacle à partir d'une source ponctuelle [18].

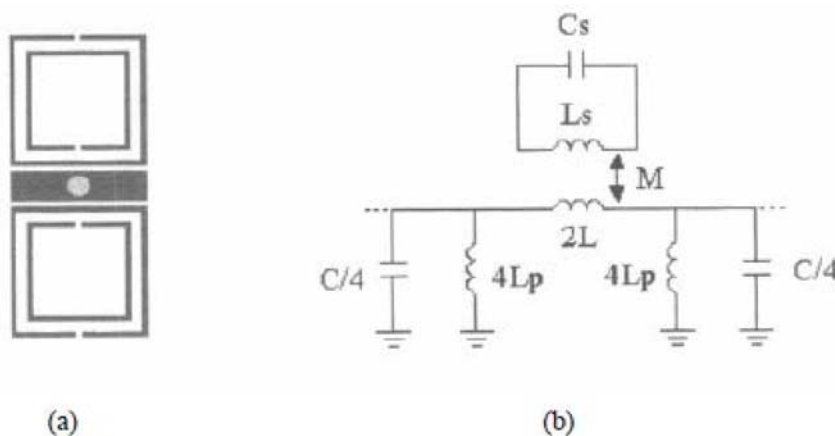
Le processus de conception de cloak est principalement basé sur une transformation de coordonnées de l'espace environnant l'objet à masquer. Cette transformation vise à définir des tenseurs de permittivité et de perméabilité qui vont permettre le guidage de

l'onde électromagnétique autour de l'objet et la réduction de la section efficace de diffusion du rayonnement arrivant sur l'objet (figure 1.13). Ce résultat théorique a été immédiatement suivi d'une démonstration expérimentale de masquage d'un cylindre métallique aux longueurs d'ondes centimétrique [20].

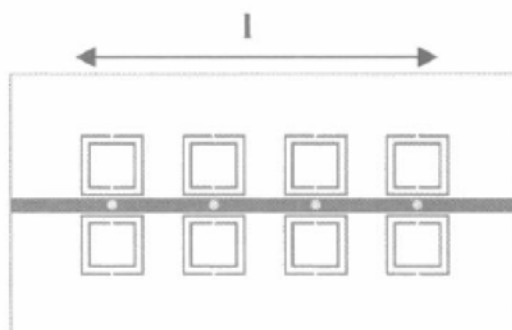
**I. 5. 3. Application en technologie micro-ruban**

A travers le temps, ce matériau est sous un grand nombre de travaux de recherche et de nombreuses applications sont découvertes tant dans le domaine optique, micro-ondes et des applications en technologies micro-ruban, comme les antennes a gain micro-ruban améliorée, le filtrage des signaux indésirables.

**a) Les méta-matériaux pour les applications de filtrage**



**Figure I. 16:** (a) Basic cell of the LHM microstrip line (upper side) and (b) equivalent circuit model (due to symmetry, the magnetic wall concept has been used).



**Figure I. 17:** Layout of fabricated LH MTM Microstrip Line.

En raison de la sélectivité élevée des structures SRR, le méta-matériau main gauche a été souhaité d'être construit en tant que filtres. Comme l'a démontré dans [21], les

structures SRR ont été chargées périodiquement et gravé à proximité de la bande de chef d'orchestre et par des trous (figure 1.15). Comme indiqué précédemment, ces SRR fournissent la caractéristique de perméabilité négative dans le milieu dans une bande étroite au-dessus de leur fréquence de résonance, tandis que les vias agissent comme inducteurs shunt connecté connu sous le nom de la structure TW qui représente la propriété de la permittivité négative.

La noblesse de ce matériau ainsi que ces propriétés extraordinaires nous ont donné raison de penser à exploité ces derniers, et c'est ce qui constitue notre travail dans les chapitres suivants.

## I. 6. CONCLUSION

Depuis les années 2000, les matériaux « mains gauches » (LHM : LeftHandedMaterials) introduits par Veselago, ont fait couler beaucoup d'encre grâce aux travaux fondateurs de Pendry. Un effet de réfraction négative, propriété spécifique de ces matériaux, a été mis en évidence expérimentalement dans la bande des microondes et ce résultat a été reproduit plusieurs fois. La structure ayant permis d'obtenir ces effets probants est réalisée à l'aide d'une architecture de type réseau régulier utilisant deux types de motifs métalliques : des particules SRR et des réseaux de fils métalliques. Le métamatériau est constitué par l'association de 2 réseaux bi-périodiques imbriqués qui permettent de générer l'équivalent d'un milieu à indice négatif. En effet, le réseau de fils métalliques est réglé pour obtenir un comportement de type plasma avec une large bande dans laquelle la partie réelle de la permittivité est négative. La valeur négative de la perméabilité effective est réalisée grâce aux particules SRR qui se comportent comme des résonateurs magnétiques. Ainsi dans la zone de résonance des SRR on obtient une bande de fréquence où la perméabilité effective devient négative.

Une des difficultés apparaît donc clairement : les deux paramètres électromagnétiques  $\epsilon$  et  $\mu$  sont simultanément négatifs sur une bande de fréquences malheureusement étroite (à cause de la résonance magnétique). Un autre problème a été clairement mis évidence ; la structure est très sensible aux pertes ohmiques et diélectriques.

Pour cela, nous allons nous pencher de manière plus profonde dans les différentes approches de la conception d'un métamatériau afin d'illustrer les lacunes de chacune d'elles.

# **Chapitre II**

**LES GUIDES D'ONDES  
INTÉGRÉS AU SUBSTRAT (GIS)  
(SubstrateIntegratedWaveguide)  
(SIW)**

## **II.1. INTRODUCTION**

L'industrie de l'électronique tente de réduire au maximum les coûts de fabrication des circuits pour satisfaire le consommateur ainsi que pour être plus concurrentielle. Les circuits hautes fréquences, qui sont utilisés dans toutes les sphères des télécommunications, sont parfois lourds et imposants selon les technologies utilisées ce qui n'est pas intéressant pour l'intégration de systèmes portables (cellulaires, lecteurs mp3, etc.). Les guides d'ondes rectangulaires sont un bel exemple de composants ayant de très hautes performances, mais encombrants. Une technologie de remplacement a vu le jour il y a quelques années pour pallier à ce problème : le guide d'ondes intégré au substrat . En effet, ce guide accomplit les mêmes fonctions que les guides d'ondes conventionnels. Ils ont cependant une bien meilleure densité d'intégration et leurs coûts sont moindres. Par contre, leur facteur de qualité est plus petit. Comme leur nom l'indique, ils sont directement intégrés dans le substrat (ou PCB) ce qui les rend beaucoup plus compacts.

Ils tentent du même coup d'intégrer les différents composants en utilisant un seul procédé de fabrication, plutôt que de les fabriquer séparément et de les assembler par la suite. Par exemple, les filtres, déphaseurs et antennes peuvent tous être fabriqués en GIS ce qui a pour effet de diminuer les dimensions du système total et aussi les coûts de fabrication et d'assemblage.

Les premiers guides d'ondes intégrés au substrat furent rapportés par Shigeki dans [15] en 1994. Le but premier de l'utilisation de ce nouveau type de structure est d'augmenter la densité d'intégration tout en diminuant les coûts de production. Shigeki a démontré que deux rangées de cylindres placées entre des plaques métalliques peuvent confiner les champs électromagnétiques aussi bien qu'un guide d'ondes rectangulaire (voir figure II.1). Comme les techniques standards de photolithographie se prêtent très bien à ce genre de circuit, les structures obtenues sont peu coûteuses à produire.

Récemment, le concept SIW [1] emporte un grand intérêt puisqu'il permet l'intégration des guides d'ondes au substrat, en remplaçant les parois latérales métalliques du guide classique par deux rangées de tiges métalliques. La distribution du champ électrique dans le guide SIW est similaire à celle d'un guide rectangulaire classique. Les guides rectangulaires en technologie SIW (notés RSIW) ont les caractéristiques identiques à celles des guides

d'ondes classiques remplis de diélectrique, de même hauteur  $h$  mais de largeur équivalente  $W_{eq}$  [2] [3]. Il était nécessaire d'adapter le RSIW à ces deux extrémités par des transformateurs d'impédance en ligne microruban conique. Cette nouvelle structure adaptée est à la base de la conception de nombreux dispositifs en technologie SIW tels que les diviseurs de puissance [4], les filtres [5], les circulateurs [6], les coupleurs [7], les déphaseurs [8], les six ports [9]...

## **II.2. HISTORIQUE DES GUIDES D'ONDES INTEGRES AU SUBSTRAT**

En près de quinze ans d'existence, les méthodes de fabrication de cette nouvelle technologie n'ont cessé d'évoluer. Certains critères de design ont, du même coup (notamment), été suggérés dans le but d'augmenter la performance. Cette technologie est d'ailleurs de plus en plus étudiée par les chercheurs. La section suivante décrit certains critères de fabrication ainsi que différents paramètres importants lors de la conception de circuits en SIW.

Un SIW est un guide d'onde non planaire synthétisé qui se transforme en forme plane. Ça peut ensuite, être intégré dans n'importe quel substrat diélectrique plan avec toute fabrication ou traitement planaire technique. Cela comprendra les cartes de circuit imprimé (PCB), et les panneaux co-feux à basse température, Ramic (LTCC) technologies, entre autres [1]. L'idée de base du guide d'onde intégré au substrat La technique est l'attribution de rangées de trous cylindriques avec un certain rayon et un espacement spécifique. Cela a conduit à une nouvelle structure d'ondes guidées et il semble que deux parois parallèles ont un espacement dans lequel les ondes EM sont bien confinées [1]. Le but de l'application de cette technique est de faire en sorte que les structures planes se comportent comme un guide d'onde. Donc; Tous les concepts de guide d'onde La théorie peut être appliquée à ces structures planes. Il convient de mentionner que la technique SIW a été appliquée à de nombreuses structures à micro-ondes telles que des antennes, des filtres, des diviseurs de puissance, des coupleurs, etc..

En raison des avantages offerts par les techniques SIW, il a été attrayant pour le micro-ondes Les circuits et les concepteurs d'antennes. Pour illustrer davantage, les travaux de recherche publiés peuvent être classés Dans plus d'une catégorie selon la façon dont cette technique a été appliquée. La première catégorie Comprend la distribution de trous via

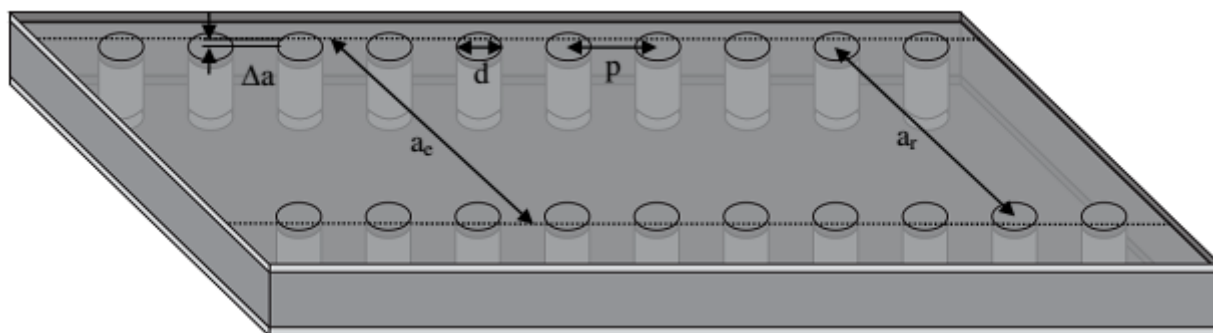


linéairement sur les côtés du substrat [2-5]. La deuxième catégorie Inclus dans la distribution des trous en particulier un certain motif sur la couche supérieure de la structure plane Ture [6-11]. Alors que dans la troisième catégorie, les structures au sol défectueuses, les DGS et les structures complémentaires

Des résonateurs partagés simples CSSR ont été appliqués dans les plans au sol des structures SIW incluses Dans les deux catégories précédentes [12-16]. Dans cet article, on présente une machine à sous semi-circulaire chargée de bas de page basé sur SIW. Le BPF proposé Offre une taille compacte et une large bande passante.

**II.3. PARAMETRES DES GUIDES D'ONDES INTEGRES AU SUBSTRAT**

Bien sûr, il est évident que le choix des dimensions du GIS doit être judicieux pour obtenir un système performant. La figure I.1 montre les principaux paramètres du GIS.



**Figure II. 1:** SIW avec ces paramètres.

En remplaçant les cylindres par deux simples murs conducteurs parfaits, on retrouve un guide rectangulaire. Les cylindres doivent donc être rapprochés le plus possibles pour tendre vers un guide rectangulaire. Cependant, le circuit devient alors très vulnérable aux bris mécaniques lorsque ces cylindres sont trop près les uns des autres. Si, à l'inverse, ils sont trop éloignés, les pertes par radiation peuvent rapidement devenir très élevées. Le ratio entre le rayon des cylindres et la distance entre deux cylindres consécutifs est le paramètre le plus important pour contrôler les pertes. D'après Deslandes [16], si  $p = 2*d$ , les pertes par radiation sont alors négligeables par rapport aux autres pertes. Notons que de nombreuses autres combinaisons peuvent très bien fonctionner. Pour les cas extrêmes, il rapporte que  $0.05 * \lambda_c < p < 0.25 * \lambda_c$  (Où  $\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}}$ ) évite en premier lieu que la structure soit trop perforée

et deuxièmement d'avoir une bande interdite dans la bande passante. De plus, nous devons toujours avoir  $p > d$ , sinon les cylindres se chevauchent. Ainsi, avec ces cas limites, il est possible de trouver un  $p$  et un  $d$  qui conviennent pour le design d'un GIS.

Un autre paramètre important est la distance entre les deux rangées de cylindres, définissant la largeur du guide. Cette distance est représentée par le paramètre  $a_r$  dans la figure II.1. Dans un guide d'ondes rectangulaire conventionnel, la largeur du guide est calculée à partir de la fréquence de coupure désirée [17] :

$$f_{cmn} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_e}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{II.1})$$

Pour le mode TE<sub>10</sub>, si l'on isole le paramètre  $a_e$ , on obtient :

$$a_e = \frac{1}{2f_{c10}\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r}} \quad (\text{II.2})$$

Dans le GIS, on utilise une largeur équivalente  $a_e$ . Elle représente la largeur d'un guide rectangulaire qui fournit la même fréquence de coupure. En regardant la Figure II.1, nous remarquons que la distance entre les deux rangées de cylindres (centre à centre)  $a_r = a_e - 2\Delta a$  où  $\Delta a$  est ici encore inconnu. D'après [16], ce paramètre est trouvé de la façon suivante (où  $k_c = 2\pi/\lambda_c$ ) :

$$\Delta a = \frac{\tan^{-1}(B)}{k_c} \quad (\text{II.3})$$

La variable  $B$  est une solution du polynôme suivant :

$$B^2 = (r_L + x_L) + B(1 - r_L^2 - x_L^2) + (r_L^2 + x_L^2) = 0 \quad (\text{II.4})$$

Où  $z_L = r_L + jx_L$  est l'impédance de chacune des rangées. Comme le stipule [16], il est possible de calculer cette impédance et ainsi d'évaluer la largeur  $a_e$ .

## II.4. TRANSITION DES LIGNES MICRORUBANS AUX GUIDES D'ONDES INTÉGRÉS AU SUBSTRAT

### II.4.1. La ligne microruban

La connexion entre les guides d'ondes rectangulaires et les circuits planaires ne peuvent pas avoir lieu sans le soutien de structures supplémentaires appelées transitions. Une transition efficace entre un guide d'onde rectangulaire et une ligne microruban requiert alors une conformité des champs à l'interface entre les deux structures, ainsi qu'une adaptation d'impédance.

La ligne microruban [19] (figure II.2) est l'une des structures de guidage pour des circuits micro-ondes parmi les plus connues, utilisée en micro-électronique pour confectionner des circuits planaires (miniaturisation) réalisant des fonctions données. Elle est constituée d'un plan de masse parfaitement conducteur sur lequel est déposé un substrat diélectrique dont sa surface supérieure est le siège d'un ruban conducteur. Le substrat est caractérisé par sa permittivité  $\epsilon_r$  et son épaisseur  $h$  tandis que le ruban est caractérisé par son épaisseur  $t$  et sa largeur  $W$ .

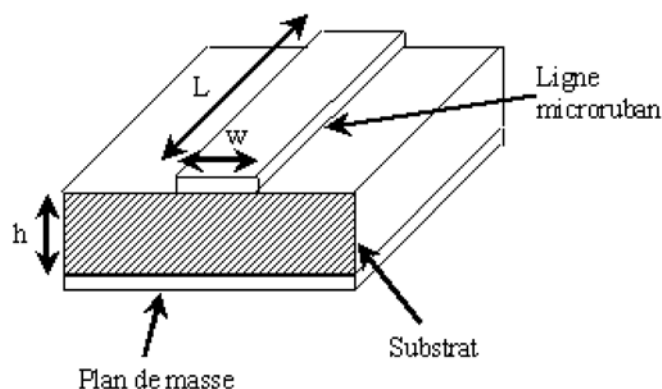


Figure II. 2: Structure de la ligne microruban

Le champ électromagnétique est guidé dans le substrat entre le plan de masse et la ligne. Bien que sa géométrie soit relativement simple, cette structure ne supporte pas une onde TEM (Transverse Electro Magnétique) pure. Parce que les lignes de champ entre les deux couches conductrices ne sont pas localisées uniquement dans le diélectrique, mais se perdent également dans l'air (Composante longitudinale non nulle), on a alors des modes hybrides. Le mode fondamental de cette structure est alors un mode hybride qui peut être assimilé à un mode TEM dans sa gamme des fréquences basses. Il est appelé mode quasi-TEM. Afin de

simplifier l'étude de cette structure, la notion de ligne effective a été introduite. Elle consiste à rechercher une modélisation équivalente par une ligne à diélectrique homogène illimitée dont la permittivité (effective) est liée aux différents milieux constituant la ligne.

Lors de l'étude des lignes microrubans, l'analyse consiste à déterminer à partir des paramètres physiques (dimensions et permittivité), la permittivité effective et la largeur effective nécessaires à la détermination de l'impédance caractéristique de la ligne, et de remplacer la structure réelle par un diélectrique homogène de permittivité  $\epsilon_{eff}$  (relation (II.5)) et remplacer la largeur du ruban par une largeur effective  $W_{eff}$  (relation (II.6)). L'impédance caractéristique établie par Wheeler [19] est donnée par la relation (II.7). La détermination de l'impédance caractéristique d'une ligne microruban ne peut se faire que si on détermine la permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  et la largeur effective  $W_{eff}$  de la ligne.

Le constant diélectrique effectif :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \quad (II.5)$$

La largeur effective du ruban :

$$\frac{W_{eff}}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t}\right) & \text{si } \frac{W}{h} < \frac{1}{2\pi} \\ \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t}\right) & \text{si } \frac{W}{h} > \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (II.6)$$

L'impédance caractéristique/

$$Z_C = \begin{cases} \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left( \frac{8h}{W_{eff}} + \frac{W_{eff}}{4h} \right) & \text{si } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left( \frac{W_{eff}}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W_{eff}}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1} & \text{si } \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (II.7)$$

$$Z_0 = 120\pi$$

La synthèse de la ligne microruban par la méthode de Wheeler permet de déterminer les caractéristiques physiques de la ligne (relation (II.8)) pour une impédance caractéristique donnée.

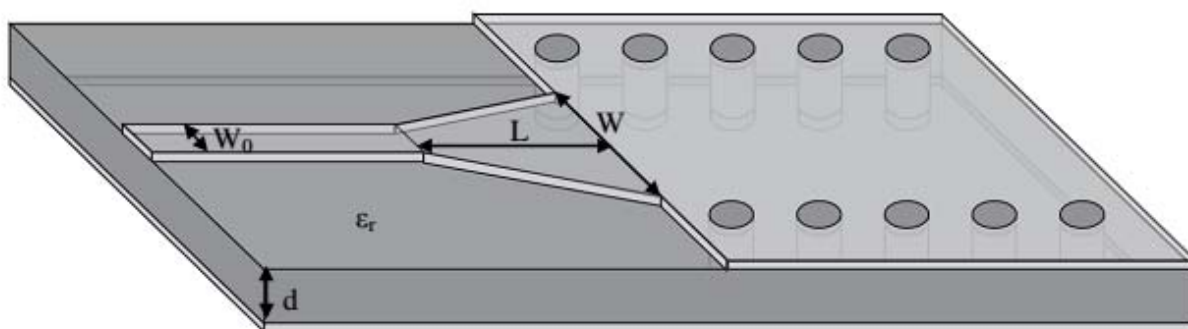
$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{e^{k_1}}{2} e^{-k_1} \operatorname{si} \frac{W}{h} < 2 \\ \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left( \ln(k_2 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) + \frac{2}{\pi} (k_2 - 1 - \ln(2k_2 - 1)) \operatorname{si} \frac{W}{h} > 2 \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

$$k_1 = \pi \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} Z_c / Z_0 + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$k_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{Z_c}{Z_0}$$

### II.4.2 La transition

Une fois le GIS fabriqué, on doit le tester. Il faut donc obligatoirement avoir une transition vers une ligne de transmission reliée à un analyseur de réseau. La ligne microruban est une des lignes de transmission les plus utilisées dans la conception de systèmes micro-ondes. Une transition du GIS vers une ligne microruban a été proposée par Deslandes dans [18]. La topologie de la structure est donnée à la figure II.3.



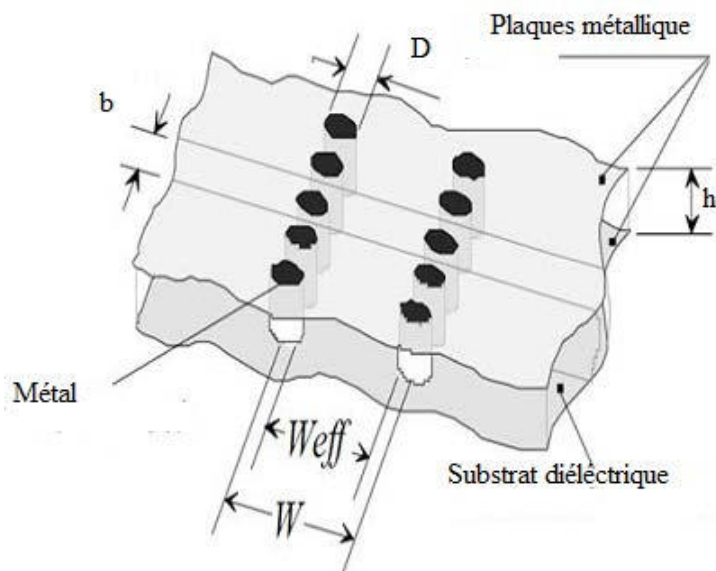
**Figure II. 3:** Transition d'un GIS vers un microruban avec ses paramètres.

Cette transition contient trois principaux paramètres, soit la largeur initiale  $W_0$ , la largeur finale  $W$  ainsi que la longueur  $L$  de la ligne profilée. La largeur initiale de la ligne microruban  $W_0$  doit être calculée pour obtenir l'impédance caractéristique désirée. Cette largeur est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ . Ainsi, comme  $d$  est connu, il devient facile de calculer la valeur de  $W_0$ . Il reste maintenant la valeur des deux autres paramètres de la transition à calculer. Le  $W$  doit être calculé selon [18] en

égalant les deux parties de droite des équations (II.5, II.6 et II.7) et en itérant sur le W (We est la largeur d'un guide équivalent qui modélise le microruban).

**II.5. PROCEDURES DE CONCEPTION**

Une structure basée sur SIW est représentée sur la Figure. II.4. Il comporte principalement deux rangées de trous d'interconnexion métalliques sur les deux côtés du guide d'ondes et à la conception des paramètres de diamètre par des trous, la séparation entre deux trous successifs et la séparation entre les rangées de trous d'interconnexion. Ces paramètres sont très cruciaux dans la conception de SIW de faible perte. Afin de concevoir un SIW qui aura une faible perte de rayonnement.



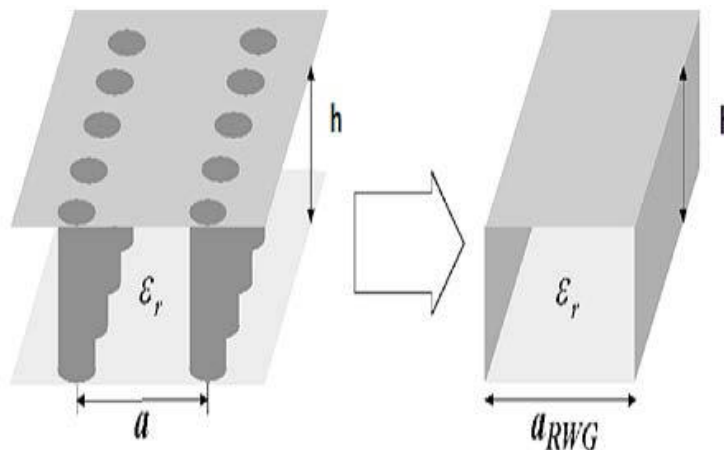
**Figure II. 4 :** Structure SIW avec ces paramètres de conception.

$$D < \lambda_g / 5 \tag{II.8}$$

$$b \gg 2D \tag{II.9}$$

Dans la conception de SIW, b doit être tenu au minimum afin de générer de faibles pertes de rayonnement, mais D qui est également sujet de la perte change aussi en conséquence avec b. le rapport de b et D est donc crucial dans la conception et non à leurs valeurs individuelles en cas de conception de faible perte de rayonnement de SIW. Pour concevoir le SIW dans notre fréquence désirée il y a l'équation pour la largeur et la longueur

de la fréquence de coupure correspondant. Le SIW dispose des caractéristiques passe-haut. Il a été démontré qu'un mode TE<sub>10</sub>-comme dans le SIW présente des caractéristiques de dispersion qui sont presque identiques au mode d'un diélectrique rempli de guide d'ondes rectangulaire avec une largeur équivalente.



**Figure II. 5:** SIW et guide d’ondes rectangulaire équivalent.

Largeur efficace de SIW est :

$$A_{RWG} = a - [D^2 / 0.95 b] \tag{II.10}$$

Fréquence de coupure est :

$$F_c = C / (2 \epsilon_r \cdot a_{RWG}) \tag{II.11}$$

**II.6. CONCLUSION**

Dans ce chapitre nous avons montré la procédure de conception d’un guide SIW .cette technologie permet le développement des dispositifs compacts, pouvant s’associer aux circuits MMIC ;Nous avons montré également une technique d’adaptation de ces guide SIW aux lignes micoruban d’alimentation a l’aide de transition (taper). Ces guides SIW seront associé dans la suit à des cellules metamateriaux pour concevoir des filtres. Mais avant d’exposer ces filtres en technologie hybride (SIW/METAMATERIAUX),nous allons définir dans le chapitre suivant des filtre a base des cellules metamateriaux de types CSRR et SRR.

**Chapitre III**

**MODELISATION DES  
FILTRES  
METAMATERIAUX/SIW**



### III.1. INTRODUCTION

La communication sans fil avance inexorablement sur le spectre des fréquences. En effet, on remarque un réel besoin, en particulier dans la conception des circuits actifs et passifs de petite taille à des fréquences millimétriques et micro-ondes. Ils sont principalement importants pour l'application de l'espace où l'espace et le poids sont des facteurs cruciaux. À cet égard, les filtres ont toujours un grand intérêt pour les plages millimétriques et les hyperfréquences depuis des décennies. Des progrès considérables ont été réalisés dans les domaines de Left-Hand-Metamaterial et CSRR, au niveau des configurations planaires, utilisés d'une part, dans de nombreux design de filtre passe bande pour les circuits planaires de haute performance à caractéristiques contrôlables.

Récemment, on remarque une forte contribution des chercheurs à la modélisation des structures SIW dans l'application micro-ondes et millimétriques, en raison de leurs nombreux avantages par rapport aux autres guides d'ondes volumiques. La technologie SIW est également compatible avec de nombreuses techniques existantes comme la technologie MMIC.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons étudier de nouveaux filtres SIW basés sur CSRR, en gravant la CSRR sur la surface (plan de masse ou bande conductrice) du SIW. Ainsi on obtient des caractéristiques d'un filtre passe bande pour une bande de fréquences particulières. Ce filtre, de petite taille, est utile dans la conception du système de communication à large bande (SIW). Nos filtres sont conçus dans la bande [6 -12] GHz.

Dans ce chapitre, on étudiera les cellules métamatériaux. L'étude théorique proposée par J. Pendry constituera le socle de base de notre démarche de conception des structures. Nous nous sommes intéressés durant nos travaux à l'étude des cellules Métamatériaux unitaires en tant que résonateur sub-longueur d'onde, pour l'intégrer à des dispositifs planaires tels que des filtres et des antennes. Nous présenterons, en premier lieu, les conditions d'excitation requises pour effectuer une simulation électromagnétique de cellules unitaires. Nous détaillerons ensuite une démarche méthodologique de conception des Métamatériaux répondant à un cahier des charges électromagnétique donné. Nous présenterons par le biais d'une conception électromagnétique sous HFSS [56], l'analyse des

résultats pour un ensemble de configurations de cellules Métamatériaux unitaires notamment les SRR et CSRR.

Le coeur des solutions que nous proposons dans ce chapitre, consiste à réaliser de nouveaux modèles de filtres miniatures à base de l'association d'une ligne microruban à des résonatrices sub-longueurs d'onde. Deux nouveaux modèles de filtres seront proposés.

Le premier modèle de filtre proposé est un filtre coupe bande basé sur une association d'une ligne micro-ruban et des cellules CSRR. L'emplacement et l'orientation des cellules Métamatériaux par rapport à la ligne micro-ruban est étudié finement pour satisfaire les conditions d'excitation des cellules en termes de champ  $E$  et  $H$ . Selon ce même modèle, un filtre passe bande à base de deux cellules résonantes dans deux fréquences différentes, sera ensuite présenté.

Le deuxième modèle de filtre développé est un filtre passe bande, nous allons étudier de nouveaux filtres SIW basés sur CSRR, en gravant la CSRR sur la surface (plan de masse ou bande conductrice) du SIW. Ainsi on obtient des caractéristiques d'un filtre passe bande pour une bande de fréquences particulières. Ce filtre, de petite taille, est utile dans la conception du système de communication à large bande (SIW). Nos filtres sont conçus dans la bande [6 -18] GHz.

### III.2.CONCEPTION DU FILTRE MULTI BANDE

Dans cette section, nous sommes intéressés à l'étude de l'association d'une ligne micro-ruban  $50 \Omega$  et des cellules SRR. Les cellules sont situées à proximité de la ligne micro-ruban. L'objectif est de réaliser un filtrage coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule SRR.

Pour ce faire, nous procéderons selon la démarche .L'étape suivante détermine la position optimale de la cellule CSRR préalablement conçue à proximité de la ligne micro-ruban : le but est de satisfaire les conditions d'excitation requises pour la cellule CSRR. consiste à étudier l'association de la ligne micro-ruban à la cellule CSRR, la conception de la structure sous HFSS, ainsi que l'analyse des résultats obtenus.

Enfin, la dernière étape vise à étudier l'association de la ligne micro-ruban à un réseau finis de cellules SRR. Le but est de déterminer l'impact du nombre de cellules utilisées sur le gabarit du filtre.

### III.3. CONCEPTION ET ANALYSE DES CELLULES METAMATERIAUX (CSRR)

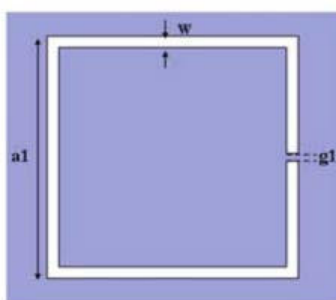
Dans cette partie, nous allons étudier les cellules unitaires de type CSRR forme carrée, nous allons concevoir trois cellules (CSSR) [60] carrée.

Le CSRR multi-anneaux peut être dérivé d'une structure simple de la SRR multi-anneau en utilisant les concepts Of dualité. Comme l'a déclaré le principe de Babinet, afin d'obtenir la complémentarité de toute structure, Les traces métalliques planaires de la SRR multi-anneaux d'origine sont remplacées par des ouvertures et les ouvertures sont remplacé avec des plaques métalliques. Le résonateur complémentaire à anneau et anneau multiple (SRR multi-anneau). En outre, la perméabilité négative se transforme en une permittivité négative Dans le cas de CSRR multi-anneaux. Pour le CSRR multi-anneaux, le nombre de résonances peut être Déterminé par les anneaux CSRR placés dans la cellule unitaire. Cela signifie que si un CSRR multi-anneau a conçu a N-rings, il générera N résonances. Les résonances distinctes sont principalement dues à soi-même et aux mutuels accouplements de chaque anneau CSRR. Les CSRR multi-anneaux sont gravés dans un substrat diélectrique avec une épaisseur 1,27 mm et une constante diélectrique relative ( $\epsilon_r = 10,2$ ). Le logiciel commercial Ansoft HFSS est Utilisé pour effectuer l'analyse du paramètre S des différentes cellules de l'unité CSRR multi-anneaux. Figures (III .1, III.2, III.3)

Indique les coefficients de transmission simulés de trois cellules unitaires différentes. La première cellule unitaire est une Un simple anneau CSRR, les cellules des deux et trois unités sont formées par deux et trois anneaux CSRR (Les prototypes sont montrés à la figures (a,b,c). Les paramètres géométriques optimisés des trois unités sont Comme le montre les figures (III .1, III.2, III .3), les deuxième et troisième bandes d'arrêt ont la même Performances en termes de bande passante. Il a été démontré dans [20] que les DGS

Tableau III. 1 : Paramètres géométriques du CSRR multi-anneau.

Paramètre Une cellule CSRR (mm)	Paramètre Deux cellule CSRR (mm)	Paramètres Trois cellule CSRR (mm)
$a_1=6$	$a_1=6, a_3=3$	$a_1=6, a_2=4.8, a_3=3$
$w=0.3$	$w=0.3$	$w=0.3$
$g_1=0,2$	$g_1=0,2, g_3=0,3$	$g_1=0,2, g_2=0,2, g_3=0,3$



(a)

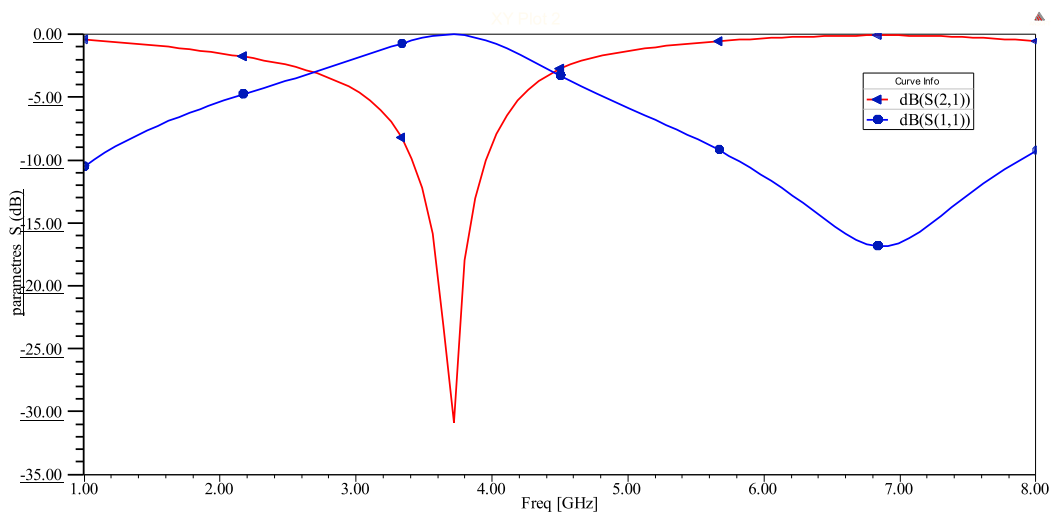
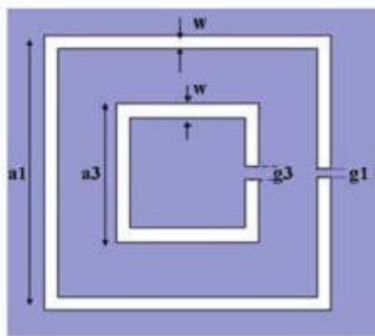


Figure III. 1 : Réponse fréquentiel d'une cellule CSRR a un anneau carrée



(b)

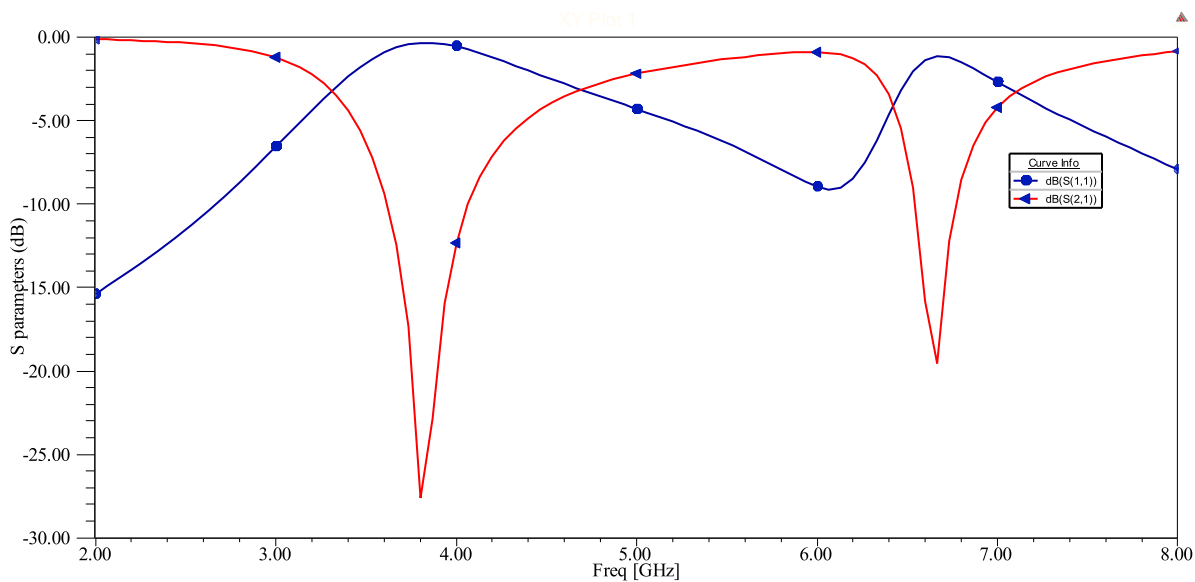
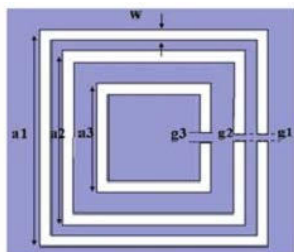
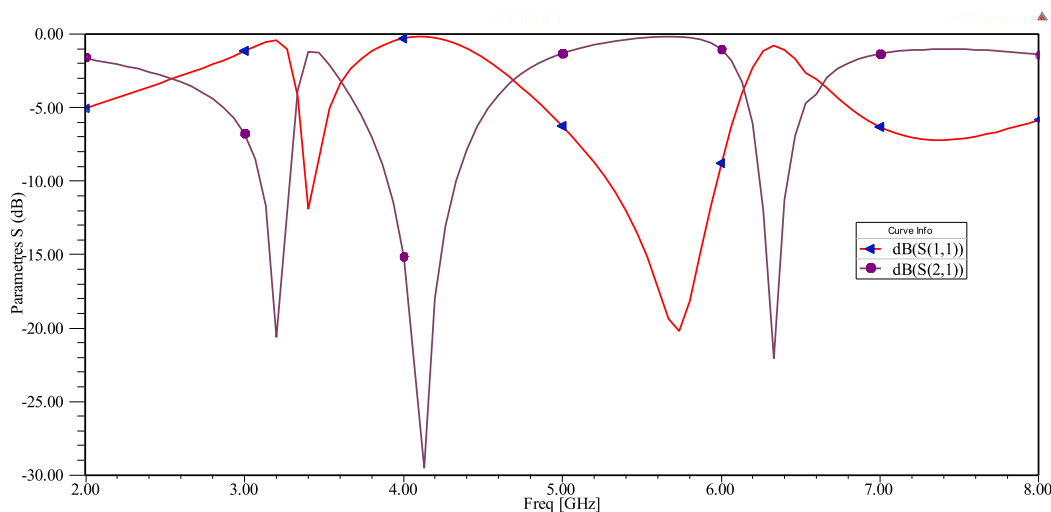


Figure III. 2 :Réponse fréquentiel d'une cellule CSRR a deux anneau carrée



(c)



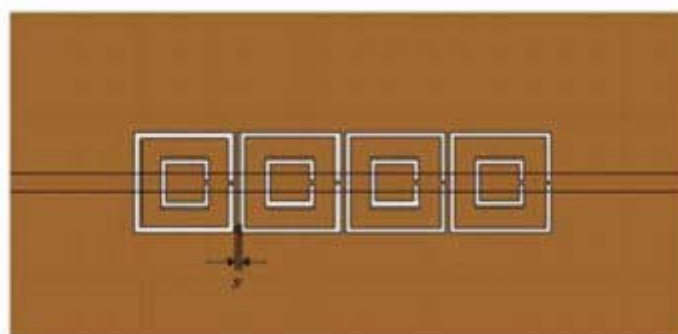
**Figure III. 3 :** Réponse fréquentiel d’une cellule CSRR a 3 anneaux carrée

### III.4.CONCEPTION D’UN FILTRE MULTI BANDE MINITURE A BASE DE CELLULES METAMATERAUX (CSRR)

#### III.4.1.Conception d’un filtre multi bande à base de cellules Métamatériaux CSRR à deux anneaux

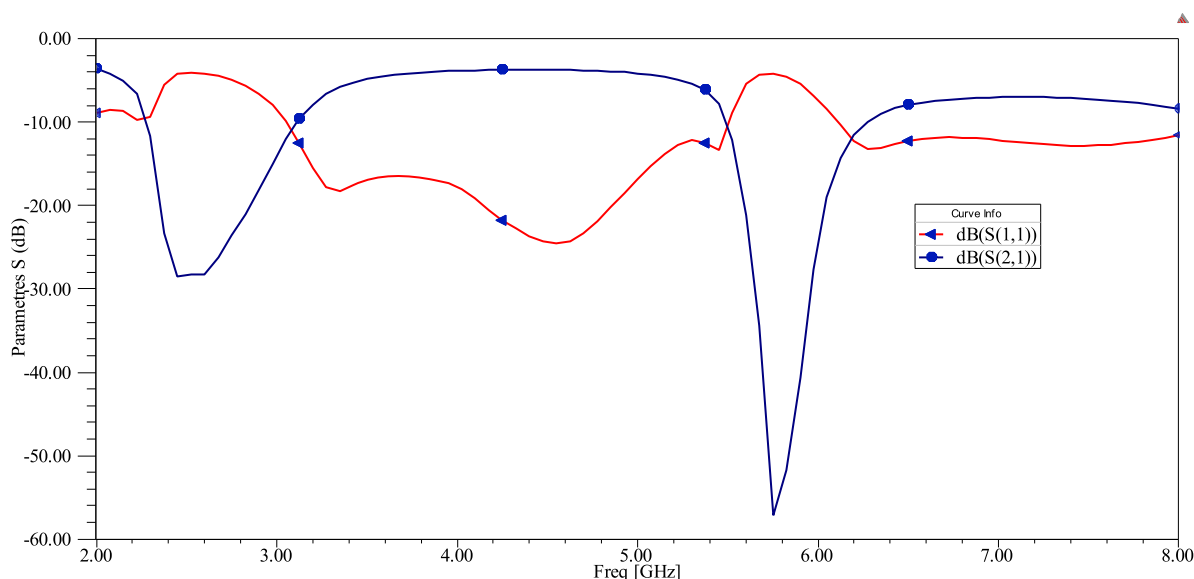
Dans cette section, nous sommes intéressés à l’étude de l’association d’une ligne micro-ruban  $50 \Omega$  chargées par des cellules CSRR. Les cellules sont imprimées sur la métallisation de la ligne micro-ruban. L’objectif étant de réaliser un filtrage coupe bande autours de la fréquence de résonance de la cellule CSRR.

Pour illustrer les différentes étapes de la démarche de conception, nous proposons la conception d’une cellule CSRR rectangulaire.



**Figure III. 4 :** Configuration du filtre à double bande avec quatre CSRR à deux anneaux gravés dans le plan de masse

Les résultats de simulation des paramètres S, illustrés dans la figure (III.5) montrent un comportement coupe bande.



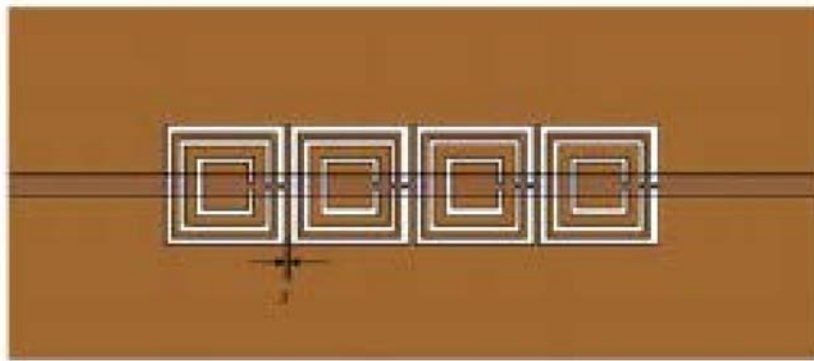
**Figure III. 5:** Résultats de simulation du paramètre S21 de la configuration de la ligne et la Cellule CSRRs.

Les filtres à rejet de bande conçus sont simulés en utilisant une analyse par des éléments finis basée sur Ansoft HFSS. La figure III.5 illustre les caractéristiques du paramètre S du filtre à double bande conçu. A partir de la figure, on remarque que le filtre génère un rejet très élevé dans deux bandes interdites. Le premier cycle d'arrêt (basé sur le niveau de rejet à 10 dB) est observé de 2,25 à 3,11 GHz avec une bande passante de 35,8%, centrée Perpendiculaire au plan de masse. Les CSRR multi-anneaux auront une permittivité négative lorsqu'un champ électrique est perpendiculaire au plan de ces inclusions. Par conséquent, le CSRR multi-anneaux gravé dans le plan de masse juste en dessous de la ligne microruban crée une bande de stop avec un couplage électrique fort. Sur la base de cette théorie, deux catégories de filtres à bande sont conçues. Le premier prototype est un filtre à double bande basé sur un CSRR à deux anneaux. Le deuxième filtre conçu est un filtre à trois bandes basé sur un CSRR à trois anneaux. Le substrat Rogers RO3010 utilisé est avec un constant diélectrique de 10,2 et une épaisseur de 1,27 mm. Pour rendre l'impédance des caractéristiques de la ligne  $50\Omega$ , la largeur de la ligne microruban est fixée à 1,2mm. Comme le montre la figure III.4, quatre cellules unitaires de CSRR à deux anneaux sont gravées dans le sol avec une distance de  $s = 0,3$  mm entre chacune des deux cellules unitaires

### III.4.2 CONFIGURATION DE FILTRE MULTI-BAND à base de cellules

#### Métamateriaux CSRR a trois anneaux

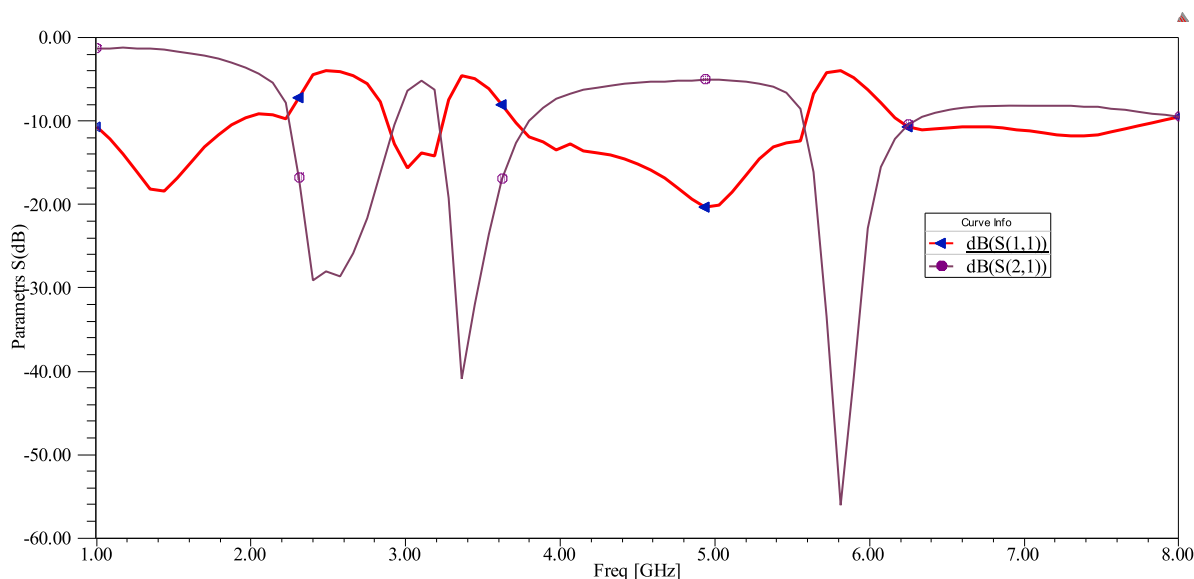
Dans la dernière phase de notre démarche, nous étudions l'association de la ligne microruban à un réseau fini de cellules CSRR. Pour cela, une configurations de filtre a été conçues à base de 1 et 4cellules CSRR. La figure (III .6) présente une configuration du filtre coupe bande basée sur l'association de la ligne microruban  $50 \Omega$  et un réseau constitué de quatres cellules CSRR.



**Figure III. 6:** Configuration du filtre multi bande CSRR à trois anneaux gravés dans le plan de masse

La configuration de filtre est simulée sous HFSS. Les résultats de simulation des paramètres S en fonction du nombre de cellules (Figure III.7) montrent que la bande rejetée du filtre devient plus large avec un niveau de rejection plus accentué en augmentant le nombre de cellules CSRRs utilisées.





**Figure III. 7 :** Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 de configuration du filtre coupe bande basé sur un réseau de 4 cellules CSRR.

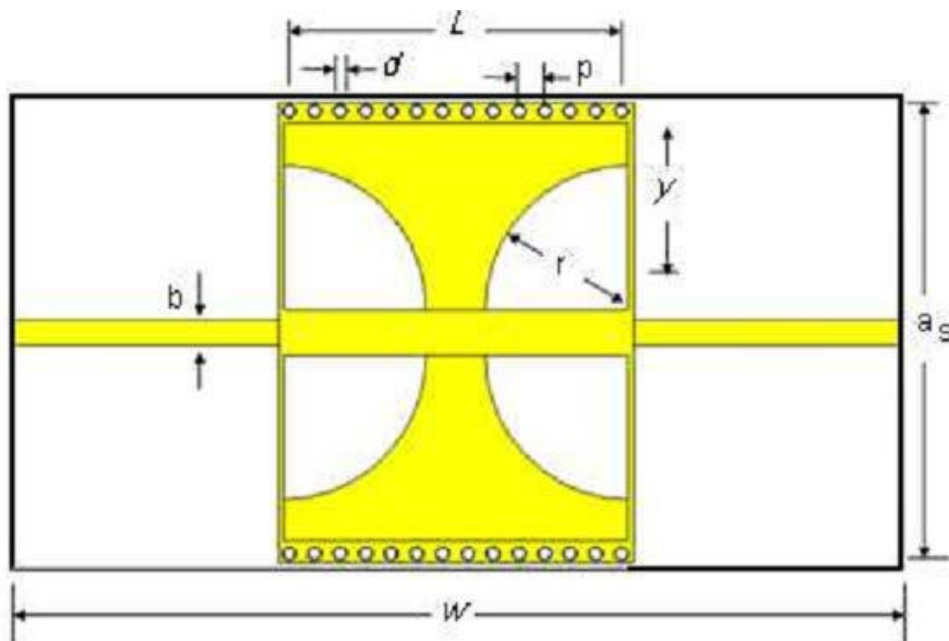
### III.5. CONCEPTION DE FILTRE SIW PASSE BANDE

Le filtre proposé est construit en intégrant deux fentes demi-circulaires dans la structure SIW à partir des côtés d'entrée et de sortie, comme le montre la figure 1. Les dimensions proposées de la cavité SIW sont 13: 09 \* 9: 945 mm<sup>2</sup> tandis que les dimensions globales sont 26: 62\* 14mm<sup>2</sup> en utilisant un substrat avec une permittivité relative de 2.2 et une épaisseur de 0.245mm. Les paramètres complets sont finement réglés par.

De nombreux paramètres ont été étudiés pour mieux connaître leurs effets sur la performance du filtre proposée. Pour cela, on constate que le plus important de ces facteurs est le rayon de la fente demi-circulaire dans le résonateur. Une étude paramétrique a été menée pour explorer l'effet du rayon de fente semi-circulaire intégré, r, sur la performance filtre présentée, tout en maintenant les autres paramètres du filtre inchangés, a été montré dans les figures III.8 .

**Tableau III. 2 :**Paramètres du SIW proposé

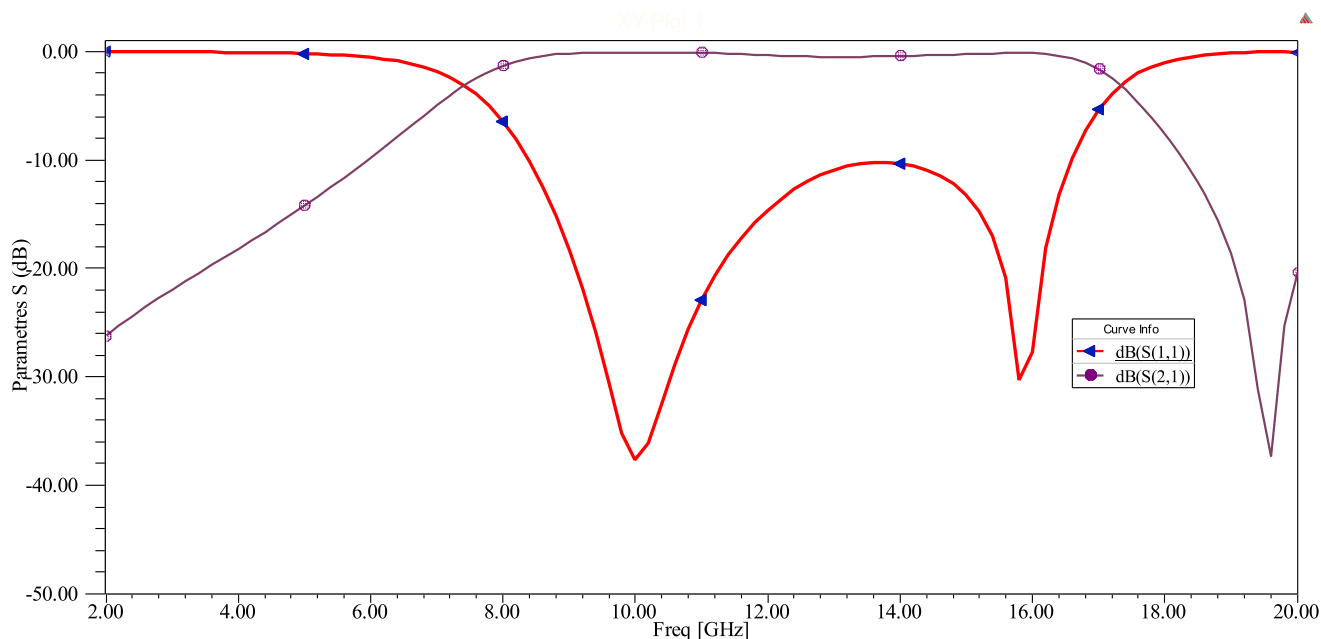
Parametres	A	P	d	h	b	L <sub>2</sub>	L	w <sub>1</sub>	w <sub>2</sub>	a <sub>s</sub>
Valeur (mm)	9.6	0.765	0.5	0.245	0.18	3.82	10.63	0.74	1.91	13.09



**Figure III. 8 :** Paramètres du SIW proposés

Nous allons analyser la structure de la figure III.8, et après optimisation de la valeur de  $r$  en utilisant hfss  $r$  égal à 5mm, cela augmentera la bande passante du filtre.

Au-delà de cette de valeur de  $r$  la fréquence de coupure continue a diminuer. Cependant, l'effet de la variation de  $r$  sur la performance du filtre peut être décrit comme suit. Au fur et à mesure que  $r$  augmente, la position du zéro de transmission inférieur a été décalée de la fréquence de coupure du bord inférieur, ce qui a entraîné une faible sélectivité et un taux de roulement élevé. En outre, l'augmentation de  $r$  fait que la transmission supérieure se rapproche de la fréquence de coupure du bord supérieur, ce qui entraîne une sélectivité plus élevée et un taux de roulement plus élevé, a la bande passante supérieure. L'augmentation qui en résulte de la bande passante du filtre est au détriment de la performance dans la bande.



**Figure III. 9 :**Résultat de simulation du SIW avec une cellule CSRR.

### III.6 LA CONCEPTION SIW-BPF PROPOSEE

La conception du SIW-BPF proposé a été construite à l'aide de la cavité SIW avec des extrémités microruban, comme indiqué sur la Figure III.9. Ensuite, nous avons créé des fentes semi-circulaires de rayon  $r$  pour obtenir un résonateur, comme le montre la figure III.10. Des balayages paramétriques ont été effectués Sur le diamètre des fentes semi-circulaires  $r$  pour obtenir la réponse du filtre souhaitée. Les performances élevées de ce filtre ont été obtenues avec  $r = 2,5$  mm, comme le montre la figure III.11. La perte de retour est maintenue inférieure à -13,5dB et la perte d'insertion est proche de 0dB sur l'ensemble de la bande (8-18) GHz.

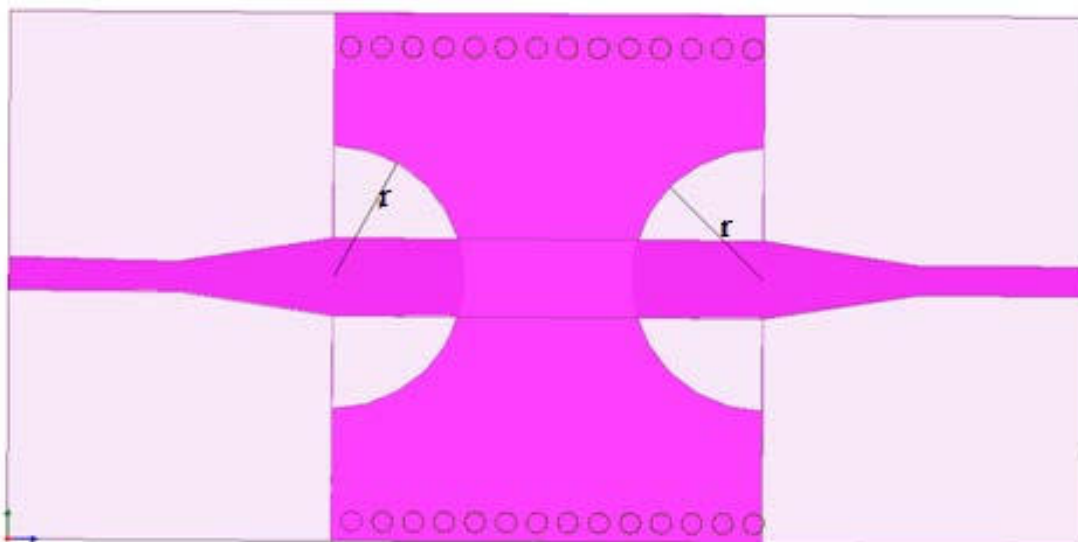


Figure III. 10: Disposition de la structure SIW-BPF avec des fentes semi-circulaires de rayon  $r$

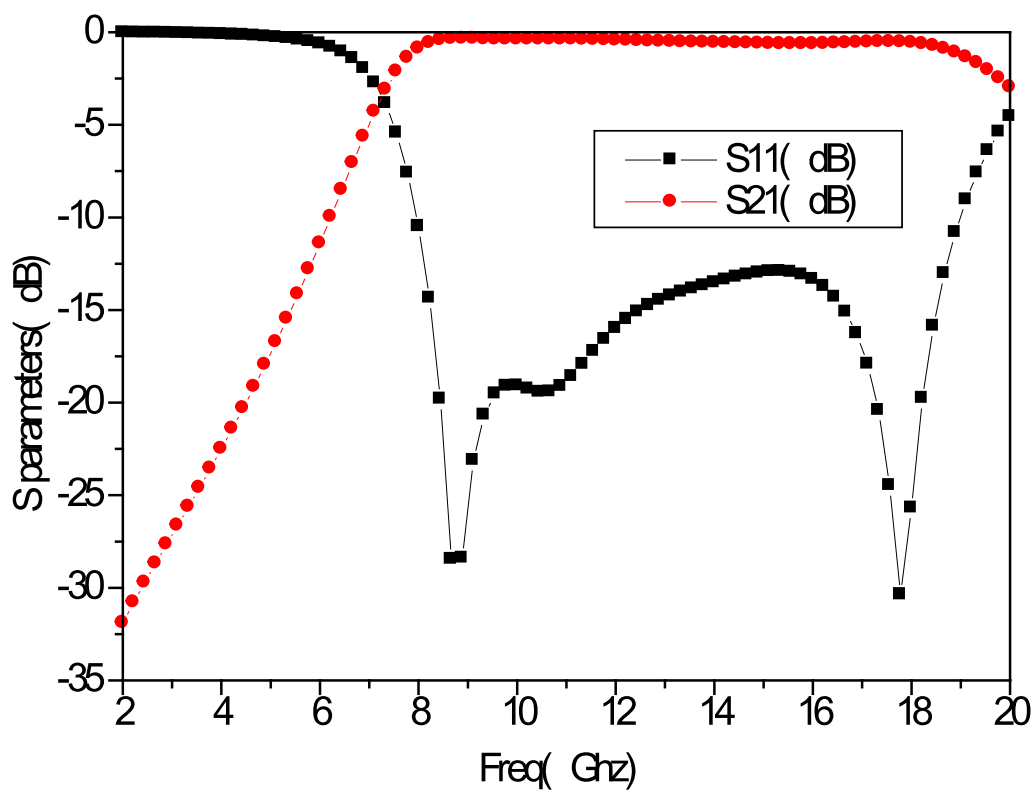
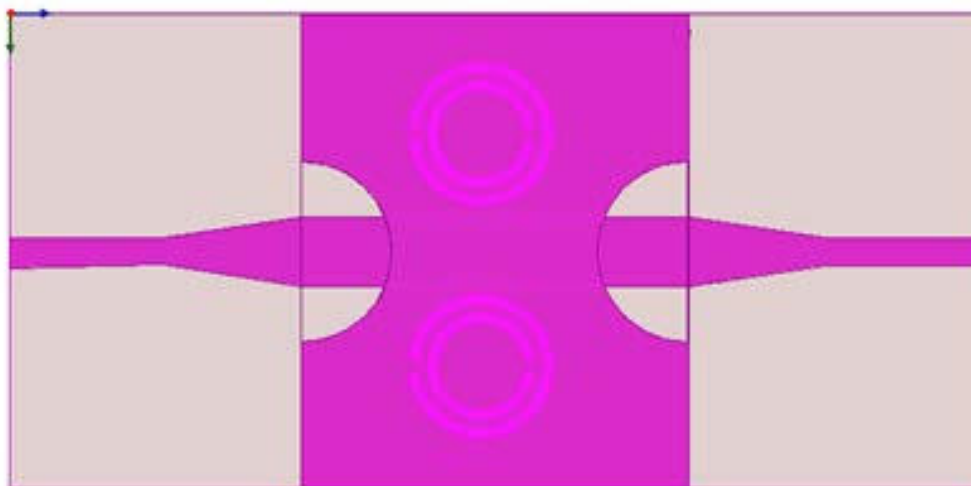


Figure III. 11 : Réponses SIM S11 et S21 simulées Du SIW-BPF proposé avec  $r = 2,5$  mm  
Couplage SIW-BPF aux CSRR

Les résonateurs à anneaux divisés complémentaires (CSRR) sont un nouveau type de résonateurs plans introduits pour miniaturiser les appareils à micro-ondes, mis en œuvre dans la technologie planaire. Les CSRR avec une petite taille électrique sont des résonateurs utiles pour implémenter des filtres passe bande avec large bande passante et haute performance [17-19]. Nous avons observé tout d'abord, l'influence d'une cellule CSRR, centrée dans le plan de masse, puis nous avons ajouté d'autres cellules ayant les mêmes dimensions. Étant donné que les CSRR sont gravés au centre de la couche inférieure, et ils sont surtout excités par le champ électrique induit par le SIW (comme pour le mode TE<sub>10</sub>), cet accouplement peut être modélisé en connectant la capacité SIW aux CSRR. Ensuite, si nous modifions les paramètres géométriques de la cellule CSRR et le nombre de cellules, la réponse SIW-BPF est complètement modifiée. Par conséquent, pour conserver la même réponse (figure III.11) du filtre, le nombre et les dimensions de la cellule CSRR ont été légèrement ajustés. Comme le montre la figure III.12, nous avons en cascade deux CSRR avec 1,8 mm pour le diamètre du cercle extérieur et 1 mm pour le diamètre du cercle intérieur, pour obtenir la bande passante requise

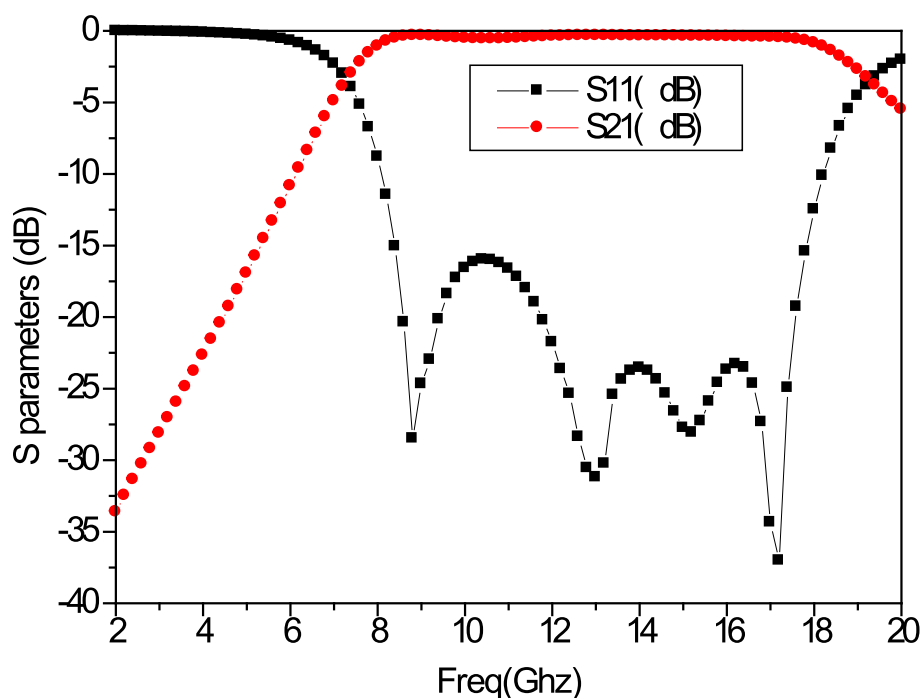


**Figure III. 12 :**Couche supérieure d'un SIW avec CSRR

La figure 5 montre la couche supérieure d'un SIW avec CSSR gravé dans le plan de masse. Examinons maintenant les CSSR chargés SIW. Étant donné que les CSRR sont gravés au centre de la couche inférieure , et qu'ils sont principalement excités par le champ électrique

induit par le SIW (comme pour le mode TE<sub>10</sub>), cet accouplement peut être modélisé en connectant la capacité SIW aux CSRR.

Les paramètres S simulés sont présentés dans la figure III.13, où l'on peut constater clairement que ces structures présentent des caractéristiques similaires à celles de la figure IV.4 avec une perte de retour inférieure (inférieure à -15 dB) dans l'ensemble de la bande (8-18) GHz.



**Figure III. 13:** Les réponses S11 et S21 simulées du filtre BPF couplage SIW- CSRR

### III.7. CONCLUSION

Dans la première partie de ce chapitre, une démarche méthodologique de conception et de simulation des cellules Métamatériaux unitaires résonnantes ( $\lambda/8$ ) en utilisant le logiciel HFSS.

Un filtre compact à bande multi-bandes est proposé sur la base du résonateur anneau complémentaire multi-anneaux (N-ring CSRR). Deux filtres sont conçus et simulés pour deux cas différents (pour  $N = 2$  et  $3$ ). Le nombre souhaité des bandes rejetés dans le filtre peut être contrôlé par le nombre d'anneaux dans une cellule CSRR. Un filtre à bande rejetés double a été proposé par gravure de quatre cellules unitaires de CSRR à deux anneaux dans le plan de

masse d'une ligne microruban. D'autre part, un filtre tri-bande a été conçu en cascade de quatre cellules unitaires de CSRR à trois anneaux. En outre, les filtres conçus présentent une grande flexibilité. En choisissant les dimensions géométriques de la cellule CSRR multi-anneaux de manière appropriée, les fréquences centrales des bande pourraient être facilement déterminées. Les filtres proposés ont été fabriqués et testés. Les filtres proposés offrent une nouvelle façon de concevoir des filtres multibande avec de petites dimensions et des structures simples. En outre, les filtres nouvellement fabriqués conviennent aux applications WiMAX et WLAN.

Dans la deuxième partie des filtres passe bande SIW basés sur des cellules individuelles CSRR, disposées en cascade, ont été présentés. Les filtres passe bande proposés de petite taille et de profil bas montrent des résultats intéressants dans la bande souhaitée avec la perte de retour et la perte d'insertion à des fréquences données. Cette conception peut être étendue à la conception d'autres dispositifs de micro-ondes dans la bande des fréquences millimétriques. Les structures de filtres passe bande présentés ont été simulés sous HFSS.

# **CONCLUSION GENERALE**



## CONCLUSION GENERALE

Les sciences et les technologies ont des performances électriques sans cesse améliorées, une sélectivité plus grande, un encombrement et un cout réduit, mais restent toujours sur une soif insatiable de matériaux meilleurs et plus performants qui peuvent pousser les limites possibles.

Ces métamatériaux sont des matériaux artificiels, finement structuré devant la longueur d'onde, possédant des propriétés électromagnétiques ne pouvant être obtenus par des matériaux qu'on trouve dans la nature. Ces matériaux n'existent pas sous une forme homogène dans la nature.

L'objectif de ce travail était de donner une introduction sur les métamatériaux et ces applications dans le domine micro-onde ainsi qu'une explication de leur principe de l'indice de réfraction négatif. Ce travail nous a permis de concevoir un dispositif actifs à partir de la structure périodique des métamatériaux et des techniques de simulation sur le logiciel HFSS qui consiste à réaliser la conception de structures de filtres selon les deux approche résonante et ligne de transmission.

Comme nous avons vu, ce travail suit donc un développement ternaire, le premier chapitre sur l'tat d'art, le second chapitre est une explication sur les métametériaux et leurs théories, et le troisième chapitre sur la conception des métamatériaux menant vers la conception de filtre de ce type.

Enfin, dans la partie de simulation nous avons obtenu des résultats précis, prometteurs et utiles pour d'éventuelles applications dans le domaine des technologies.

## ***Bibliographie***

- [1] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins and W.J. Stewart, Low Frequency Plasmons for Thin-Wire Structure, *J. Phys. Condens. Matter* 10 4785 – 4809, 20 March 1998.
- [2] 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.
- [3] H. Lamd, “*On group velocity*”, Proceedings London Mathematical Society, vol. S2-1, pp 474-479, 1904.
- [4] H.C. Pocklington, “*Growth of a wave-group when the group-velocity is negative*”, Nature, vol. 71, pp 607-608, 1905.
- [5] 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.
- [6] I. Mandelshtam, “*Lecture on some problems of the theory of oscillations*”, Complete collection of works, vol. 5, pp 428-467, 1950.
- [7] W.E. Kock, “*Metallic delay lenses*”, Bell Sys. Tech. J, vol. 27, pp 58-82, 1948.
- [8] G. D. Malyuzhinets, “*A note on the radiation principle*”, Zhurnal Technicheskoi Fiziki, vol. 21, pp 940-942, 1951.
- [9] D.V. Sivukhin, “*The energy of electromagnetic waves in dispersive media*”, Opt. Spektrosk, vol. 3, pp 308-32, 1957.
- [10] V.W. Pafomov, “*JETP 33*”, Soviet Physics, vol. 33, p 1074, 1959.
- [11] V. G. Veselago, “*The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$* ”, Soviet Physics uspekhi, vol. 10, N°4, pp 509-514, February 1968.
- [12] J. Brown, “*Artificial dielectrics*”, Progress in dielectrics, vol.2, pp 195-225, 1960.
- [13] W. Rotman, “*Plasma simulation by artificial and parallel plate media*”, Antenna and Propagation, IRE Transactions on, vol. 10, pp 82-95, 1962.
- [14] S.A. Schelkunoff and H.T. Friis, “*Antenna: theory and practice*”, New York: John Wiley and Sons, 1952.

- [15] 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.
- [16] R.A. Shelby, D.R. Smith and S. Schultz, “*Experimental verification of a negative index of refraction*”, Science, vol. 292, pp 77-79, 2001.
- [17] 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, pp 4184-4187, 2000.
- [18] J.B. Pendry, D. Schurig and R. Smith, “*Controlling electromagnetic fields*”, Science, April 2006.
- [19] U. Leonhardt, “*Optical conformal mapping*”, Science, vol. 312, pp 1777-1780, June 2006.
- [20] D. Schurig, J.J. Justice, S.A. Cummer, J.B. Pendry, A.F. Starr and D.R. Smith, “*Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies*”, Science, vol. 314, pp 977-980, November 2006.

## **CHAPITRE II ET III**

- [1] Jordi Bonache, Ignacio Gil et al, “Novel Microstrip Bandpass Filters Based on Complementary Split-Ring Resonators,” IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, VOL. 54, pp 265-271, JANUARY 2006.
- [2] Xiaochuan Zhang et al, “Microstrip Wide Band-pass Filter Based on Substrate Integrated Waveguide (SIW),” IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies For Wireless Communications ,pp 209-211,,2007
- [3] K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi “The Substrate Integrated Circuits-A New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics”, Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003. TELSIKS 2003. 6th International Conference , Volume: 1, Oct. 1- 3, 2003 Pages:P-III P-X.
- [4] D. Deslandes and K. Wu, “Single substrate integration technique of planar circuits

and waveguide filters,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp. 593–596, Feb. 2003

[5] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro. “Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide”, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, no. 9, pp. 333-335, Sep. 2002.

[6] Juan Domingo Baena, Jordi Bonache, Ferran Martín et al, “Equivalent- Circuit Models for Split-Ring Resonators and Complementary Split- Ring Resonators Coupled to Planar Insertion Lines *IEEE transactions On Microwave Theory and Techniques*,,vol.53,NO. 4,pp 1451-1461, April 2005

[7] D. Deslandes and K. Wu, “Integrated microstrip and rectangular wave guide in planar form,” *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol.1, pp. 68–70, Feb. 2001.

[8] D. Deslandes, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, “Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide,” *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, pp. 333–335, Sept. 2002

[9] Ansoft HFSS, Pittsburg, PA 15219, USA

[10] F. Falcone, T. Lopetegi, J. D. Baena, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, “Effective negative epsilon stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14

[11] Ahmadi, A. and H. Mosallaei, Physical configuration and performance modeling of all-dielectric metamaterials, *Phys. Rev. B*, Vol. 77, 045104, 2008.

[12] E. Ekmekci and G. Turhan-Sayan, Comparative investigation of resonance characteristics and electrical size of the double-sided SRR, BC-SRR and conventional SRR type metamaterials for varying substrate parameters, *Progress in Electromagnetic Research B PIERS*, vol. 12, pp. 35–62, 2009.

[13] M. F. Wu, F. Y. Meng, and Q. Wu, A Compact Equivalent Circuit Model for the SRR Structure in Metamaterials, *IEEE APMC Proceeding*, 2005.

[14] Q. Wu, M.F. Wu, F.Y. Meng, J. Wu, and L. Li, Modeling the Effects of an Individual SRR by Equivalent Circuit Method, *2005 IEEE AP-S International*

*Symposium and USNC / URSI National Radio Science Meeting*, July 3-8, 2005, Washington, DC.192

[15] J.D.Baena, J.Bonache, F.Martín, R.M. Sillero, F.Falcone, T.Lopetegi, M.A. G. Laso,J.García, I.Gil, M.F.Portillo and M.Sorolla, Equivalent-Circuit Models for SplitRing Resonators and Complementary Split-Ring Resonators Coupled to Planar Transmission Lines, *IEEE Transactions on Microwaves Theory and Techniques*, vol.53 No. 4, p. 1451/1461, 2005.

[16] T. Hand, S.A. Cummer, and N. Engheta, The Measured Electric Field Spatial Distribution Within a MetamaterialSubwavelength Cavity Resonator, *IEEE Transactions on Wireless Propagation* 55, No. 6, June 2007

[17] T. Hand and S.A. Cummer, Frequency Tunable Electromagnetic Metamaterial Using Ferroelectric Loaded Split Rings, *Journal of Applied Physics* 103 7, 2008.

[18] L. Boccia, G. Amendola, and G. Di Massa, “Performance improvement for a varactor loaded reflectarray element,” in *Proc. EuCAP*, Nov. 2007, pp. 1–3.

[19] T. H. Hand and S. A. Cummer, “Controllable magnetic metamaterial using digitally [.../ProgramData/Avira/Antivirus/IPM/IpmDocument.html](http://.../ProgramData/Avira/Antivirus/IPM/IpmDocument.html) - [.dismiss.msg-107679](http://.../dismiss.msg-107679) addressable split-ring resonators,” *IEEE AntennasWirelessPropag. Lett.*, vol. 8, pp. 262–265, 2009.

[20] T. H. Hand and S. A. Cummer, “Reconfigurable Reflectarray Using Addressable Metamaterials”, *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*,vol. 9, 2010.

[21] JordiBonache, Ignacio Gil et al, “Novel MicrostripBandpass Filters Based on Complementary Split-Ring Resonators,” *IEEEtransactionsOn Microwave Theory and Techniques*, VOL. 54, pp 265-271, JANUARY 2006.

[22] Xiaochuan Zhang et al ,“Microstrip Wide Band-pass Filter Based on Substrate Integrated Waveguide (SIW),” *IEEE InternationalSymposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies For Wireless Communications* ,pp 209-211,,2007

## Résumé

Les structures de base de méta-matériaux nourrissent une alternative technologique prometteuse qui vise à répondre à de nouvelles contraintes de miniaturisation et de performances radioélectriques des systèmes reconfigurables à bas coût.

Les travaux de cette thèse reposent sur l'association des cellules Métamatériaux unitaires sub-longueurs d'ondes miniatures et agiles, selon des conditions d'excitation électromagnétique en champ proche, à des dispositifs micro-ondes planaires afin de réaliser de nouvelles structures de filtres et de systèmes antennaires reconfigurables.

Après une présentation de l'état de l'art, sur à la fois le concept des Métamatériaux micro-ondes et des modèles de filtres et d'antennes à base des Métamatériaux, nos travaux proposent ensuite sur quatre orientations. La première a trait à l'ingénierie de conception et de simulation électromagnétique des cellules unitaires Métamatériaux, ainsi qu'à l'étude de la miniaturisation et de l'agilité des paramètres électriques.

**Mots clés :** filtres large bande ,metamatériaux ,siw

### Abstract:

The basic structures of meta materials feed a promising technological alternative which aims at answering new constraints of miniaturization and radio performances of the low-cost reconfigurable systems. The works of this thesis rest on the association of the unitarian of Metamaterial miniature and agile sub-wavelengths, according to conditions of electromagnetic excitement in close field, in microwave devices to realize new structures of filters and antennaires reconfigurable systems.

After a display of the state of the art, on at the same time the concept of microwave Metamaterials and models of filters and antennas with Metamaterials, our works propose then on four orientations. The first one concerned the engineering of conception and electromagnetic simulation of the units Metamaterials, as well as the study of the miniaturization and the suppleness of the electric parameters.

**Keywords:** filter wide band, metamaterials, siw

### المخلص:

الهيكل الأساسية ذات أساس وصفي تغذي تكنولوجيا واعدة والتي تهدف إلى الإجابة على بدائل القيود الجديدة والتصغير في نظم الراديو وأداء منخفض التكلفة.

وما قامت به هاته المذكرة ينصب على توحيد وحدات الخلايا المصغرة و الخفيفة وفق شروط إثارة الأطوال الموجية في المجال الكهرومغناطيسي و ذلك لتحقيق هياكل جديدة.

بعد العرض على أحدث طراز ونماذج تصفية الهوائيات نقتراح أربعة توجهات. الأول يتمثل في تصميم محاكاة كهرومغناطيسية للخلايا ، وكذلك في دراسة وتصغير إعدادات مرونة كهربائية.

**الكلمات المفتاحية:** تصفية واسعة النطاق، هوائيات، قوام دمج الموجات.