



Université Abou Bekr Belkaid  
Tlemcen Algérie



جامعة أبي بكر بلقايد

تلمسان الجزائر

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



# THESE

Présentée

**À L'UNIVERSITE DE TLEMCCEN**

**FACULTÉ DE TECHNOLOGIE**

**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE**

Pour l'obtention du diplôme de

**DOCTORAT**

**Spécialité : " Télécommunications"**

**Par**

**Melle BENMOSTEFA Naima**

---

# MODELISATION DES STRUCTURES ELECTROMAGNETIQUES MILLIMETRIQUES AGILES A BASE DES METAMATERIAUX : APPLICATION AUX FILTRES

---

## Soutenu en 2014 devant le Jury :

|                         |   |              |
|-------------------------|---|--------------|
| BOUKLI HACENE Nouredine | Professeur à l'Université de Tlemcen        | Président    |
| NAOUM Rafah             | Professeur à l'université de Sidi Bel Abbès | Examineur    |
| SALAH BELKHADJA Fouzi   | MCA à l'université de Sidi Bel Abbès        | Examineur    |
| KAMECHE Samir           | MCA à l'université de Tlemcen               | Examineur    |
| MELIANI Maghnia         | MCA à l'université de Tlemcen               | Encadreur    |
| OUSLIMANI Habiba        | Professeur à l'université Paris X           | Co-Encadreur |



*A la mémoire de ma mère*

*A mon cher père*

*A mes frères et sœurs*

# Remerciement

Nous remercions ALLAH le Tout-puissant de nous avoir donné le courage, la volonté et la patience de mener à terme le présent travail.

Ce thème de recherche a été effectué au Laboratoire de *Systèmes et Technologies de l'information et de la Communication (STIC)* au Département de Génie Électrique et Électronique de la Faculté de Technologie à l'Université Abou-bekrBelkaïd Tlemcen dirigé par le Professeur **Mohammed FEHAM**, que je remercie vivement de m'avoir accueilli au sein de cette structure de recherche. Ce travail a été accompli à l'aide de plusieurs personnes que je tiens à remercier

Je remercie en premier lieu mon encadreur Mme. **Maghnia MELIANI** de m'avoir apporté de valeureux conseils et soutiens durant la réalisation de cette thèse. Je lui transmets l'expression de ma reconnaissance et de ma plus profonde gratitude.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur **Noureddine BOUCKLI HACENE**, Professeur à l'université Abou-bekrBelkaïd Tlemcen, qui m'a fait l'honneur de présider ce jury.

Je remercie sincèrement Mr. **Rafah NAOUM**, Professeur à l'Université de Sidi Bel Abbess, Mr. **Fouzi SALAH BELKHADJA**, Maître de Conférences à l'Université de Sidi Bel Abbess, Mr. **Samir KAMECHE**, Maître de Conférence à l'université Abou-bekr Belkaïd de Tlemcen, d'avoir accepté de juger les travaux de cette Thèse.

Merci également à toutes les personnes dont l'amitié m'a apporté des moments de réconfort et distraction nécessaires lors du déroulement d'un tel projet, notamment, le groupe de recherche du laboratoire *STIC*, pour sa disponibilité à toutes heures, leur aide et leur soutien.

Je dédie cette thèse à mon père. J'y puise une ouverture d'esprit, un soutien, une confiance et un amour indéfectibles que j'espère rendre pareillement et transmettre à mon tour. Enfin j'adresse mes remerciements les plus sincères à tous ceux qui ont contribués de près ou de loin à la concrétisation de ce travail.

## Résumé

La croissance récente des télécommunications nécessite la conception de circuits miniaturisés fonctionnant au-delà du gigahertz, d'où la nécessité de trouver de nouveau matériau pour la minimisation de la taille des circuits et l'augmentation de leurs efficacité et fréquence de fonctionnement, et cela en développant des dispositifs micro-onde à base de métamatériaux. L'étude menée dans cette thèse porte sur la modélisation des structures électromagnétiques millimétriques agiles basées sur les métamatériaux agissant sur les résonateurs en anneaux fendus et les complémentaires résonateurs en anneaux fendus (CSRRs). La modélisation effectuée en utilisant la méthode des éléments finis (FEM) est réalisée pour concevoir des filtres compacts de bande d'arrêt, bande de rejet et de bande parasite indésirable dans le régime micro-ondes. Le principal objectif de cette étude est de proposer et mettre en œuvre un filtre accordable métamatériau avec double réfraction négative composée de couches de ferrite et des résonateurs métalliques composés de courts fils continus et des résonateurs anneaux fendus. L'accordabilité de ces filtres a été réalisé avec succès par le changement de la polarisation magnétique du ferrite. Les paramètres électromagnétiques effectifs obtenus à partir de la simulation des paramètres de dispersion indiquant la présence de bandes de réfraction négative pouvant être déplacées par ce changement de polarisation magnétique.

Mots clés : SRR, CSRR, HFSS, metamateriaux, filtres, ferrite, Tunable split-ring résonateurs (SRRs)

## Abstract

The recent growth of telecommunications requires the design of miniaturized circuits operating beyond gigahertz, thus the need to find new material for minimizing the size of circuits and an increase in their efficiency and the operating frequency, and that by developing microwave devices based on metamaterial. The study presented in this thesis focuses on the modeling of structures electromagnetic millimeter agile based on metamaterials acting on split ring resonators and complementary split ring resonators (CSRRs). Modeling performed using the finite element method (FEM) is performed to design compact filter stop band, and band reject unwanted noise bands in the microwave regime. The main objective of this study is to propose and implement a tunable metamaterial filter with negative refraction composed of ferrite slab and metal resonators composed of split-ring resonators (SRR), and short wire pairs. The tunable metamaterial filters are designed successfully by changing the magnetic polarization of the ferrite and the effective electromagnetic parameters obtained from the simulation of the S-parameters indicate that metamaterial exhibit negative refraction bands, which can be shifted by changing the magnetic bias.

*Keywords: SRR, CSRR, HFSS, metamaterial, filter, ferrite, CRLH, Tunable split-ring resonators (SRRs)*

# Table des matières

---

|                                    |      |
|------------------------------------|------|
| <b>Remerciements</b> .....         | iii  |
| <b>Résumé</b> .....                | i    |
| <b>Table des matières</b> .....    | v    |
| <b>Liste des figures</b> .....     | ix   |
| <b>Glossaire</b> .....             | xiii |
| <b>INTRODUCTION GENERALE</b> ..... | 1    |

---

*Chapitre I :*

## **L'ETAT DE L'ART**

---

|  |    |
|--|----|
| <b>I.1 INTRODUCTION</b> .....  | 5  |
| <b>I.2 DEFINITION DES METAMATERIAUX</b> .....                        | 5  |
| <b>I.3 PROPRIETES DE BASE DES METAMATERIAUX</b> .....                | 9  |
| I.3.1 Vecteur de poyting .....                                       | 9  |
| I.3.2 Refraction negative .....                                      | 10 |
| <b>I.4 HISTORIQUE DES METAMATERIAUX</b> .....                        | 12 |
| <b>I.5 DIFFERENTES STRATEGIES DE REALISATION METAMATERIAUX</b> ..... | 19 |
| I.5.1 Géométrie de fil métallique .....                              | 21 |
| I.5.2 Resonateur en anneau fendu (SPLIT RING RESONATOR).....         | 23 |

|  |    |
|--|----|
| I.5.2.1 Le principe de Babinet.....                  | 29 |
| I.5.3 Complémentaire résonateur en anneau fendu..... | 29 |
| I.6 APPLICATION.....                                 | 30 |
| I.7 CONCLUSION.....                                  | 34 |

---

*Chapitre II :*

**LES LIGNES DE TRANSMISSION METAMATERIAUX**

---

|  |    |
|--|----|
| II.1 INTRODUCTION.....   | 36 |
| II.2 DUAL APPROCHE DE LA LIGNE DE TRANSMISSION: MODELE EN<br>CIRCUIT EQUIVALENT ET SES LIMITES.....      | 38 |
| II.2.1 Ligne de Transmission main gauche.....  | 42 |
| II.2.1.1 Principe de la ligne de transmission gauchère.....  | 42 |
| II.2.1.2 Paramètres de matériau équivalent.....  | 44 |
| II.2.2 La théorie CRLH.....  | 46 |
| II.3 CSRRS TYPE RESONANT DE LIGNE DE TRANSMISSION MMT:<br>TOPOLOGIE, CIRCUIT EQUIVALENT ET SYNTHÈSE..... | 48 |
| II.4 SIMULATION NUMÉRIQUE DE METAMATERIAUX PAR LA MÉTHODE<br>DES ÉLÉMENTS FINIS.....                     | 52 |
| II.4.1 Le logiciel HFSS.....   | 53 |
| II.4.2 Extraction des paramètres effectifs.....  | 54 |
| II.4.2-a Extraction par la méthode de Nicolson-Ross-Weir.....  | 55 |
| II.5 CONCLUSION.....   | 58 |

---

*Chapitre III:*

**CONCEPTION DE FILTRES METAMATERIAUX**

---

|   |    |
|---|----|
| III.1 INTRODUCTION .....  | 59 |
| III.2 DEFINITIONS ET PRINCIPES DE FILTRES.....  | 59 |
| III.3 FILTRES METAMATERIAUX .....   | 64 |
| II.3.1 Filtres stop bande .....   | 66 |
| III.3.1.1 Filtres basés sur les cellules main droite / gauche alternant avec SRR<br>circulaire..... | 66 |
| III.3.1.2 Filtres basés sur les cellules main droite / gauche alternant avec SRR<br>carré.....      | 69 |
| III.3.2 Filtre ultra large bande (UWB) .....  | 71 |
| III.3.3 Filtre coupe bande .....  | 75 |
| III.3.4 Filtre pass bas .....   | 78 |
| III. 3. 2. 2 Filtre passe bas avec SRR carrée .....   | 79 |
| III. 3. 2. 2 Filtre passe bas avec SRR circulaire.....  | 80 |
| III.4 CONCLUSION.....   | 81 |

---

*Chapitre IV :*

**FILTRES METAMATERIAUX AGILES BASE SUR SRR  
ACCORDABLE**

---

|  |    |
|--|----|
| IV.I INTRODUCTON .....                       | 83 |
| IV.2 PROPRIETES GENERALES DU MAGNETISME..... | 84 |
| IV.2.1 Susceptibilité .....                  | 84 |

|          |  |            |
|----------|--|------------|
| IV.2.2   | Théorie des domaines magnétiques .....   | 85         |
| IV.2.3   | Le champ interne .....   | 86         |
| IV.2.4   | La résonance gyromagnétique.....   | 87         |
| IV.2.5   | Phénomène d’hystérésis .....   | 89         |
| IV.2.6   | Tenseur de perméabilité .....  | 91         |
| IV.2.6.1 | Tenseur de perméabilité : matériaux non saturés.....   | 91         |
| IV.2.6.2 | Tenseur de perméabilité : matériaux saturés.....   | 92         |
| IV.3     | Ferrites .....   | 93         |
| IV.3.1   | Utilisation des ferrites dans les hyperfréquences .....  | 93         |
| IV.3.2   | Grenat de Fer et d’Yttrium.....  | 94         |
| IV.3.2.1 | Caractérisation du YIG massif (Y101) .....   | 95         |
| IV.3     | CONCEPTION D’UN RESONATEUR CIRCULAIRE EN ANNEAU FENDU<br>ACCORDABLE METAMATERIAUX.....                   | 98         |
| IV.4     | FILTRE ACCORDABLE A BANDE D'ARRET METAMATERIAU :<br>UTILISATION DE RESONATEUR EN ANNEAU FENDU (SRR)..... | 104        |
| IV.5     | CONCLUSION.....  | 107        |
| <hr/>    |  |            |
|          | <b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....</b>  | <b>109</b> |
|          | <b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....</b>  | <b>113</b> |
| <hr/>    |  |            |
|          | <b>ANNEXES.....</b>  | <b>125</b> |
|          | A- Moyenne arithmétique et moyenne géométrique.....  | 125        |
|          | B- Facteur de correction T.....  | 126        |
|          | C-Publications associées à cette thèse.....  | 127        |

## TABLE DES FIGURES

|   |    |
|---|----|
| Figure I.1: Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité $\epsilon$ et de leur $\mu$ .....  | 7  |
| Figure I.2: Trièdre $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$ pour une onde électromagnétique se propageant (a) dans un MMD et (b) dans un MMG. Le vecteur de Poyting est désigné par $\vec{S}$ .....   | 10 |
| Figure I.3: Réfraction d'une onde électromagnétique à l'interface de deux matériaux différents. (a) Cas de deux matériaux d'indice de même signe (deux MMD ou deux MMG): une réfraction positive a lieu. (b) Cas de deux matériaux d'indice de signe différent (un MMD et un MMG) : une réfraction négative a lieu..... | 11 |
| Figure I.4: Effet de double focalisation d'une lentille MG plane d'indice $- n_t $ entourée par deux MMD d'indice $n_i =  n_t $ .....   | 12 |
| Figure I.5: Premier schéma de principe de la réfraction négative publié en 1950 par L.I.Mandelstam [6].....   | 13 |
| Figure I.6: Premier MMG composé d'un réseau périodique d'anneaux résonnants et de fils [11].....  | 14 |
| Figure I.7: Comparaison de l'angle de réfraction au travers d'un prisme fait à partir du MMG de [11] et de téflon. L'angle de réfraction est bien négatif pour le prisme en MMG [18].....   | 16 |
| Figure I.8: Nombre de publication en échelle logarithmique en fonction des années. Ce nombre augmente de façon exponentielle en doublant tous les dix mois [21].....  | 17 |
| Figure I.9: (a) Image réalisée avec un faisceau d'ions focalisés. (b) Image développée sur résine photosensible avec une lentille argent. (c) Image développée sur résine photosensible sans une lentille argent [24].....  | 18 |
| Figure I.10: (a) Photographie du cube métamatériaux [Physic aujourd'hui, Juin2004], et (b) visualisation générique d'un milieu hôte avec des structures placées périodiquement constituant un MMT.....  | 20 |

Figure I.11: Les structures métamatériaux: (a) un milieu composé avec du fil métallique et (b) treillis métallique mince présentant  $\epsilon_{eff}$  négative si E appliquée le long des fils.....21

Figure I.12: (a)Représentation d'un résonateur split-ring (SRR) et son circuit équivalent. (b) Représentation d'une complémentaires résonateur split-ring (SRR) et son modèle de circuit équivalent.....24

Figure I.13: Géométries de SRR utilisés pour réaliser des matériaux magnétiques artificiels [38].....26

Figure I.14: Les premières structures métamatériaux DNG [32] Smith et al, 2000-2001:(a)structure DNG mono -dimensionnelle (b) la structure DNG bi-dimensionnellement [34] (les anneaux et les fils sont sur des côtés opposés de la bande).....27

Figure I.15: (a) perméabilité effective magnétique de MNG medium. (b) diagramme de dispersion de MNG où  $\mu_{eff}$  est négative dans la gamme de fréquence  $\omega_0 - \omega_{mp}$  [43].....28

Figure I.16: Topologie de CSRRs et la pile,  $\vec{E}$  est parallèle au plan CSRRs[51].....29

Figure II.1:Topologie de(a) SRR et(b) CSRRs avec des dimensions pertinentes.....38

Figure II.2: Circuits équivalents pour une ligne de transmission main gauche de cellule périodique [53].....40

Figure II.3: Le modèle de circuit de ligne de transmission LH par unité de longueur[53].....42

Figure II.4: Le variation  $\omega(\beta)$  dans les lignes de transmission purement LH(rouge) et RH(bleu).....44

Figure II.5: modèle de circuit équivalent homogène CRLH [53].....46

Figure II.6:  $(\omega-\beta)$  le diagramme de dispersion d'une LT CRLH [53].....47

|   |    |
|---|----|
| Figure II.7: (a)Cellule de base de la ligne de transmission à base de CSRRs la métallisation supérieure est représentée en noir, les zones de fentes du plan de masse être présentée en gris(b) Le modèle de circuit équivalent,[71]..... | 49 |
| Figure II.8: Extraction de l'indice effectif à partir des paramètres S utilisant les formules (II.43, II.44).....   | 56 |
| Figure III.1: Réseau à deux ports avec le coefficient de réflexion d'entrée et coefficient de réflexion de la sortie [81].....  | 61 |
| Figure III.2: Les résonateurs en anneau fendu (a) circulaire et (b) carrés, et complémentaires résonateurs en anneau fendu (c) circulaire (d) carrés.....   | 64 |
| Figure III.3: Réponse en fréquence du filtre combinant deux SRR et CPW gauche.....  | 67 |
| Figure III.4: Réponse en fréquence du filtre combinant deux SRR et (CPW) droite.....  | 68 |
| Figure III.5: Réponse en fréquence du filtre combinant une cellule unitaire droitère et deux cellules unitaires gauchères.....  | 68 |
| Figure III.6: Réponse en fréquence du filtre combinant deux SRR et CPW gauche.....  | 70 |
| Figure III.7: Réponse du filtre combinant deux SRR et CPW droite.....   | 70 |
| Figure III.8: Réponse en fréquence du filtre combinant une cellule unitaire gauche et deux droitères.....   | 71 |
| Figure III.9: (a) Une structure CSRR-micro-ruban classique et (b) une structure CSRR-micro-ruban modifié. Les zones sombres et gris représentent la ligne micro-ruban et CSRRs gravés dans le plan de masse, respectivement.....          | 72 |
| Figure III.10: Les résultats de cette simulation montrent (a) la structure CSRR-micro ruban classique et (b) la structure CSRR-micro ruban modifié.....   | 74 |
| Figure III.11: (a) Cellule d'unité SRR, (b) CSRRs gravés au plan de masse du filtre stop bande micro-ruban.....   | 76 |

---

|   |     |
|---|-----|
| Figure III.12: Réponse fréquentielle (a) filtre micro-ruban chargé de 3 CSRRs, (b) filtre micro-ruban chargé avec 5 CSRRs, (c) filtre micro-ruban chargé avec 7 CSRRs.....                                    | 78  |
| Figure III. 13: Section transversale du filtre.....   | 79  |
| Figure III.14: Schéma du filtre avec des SRRs carrés gravés symétriquement sur le CPW sous HFSS.....  | 79  |
| Figure III.15: (a) Réponse en fréquence du filtre à base de SRR carrés combinés avec une CPW basée sur l'approche résonante.....  | 79  |
| Figure III. 16: Schéma du filtre avec des SRR circulaires gravés symétriquement sur le CPW sur HFSS.....  | 80  |
| Figure III.17: Paramètres S <sub>21</sub> du filtre.....  | 81  |
| Figure IV.1: Aspect de la répartition des domaines de Weiss dans un matériau magnétique.....  | 86  |
| Figure IV.2: Représentation schématique de la précession de l'aimantation.....  | 88  |
| Figure IV.3: Cycle d'hystérésis d'un matériau aimanté et la courbe de première aimantation.....   | 90  |
| Figure IV.4: Diagramme de diffraction d'une couche massive de l'Y101.....   | 95  |
| Figure IV.5: Le schéma de la double bande métamatériau composé de couche de ferrite et de la structure SRR-fils.....  | 98  |
| Figure IV.6: Résultat obtenu pour les caractéristiques (a) de transmission simulée et de réflexion unique bande SRR-fils métamatériaux(b) l'indice de réfraction effectif partir du S-paramètres simulés..... | 100 |
| Figure IV.7: (a) Coefficient de transmission et de réflexion pour une seule bande ferrites-fils métamatériau, (b) l'indice de réfraction effectif.....  | 101 |
| Figure IV.8: Résultat de combinaison de double bande de ferrite SRR-fils métamatériaux (a) les paramètres S, (b) l'indice de réfraction.....  | 103 |

Figure IV.9: Les résultats numériques de tenabilité SRR-fils métamatériau à base de ferrite .....104

Figure IV.1: (a) Configuration du filtre accordable avec deux couche de ferrite. (b) sa section transversal.....105

Figure IV.11: Résultats de simulation du  $S_{21}$  du filtre avec différent polarisation de ferrite à  $H_0 = 100 \text{ kA / m}$ ,  $H_0 = 150 \text{ kA / m}$  et  $H_0 = 350 \text{ kA / m}$ .....106

Figure IV.12: Structure d'un filtre stop bande réglable avec trois SRR - fils et double bande de ferrite.....106

Figure IV.13: Les résultats de simulation de  $S_{21}$  de filtre avec différent polarisation de ferrite à  $H_0 = 100 \text{ kA / m}$ ,  $H_0 = 150 \text{ kA / m}$  et  $H_0 = 350 \text{ kA / m}$ .....107



MMT : Métamatériau

MMG : Matériau Main Gauche

MMD: Matériau Main Droite

LH: Left Handed

DNG: Doublement Negative

TW: Thin Wire

SRR: Split Ring Resonator

CSRR: Complementary Split Ring Resonator

LHM: Left Handed Media

RHM: Right Handed Media

$\mu_r$  : Perméabilité magnétique relative

$\epsilon_r$  : Permittivité électrique relative

EM: Electromagnétique

IR: infrarouge

HFSS: High Frequency Structure Simulator

CPW: Coplanar Waveguide

~~GLOSSAIRE~~ ~~Right Handed~~

YIG : Grenat d'yttrium et de fer (yttrium iron garnet )



### INTRODUCTION GENERALE

L'invisibilité, un phénomène qui relève de la science fiction, utilisé dans certains films très connus comme « Harry Potter », « Predator »... ne venait à aucun esprit qu'un jour elle serait possible. Or ce qui autrefois appartenait au monde de la fiction et de la magie occupe aujourd'hui le centre des informations de vulgarisation scientifique : « La cape d'invisibilité sera bientôt une vérité scientifique grâce aux métamatériaux (MMT) ». Depuis les bases posées par Veselago en 1968 [1], les recherches scientifiques se poursuivent sans cesse, l'objectif n'est pas encore atteint, seuls quelques dispositifs à bande étroite.

En dehors de cette application encourageante, les MMT ont apporté d'importantes innovations dans le domaine des radiofréquences, de l'optique et des télécommunications. Il a été prouvé, par exemple, qu'il était possible de concevoir des lentilles planes quasi-parfaites grâce aux MMT [2]. D'autres applications ont vu le jour dans le domaine des filtres, des coupleurs, des diviseurs de puissance [3].

Les métamatériaux électromagnétiques consistent en des matériaux composites artificiels qui présentent des fonctions de réponse et des relations de dispersion uniques ou hors du commun, souvent inaccessibles aux matériaux naturels. Ils sont typiquement constitués d'inclusions conductrices de permittivité élevée, de composition et de géométrie (taille, forme, orientation, séparation, arrangement, etc...) choisies, incorporées dans une matrice hôte. Leur structuration dont les dimensions sont nettement inférieures à la longueur d'onde, permet de les traiter comme des matériaux homogènes, caractérisés par une permittivité et une perméabilité effectives macroscopiques. Ces fonctions de réponse peuvent alors être déterminées, à l'aide de théories de milieu effectif [5] et vont dépendre à la fois des propriétés intrinsèques des inclusions métalliques, de leurs paramètres géométriques et de leurs interactions mutuelles.

L'engouement actuel pour les métamatériaux et l'étude de leurs propriétés électromagnétiques s'explique notamment par la démonstration expérimentale, dans les hyperfréquences, d'une permittivité et d'une perméabilité simultanément négatives

[6] donnant lieu à un indice de réfraction négatif [7]. En effet, une structure périodique formée par l'association de réseaux de fils métalliques [8] et de résonateurs en anneaux fendus (en anglais, Split Ring Resonators) [9], engendre respectivement une permittivité et une perméabilité effectives négatives. Ces résultats ont permis de vérifier certaines des prédictions théoriques formulées à la fin des années 1960 par Veselago [10], qui a étudié la réponse d'un matériau hypothétique décrit par une permittivité et une perméabilité à la fois isotropes, réelles et négatives. Les métamatériaux main gauche ou LH MMT ont simultanément une permittivité ( $\epsilon$ ) et une perméabilité ( $\mu$ ) négatives. Ainsi les LH MMT ont un indice de réfraction ( $n$ ) négatif [2] et présentent alors des vitesses de phase et de groupe antiparallèles. Les LH MMT ont d'abord été théorisées par Veselago [1] et ont ensuite été prouvés expérimentalement par Pendry [4] et Smith [5].

S'appuyant sur ce travail initial, des structures LH peuvent être classées en configurations principales: fils minces (TW) et des matériaux composites fabriqués à partir d'un tableau de résonateurs en anneaux fendus (SRR) [6], et les lignes de transmission chargées périodiquement (TLS) utilisant habituellement des inductances en parallèle (stubs, serpentins ou lignes en spirale), et des capacités en série (écart ou condensateurs inter-digité) [7].

En conséquence de ce qui est mentionné précédemment, dans la dernière décennie, il y a beaucoup de nouvelles frontières de circuits micro-ondes et des composants sous la forme d'applications LH [8 à 11], pour l'amélioration des performances et la réduction de la taille.

La technologie circuit planaire est une technique compatible pour remplir un objectif principal dans l'industrie RF micro-ondes pour faire masse des composants produits de haute fréquence, et une large plage de fonctionnement de fréquence.

Toutefois, en technologie micro-ruban, les particules SRR présentent une faible excitation de champ  $\vec{H}$  du champ incident, comme dans une structure de guide d'onde coplanaire (CPW). Son effet spécifique n'est pas perceptible par le maintien de la taille [12 à 14]. Pour surmonter ces limitations, une nouvelle configuration du champ

électrique radial, excite la particule, et a donc été mis en place [13 à 14]. Les complémentaires résonateurs en anneau fendus (CSRRs) sont la forme duale de SRR. Sachant que cette structure est gravée sur le plan de masse, dans la position de la bande conductrice, et est excité par le champ électrique, induit par la ligne conductrice. Ce couplage peut être modélisé par une série, reliant la capacité de ligne aux CSRRs, et par conséquent, les avantages, de CSRRs seront utilisés pour cette thèse.

Le but de cette recherche est d'utiliser les propriétés uniques de MMT via CSRRs et lignes de transmission pour atteindre les performances et la réduction de la taille pour des applications à micro-ondes planaire, comme la ligne de transmission, le filtre et l'antenne.

Le deuxième point important de ce travail est l'apport du magnétisme dans nos dispositifs. La possibilité de modifier l'accord de nos dispositifs par une intervention extérieure (champ magnétique) sera montrée par les résultats des simulations obtenus.

Le filtre est un composant utilisé pour sélectionner le signal utile et supprimer le bruit indésirable. La performance du filtre est une partie cruciale résultant de la qualité du système, par conséquent, il est essentiel de concevoir un filtre haute performance qui couvre tout critère de la sélectivité, le rejet de haut et de large hors de la bande, suppression parasite, ainsi que la perte d'insertion faible.

Dans le filtre à micro-ruban planaire, la structure et la longueur de ligne de transmission sont liées à des paramètres et aux fréquences de résonance(LC). Les CSRRs, agissant comme un résonateur LC à une bande d'arrêt étroite, compatible à la technologie micro-ruban planaire présentent une grande sélectivité. Ainsi, pour ses propriétés spécifiques intéressantes, la particule CSRR est choisie pour remplir les critères de filtre micro-ruban planaire, car il présente une bonne fonctionnalité et une taille réduite.

Nos activités de recherche dans ce domaine, ont été regroupées dans une thèse structurée en quatre chapitres :

Le premier chapitre pose les bases théoriques des métamatériaux (MMT) afin de faciliter la compréhension des chapitres suivants. Nous introduirons les MMT en commençant par le contexte historique puis nous définirons les propriétés propres aux métamatériaux et les différentes stratégies de réalisation de métamatériaux.

Le deuxième chapitre présente les modèles généraux de circuits équivalents de métamatériaux. Des structures micro-rubans sont présentées et analysées, incluant la structure purement gaucher (LH) ainsi que la structure composite main droite gauche (CRLH). La structure des particules gauchères formée par complémentaires résonateurs annulaires fendus (CSRRs), est analysée.

Dans le chapitre III, une nouvelle configuration du filtre micro-ruban est démontrée. La théorie du filtre est d'abord présentée. Ensuite, les filtres micro-ruban de prototype sont démontrés et analysés en introduisant les SRR et CSRRs (gravé sur le plan de masse de cette structure de prototype) circulaires et rectangulaires, ce qui se traduit dans les nouvelles caractéristiques du filtre micro-ruban en cours de modification. Les performances des filtres passe d'un filtre à autre : un filtre passe-bande, large bande ou bande passante étroite. D'autres critères de filtrage sont également affichés et étudiés. En outre, la suppression parasite supérieure est également présentée.

Dans le quatrième et dernier chapitre, nous présenterons tout d'abord une étude bibliographique sur les matériaux magnétiques en général, une attention particulière sera portée au Grenat de Fer et d'Yttrium (YIG) qui sera utilisé dans la réalisation de nos filtres. Grâce à la propriété dispersive du YIG, nous avons conçu un double bande accordable métamatériau constitué de ferrites fournissant un intervalle de perméabilité négative, et de résonateurs magnétiques comprenant SRR et fil continu, fournissant une permittivité négative. Ensuite, nous présenterons les résultats de simulation électromagnétique pour chaque filtre. La possibilité de modifier les accords de nos dispositifs par une intervention extérieure (champ magnétique extérieur) sera validée. Le principe de l'agilité en fréquence du filtre sera confirmé.

Nous terminerons cette thèse par les conclusions et les perspectives.

## I.1 INTRODUCTION

La science et la technologie ont une soif insatiable de matériaux meilleurs et plus performants qui peuvent pousser les limites du possible. Dans le domaine des micro-ondes (la science qui s'intéresse aux hyperfréquences), un dernier venu fait beaucoup parler de lui : le « métamatériau » une sorte de structure artificielle possédant des propriétés que l'on ne retrouve dans aucun matériau naturel.

Dans ce chapitre nous allons définir le concept de métamatériaux (MMT). Ce concept novateur est très vaste et un consensus qui n'est pas encore réellement trouvé, afin de définir les frontières entre les structures classiques et les structures MMT.

Nous allons commencer ce chapitre par la définition que nous avons adoptée dans cette thèse, ensuite nous développerons les propriétés communes à tous les MMT, Puis nous présenterons l'historique de ce type de structure ainsi que les propriétés principales des MMG. Enfin nous terminerons par les différentes applications utilisant les MMT.

## I.2 DEFINITION DES METAMATERIAUX

La définition des métamatériaux n'est pas complètement déterminée, cependant elle peut être établie en tenant compte des aspects divers et de différents degrés de flexibilité, périodicité et exotique ainsi que la pseudo homogénéité.

La Périodicité et l'exotique des propriétés électromagnétiques peuvent être considérées comme des problématiques essentielles pour une structure considérée comme métamatériaux. Pour cela nous allons utiliser une définition plus large des métamatériaux, dans laquelle ces deux aspects ne sont pas essentiels [1]. Nous examinerons les métamatériaux comme des «structures périodiques ou quasi-périodiques qui sont artificiellement créés. »

La définition généralement admise des MMT est la suivante : "un MMT est une structure artificielle pseudo-homogène possédant des propriétés électromagnétiques non disponibles dans la nature"

Cette définition assez vague est sujette à controverse, surtout au sujet des termes "non disponibles dans la nature" et "artificielle". En effet, la plupart des matériaux utilisés de nos jours sont artificiels et la plupart de leurs propriétés ne sont pas disponibles telles que dans la nature. A. Shivola [2] résume bien le problème de la définition du terme métamatériaux. Nous ne rentrerons pas dans ce débat dans cette thèse. Nous prendrons donc l'interprétation admise par la communauté scientifique.

Le terme pseudo-homogène veut dire que la taille de la cellule de base constituant le matériau « p », doit être beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$ . A la fréquence de fonctionnement, le matériau est donc vu comme structure homogène par l'onde. Il est admis que la limite d'homogénéité est fixée à  $p < \lambda_g/4$ . Cette limite nous assure que les phénomènes de diffraction pourront être négligés.

Enfin, le terme "propriétés électromagnétiques non disponible dans la nature" est très vague. Nous imaginons aisément que selon ce seul critère beaucoup de nouvelles structures peuvent être considérées comme des MMT.

Etant vus comme pseudo-homogènes, il est possible de définir la perméabilité magnétique  $\mu$ , et la permittivité électrique  $\varepsilon$ , du MMT. Pour ceux-ci les matériaux classiques peuvent alors être classés en fonction du signe de ces deux paramètres qui forment l'indice de réfraction  $n$ . Cet indice est défini par la relation suivante :

$$n = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \quad (\text{I.1})$$

Avec  $\varepsilon_r$  et  $\mu_r$  respectivement la permittivité et perméabilité relatives du matériau. Nous pouvons voir, grâce à l'équation I.1, que l'indice d'un matériau peut prendre différents signes suivant le signe de  $\varepsilon$  et  $\mu$ . Les différentes possibilités du couple  $(\varepsilon, \mu)$  sont  $(+,+)$ ,  $(+,-)$ ,  $(-,+)$  et  $(-,-)$ . La figure (I.1) résume toutes les configurations possibles. Les trois premières configurations ne sont pas nouvelles. En effet  $(+,+)$  correspond aux

matériaux "classiques" dits matériaux main droite (MMD) comme les matériaux diélectriques isotropes.

L'expression main droite vient du fait qu'il faille utiliser la main droite pour trouver le trièdre direct  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$ .

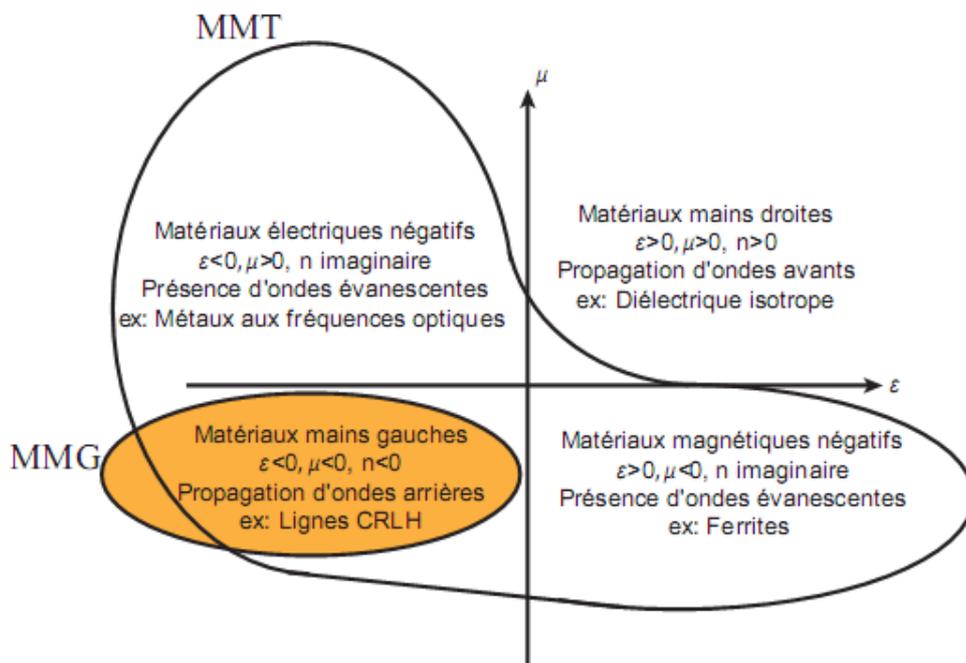


Figure I.1: Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité  $\epsilon$  et de leur perméabilité  $\mu$ . (+, -) correspond aux matériaux ferromagnétique sur certaines bandes de fréquences. (-, +) correspond aux plasmas ainsi qu'aux métaux à des fréquences optiques. La dernière configurations, (-, -), appartient à la classe des MMT dits main gauche (MMG).

C'est ce type de MMT qui sera étudié par la suite. Nous considérons donc qu'il est possible de mettre tout matériau (anisotrope ou fonctions artificielles) avec un paramètre négatif ( $\epsilon$  et  $\mu$ ) dans la catégorie MMT tandis que seules les structures avec

un indice  $n$  négatif peuvent être nommé MMG. Plusieurs synonymes de MMT existent dans la littérature pour désigner les MMG. Ils se résument comme suit :

- Matériaux main gauche (left-handed materials). Ce terme fut proposé par Veselago [1]. Il souligne la propriété fondamentale des MMT qui est l'opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe.
- Matériaux doublement négatif (double-negative materials). Les signes négatifs de la permittivité et de la perméabilité sont explicitement mentionnés. Ce terme ne peut donc être utilisé hors contexte.
- Matériaux à indice de réfraction négatif (negative refractive index materials). Ce terme décrit très bien les matériaux 2D et 3D. Par contre, il ne peut être utilisé pour les matériaux 1D car la notion de d'angle de réfraction perd tout son sens.
- Matériaux à onde arrière (back ward wave materials). Ce terme souligne une autre propriété mais ne donne pas de réelle information sur la définition d'un métamatériau car les ondes arrière peuvent être également visibles dans des structures classiques.
- Matériaux de Veselago (Veselago medium). Ce terme rend hommage au scientifique considéré comme le père des MMT. Seulement, il ne donne aucune information physique sur les propriétés du matériau.
- Matériaux à vitesse de phase négative (négative phase velocity medium). Ce terme permet de pointer du doigt la nouveauté des MMT : utiliser l'information de phase des paramètres  $S$  du système au même titre que le module. Jusqu'à maintenant, le module des signaux était le plus utilisé pour réaliser une fonction. Bien que très précis d'un point de vue sémantique, ce terme est très peu utilisé par la communauté scientifique.

Dans la suite de cette thèse, nous utiliserons le terme matériaux main gauche. En effet, il est très utilisé dans la littérature et permet de bien comprendre de quel type de MMT nous parlons.

Dans la section suivante, nous allons détailler les différentes propriétés qui découlent de l'indice négatif.

### I.3 PROPRIETES DE BASE DES METAMATERIAUX

Les MMG furent étudiés pour la première fois par Veselago dans son article fondateur [1]. Dans ce dernier, il étudie les caractéristiques qu'aurait un matériau avec les paramètres  $\epsilon\epsilon$  et  $\mu$  simultanément négatifs. Dans ce cas, il est possible de montrer que l'onde électromagnétique se propageant dans le MMG possèdera une vitesse de phase opposée à la vitesse de groupe. En effet, dans un MMG, les relations suivantes entre le champ électrique  $\vec{E}$ , le champ magnétique  $\vec{H}$  et le nombre d'onde  $\vec{k}$  peuvent être dérivées à partir des équations de Maxwell :

$$\vec{k} \times \vec{E} = -\omega|\mu|\vec{H} \quad (\text{I.2})$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = +\omega|\epsilon|\vec{E} \quad (\text{I.3})$$

#### I.3.1. Vecteur de Poyting

Le vecteur de Poyting  $\vec{S}$ , est donné par l'équation suivante :

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (\text{I.4})$$

A partir des équations (I.2) et (I.3), il est possible de définir le trièdre  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$  de la figure (I.2). Dans le cas d'un MMD, le trièdre est classique avec le vecteur de Poyting  $\vec{S}$  dans la même direction que le vecteur d'onde  $\vec{k}$  (Figure. I.2(a)), alors que dans le cas d'un MMG, nous pouvons voir que le vecteur d'onde et le vecteur de Poyting sont opposés figure. I.2(b). A première vue, cette opposition semble non physique. Elle devient moins troublante lorsque l'on se rappelle que le vecteur d'onde ne transporte pas d'énergie.

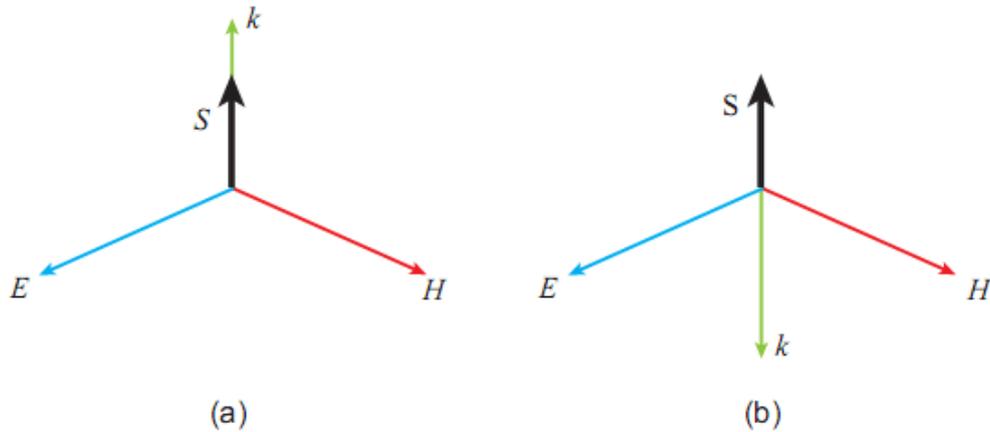


Figure I.2: Trièdre  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$  pour une onde électromagnétique se propageant (a) dans un MMD et (b) dans un MMG. Le vecteur de Poynting est désigné par  $\vec{S}$ .

Dans le cas des MMG, le vecteur de Poynting, donc la puissance de l'onde, est toujours orienté dans le sens de propagation de l'onde, seule la phase est inversée. Les MMG ne violent donc pas le principe de causalité. Il est aussi possible de montrer que pour respecter la condition d'entropie, un MMG doit être forcément dispersif. C'est-à-dire que la constante de propagation est une fonction non linéaire de la fréquence.

### I.3.2. Réfraction négative

L'indice de réfraction d'un matériau est défini par l'équation (I.1). La constante de propagation est définie par :

$$k_n = nk_0 = n \frac{\omega}{c} \quad (\text{I.5})$$

Comme nous venons de voir que  $k_n < 0$ , cela implique que l'indice de réfraction,  $n$ , du MMG est négatif. A partir de ce résultat, il est possible de généraliser la loi de Snell-Descartes en tenant compte de la possibilité d'une interface entre un MMD et un MMG :

$$n_i \sin \theta_i = n_t \sin \theta_t \quad (\text{I.6})$$

Avec  $n_i$  et  $n_t$  les indices de réfraction des matériaux supportant l'onde incidente et l'onde transmise respectivement et  $\theta_i$  et  $\theta_t$  les angles des ondes incidentes et transmises par rapport à la normale de l'interface entre les deux matériaux. Deux cas peuvent alors être distingués. Si les deux matériaux possèdent un indice du même signe, alors la réfraction est dite positive car les deux angles,  $\theta_i$  et  $\theta_t$  sont positifs, voir la figure (I.3 .a). Si les deux matériaux sont de signes différents, alors la réfraction est dite négative car l'un des deux angles sera négatif, voir la figure (I.3)

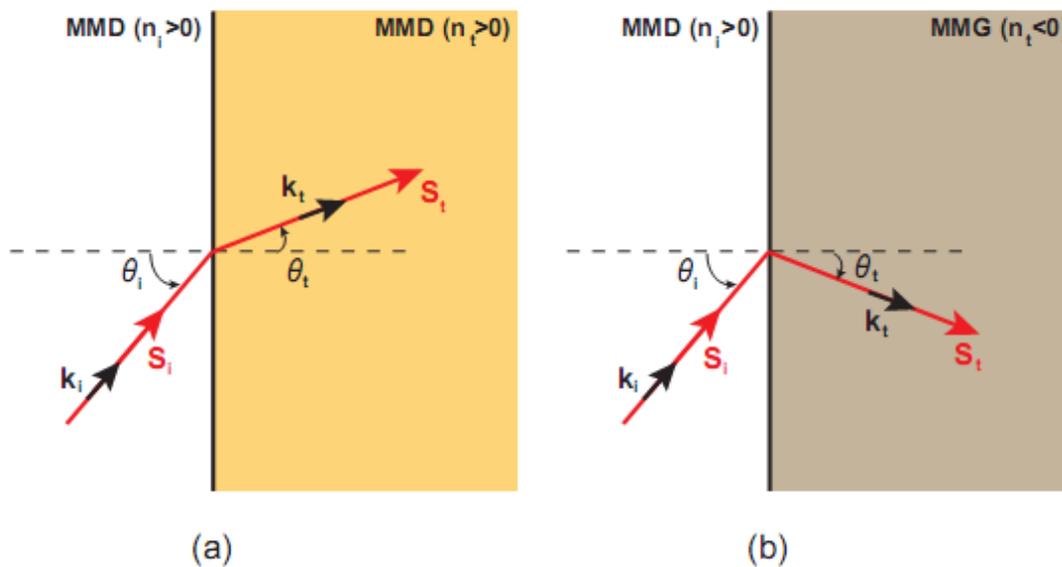


Figure I.3: Réfraction d'une onde électromagnétique à l'interface de deux matériaux différents. (a) Cas de deux matériaux d'indice de même signe (deux MMD ou deux MMG):une réfraction positive a lieu. (b) Cas de deux matériaux d'indices de signes différents (un MMD et un MMG) : une réfraction négative a lieu.

Cette propriété de l'équation(I.6) nous a permis de définir le concept de lentille main gauche plate. En effet, si l'on applique cette relation à un MMG entouré de deux MMD, alors nous pouvons voir l'apparition d'un double effet de focalisation, comme le montre la figure(I.4). Deux rayons symétriques par rapport à l'axe optique de la lentille seront réfractés négativement à la première interface. Un premier point de

focalisation aura donc lieu à l'intérieur de la lentille à une distance  $f$  de l'interface. A la sortie du MMG, les deux rayons vont encore être réfractés négativement pour se focaliser une deuxième fois à la sortie de la lentille. Il y a encore beaucoup de propriétés qui peuvent découler de l'indice négatif.

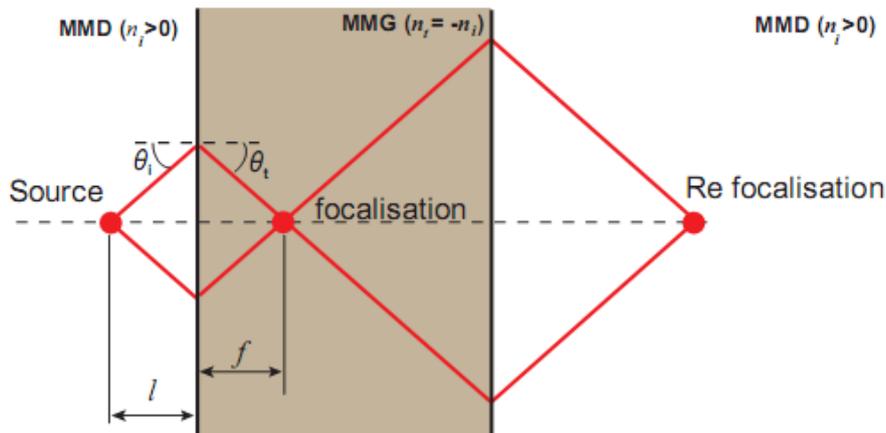


Figure I.4: Effet de double focalisation d'une lentille MG plane d'indice  $-|n_t|$  entourée par deux MMD d'indice  $n_i = |n_t|$ .

#### I.4 HISTORIQUE DES METAMATERIAUX

Beaucoup considèrent l'article de V. Veselago [1] comme l'article fondateur des MMG. Cependant l'étude des structures à ondes arrière a commencé bien avant 1967. En effet, l'opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe d'une onde a été reportée pour la première fois dans la littérature par H. Lamb en 1904 [3] puis par H.C. Pocklington en 1905 [4] lorsque ce dernier remarqua cette particularité sur certains systèmes mécaniques basés sur des chaînes tendues. En se basant sur les travaux de Lamb, A. Schuster nota brièvement l'implication de ce phénomène sur la réfraction optique [5]. Cependant, il ne mena aucune étude détaillée sur ce thème. Il faudra attendre 1944 pour voir la première étude portant sur la réfraction négative. L.I. Mandelshtam remarque que la réfraction négative est possible et qu'elle implique une opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe [6]. Il conclut en écrivant que bien que cette solution soit inhabituelle, elle n'en est pas moins physique car la

phase ne porte aucune puissance. La figure (I.5) montre le premier schéma de la réfraction négative que présenta L.I. Mandelshtam [6].

En 1951, Malyuzhinets présente des exemples théoriques de structures 1D infinies supportant des ondes arrière [7]. Ces lignes artificielles périodiques sont composées de capacités série connectées à des inductances en parallèle. Le lien entre la négativité de la permittivité et de la perméabilité avec la réfraction négative a été étudié par Sivukhin en 1957 [8]. Il nota qu'il n'existe pas encore de tel matériau et que leur faisabilité n'est pas encore très claire. Une étude plus détaillée fut présentée par Pafomov [9]. Cet article traite également de la radiation de Vavilov Cerenkov dans les matériaux à  $\epsilon\epsilon$  et  $\mu$  négatif. C'est en se basant sur tous ces travaux que V. Veselago écrivit son article qui fera date dans l'histoire des MMG [1]

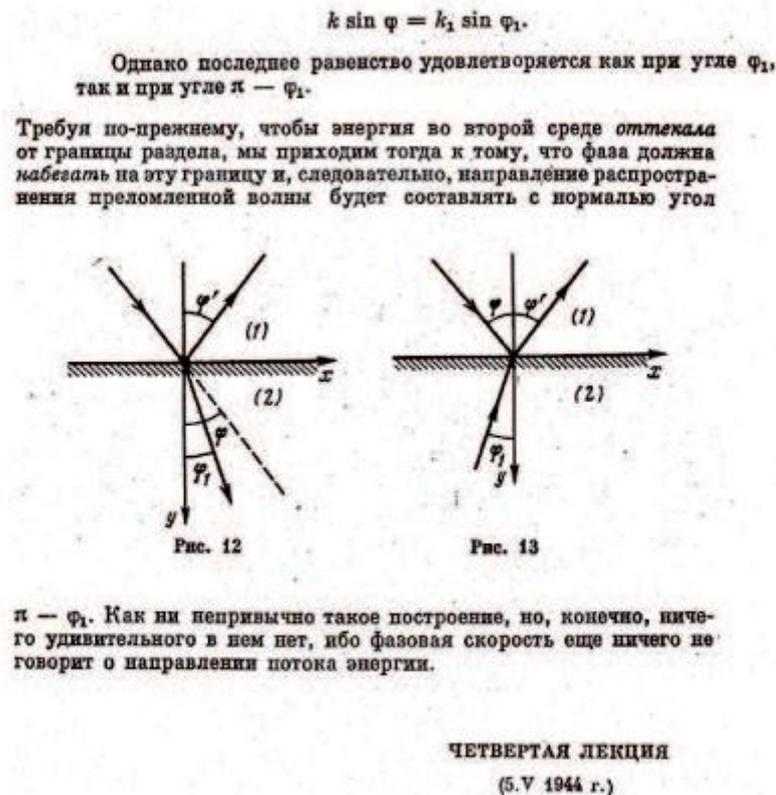


Figure I.5: Premier schéma de principe de la réfraction négative publié en 1950 par L.I.Mandelshtam [6].

A partir de cette théorie, Silin propose d'utiliser les MMG pour réaliser des lentilles planes en 1978 [10]. Jusque-là, tous les articles présentés ne sont que théoriques. Toutes les bases de la théorie des MMG sont connues mais aucun MMG n'a pu être réalisé. Il faudra attendre 2000 pour que le premier MMG soit présenté par D. R. Smith et al. [11]. Il se compose d'un réseau d'anneaux magnétiques résonnants appelés résonateur en anneau fendu (Split Ring Resonator) couplés à un réseau de fils conducteurs verticaux comme le montre la figure(I.6). Ces deux composants de base de la structure étaient connus depuis les années 50. Les premiers réseaux de fils ont été étudiés par J. Brown [12] et par W. Rotman [13] à partir des années 60. Leur combinaison est alors utilisée comme matériaux diélectriques artificielle pour réaliser des lentilles RF.

Il était en effet connu que les matériaux comme les métaux nobles possèdent une fréquence nommée fréquence de plasma à partir de laquelle il est possible d'obtenir des permittivités inférieures à 1 ou même négatives. Il a été démontré qu'en utilisant des réseaux de fils conducteurs, il est possible de diminuer cette fréquence afin de réaliser des applications dans le domaine RF.

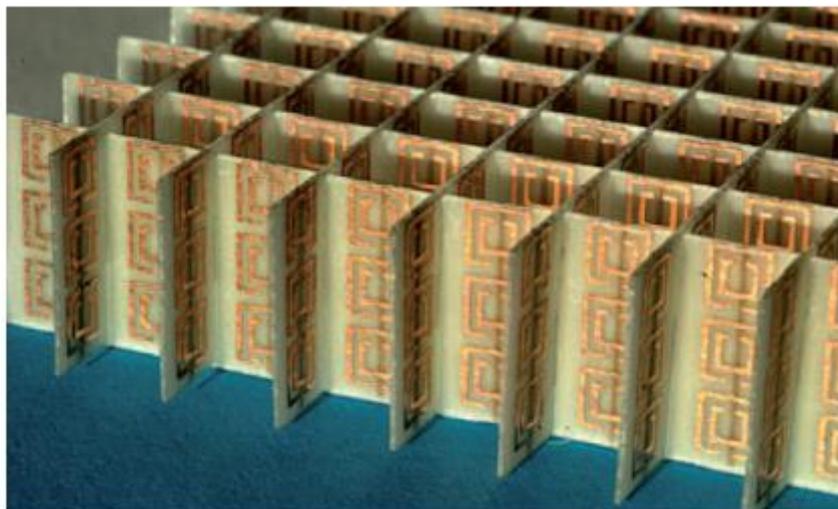


Figure I.6: Premier MMG composé d'un réseau périodique d'anneaux résonnants et de fils [11].

Les anneaux magnétiques résonnants ont aussi été étudiés durant la même période. Nous retrouvons des études de tels résonateurs dans le livre de H.T. Friis et al écrit en 1952 [14]. Les matériaux magnétiques artificiels ont continué à être utilisés et améliorés dans les années 70 et 80 [15], [16] mais le premier anneau résonnant double sera présenté par J. Pendry et al. en 1999 [17].

Cet anneau sera l'une des briques de base du premier MMG. En effet, ces anneaux possèdent la particularité de présenter une perméabilité magnétique négative sur une certaine bande de fréquence. Ainsi, en combinant des anneaux et des fils conçus pour résonner à la même fréquence, on réalise un matériau artificielle possédant une permittivité et une perméabilité négative simultanément [11].

En 2001, la première expérience de réfraction négative fut menée par J. Pendry et D.R. Smith [18]. Pour cela, un prisme a été formé en utilisant le MMG de [11], et l'angle de réfraction d'une onde électromagnétique le traversant a été mesuré. Comme prévu par la théorie, un angle négatif fut mesuré, comme le montre la figure(I.7). Ce résultat sera cependant contesté par certains chercheurs qui tenteront de montrer que la réfraction négative mesurée n'est qu'une mauvaise interprétation de la mesure [19]. J. Pendry et D.R. Smith répondront dans [20] en montrant qu'une erreur s'était glissée dans l'article [19], faisant ainsi taire la controverse sur cette expérience.

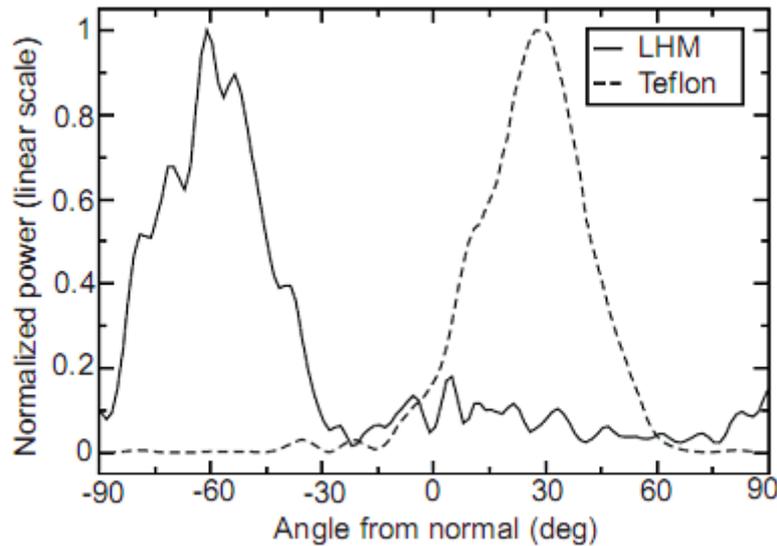


Figure I.7: Comparaison de l'angle de réfraction à travers un prisme fait à partir du MMG de [11] et de téflon. L'angle de réfraction est bien négatif pour le prisme en MMG [18].

Depuis, de nombreuses recherches ne cesseront d'être menées dans le domaine. Sur le graphique de la figure(I.8) tiré de [21], nous pouvons remarquer une augmentation exponentielle du nombre de publications sur le domaine qui double tous les dix mois. Cela prouve l'intérêt de la communauté pour ce nouveau pan de la physique. Récemment, plusieurs équipes ont réussi à réaliser des matériaux à perméabilité magnétiques négatives [22] ainsi que des MMG [23] à des longueurs d'ondes visibles en utilisant des cellules de l'ordre de la centaine de nanomètre. En même temps que l'apparition des premiers MMG, Pendry présenta le concept de super lentille. Dans son article, il montra que la limite de résolution d'une lentille, qui est de l'ordre de la longueur d'onde, est due à la perte des modes évanescents lors de la propagation, modes qui sont porteurs d'informations. Dans le cas d'une lentille MG plane comme celle de la figure(I.4), les modes évanescents se trouvent amplifiés dans le MMG. Il est alors possible d'obtenir des images avec une résolution meilleure que la longueur d'onde. Ce concept (comme celui des MMG) divisa la communauté scientifique [25,26]. Depuis, il a été démontré expérimentalement qu'il était en effet possible de

réaliser des super lentilles. Par exemple, dans l'article [24], une couche d'argent est utilisée comme lentille à la longueur d'onde de 365 nm. Des résolutions de 89 nm ont été obtenues, soit 4 fois inférieures à la longueur d'onde utilisée, voir la figure (I.9).

Ces résultats prometteurs permettront d'améliorer les systèmes optiques basés sur les lentilles comme les télescopes en astronomie, les tireuses de masque en microélectronique ou les lasers permettant de brûler les tumeurs en médecine.

La deuxième application très étudiée concerne l'invisibilité. En effet, dans [27], il a été montré qu'il était possible de réaliser une sorte de cape d'invisibilité à l'aide de MMG.

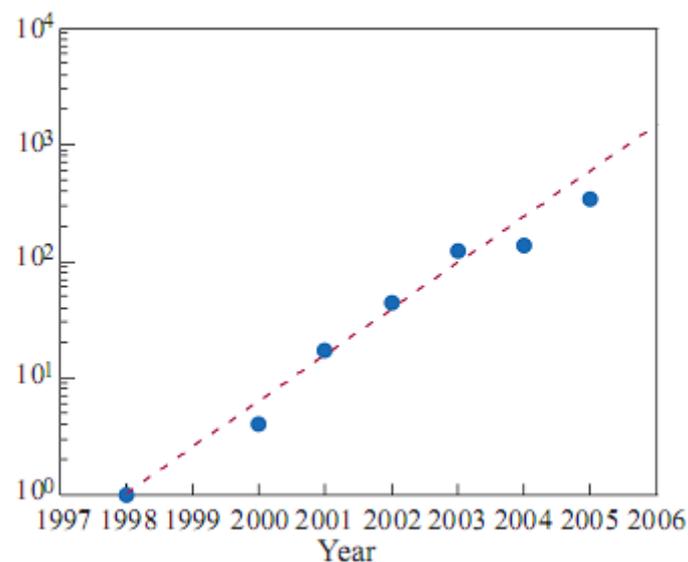


Figure I.8: Nombre de publication en échelle logarithmique en fonction des années. Ce nombre augmente de façon exponentielle en doublant tous les dix mois [21].

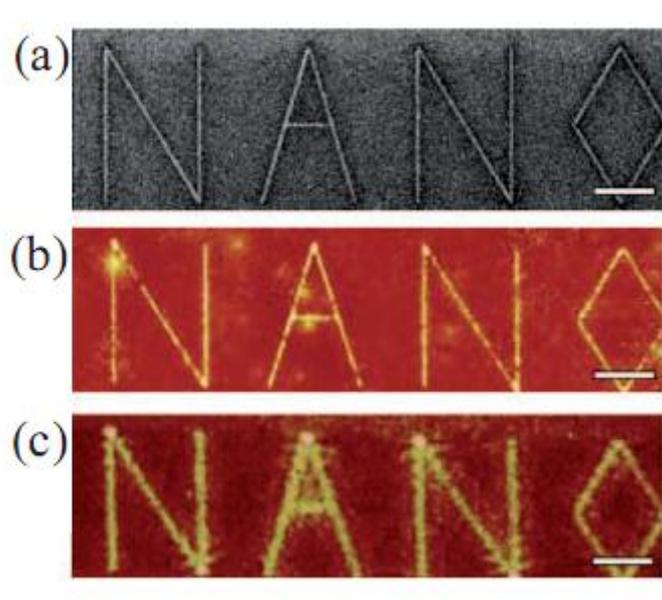


Figure I.9: (a) Image réalisée avec un faisceau d'ions focalisés. (b) Image développée sur résine photosensible avec une lentille argent. (c) Image développée sur résine photosensible sans une lentille argent [24].

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 elle aurait été sans la présence de 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.

Les MMG présentés jusqu'à maintenant font partie de la catégorie dite MMG résonnant. En effet, l'effet MMG est obtenu lors de la résonance des composants constituant la cellule de base du matériau. Le problème rencontré avec ce type de structure concerne les pertes qui sont souvent importantes. De plus, ces MMG sont difficilement intégrables dans des structures planaires de type micro-ruban. Quelques applications ont cependant été réalisées comme des filtres passe-bande [28] mais leur utilisation demeure marginale.

En 2002, un nouveau type de MMG, non résonnant, a été développé par C. Caloz et T. Itoh [29] et Eleftheriades [30]. Cette structure sera expliquée en détails dans la section suivante ainsi que plusieurs applications qui en découlent. Le principal avantage de

cette approche est la non résonance. Il y a donc moins de perte que dans les MMG de type fil+SRR. Depuis son invention, cette approche a rencontré un grand succès et fut intensivement étudiée. Les défis actuels sont de développer de nouvelles structures plus complètes, de faciliter la conception de ce type de structure ou encore d'intégrer ces composants dans des systèmes innovants.

## I.5 DIFFERENTES STRATEGIES DE REALISATION DE METAMATERIAUX

En 1999, Pendry et al [31] ont prouvé que la perméabilité effective négative ( $\mu_{eff}(\omega)$ ) peut modifier la perméabilité du substrat hôte à partir d'un tableau de anneaux conducteurs non magnétiques. La cause de la grande variation  $\mu_{eff}(\omega)$  pour les fréquences inférieures à la fréquence de résonance (une très grande valeur positive de  $\mu_{eff}(\omega)$ ) sensiblement importante et à la fréquence plus élevée (une très grande valeur  $\mu_{eff}(\omega)$  négative) est de l'amélioration considérable de grandeur de  $\mu_{eff}(\omega)$  lorsque les cellules unitaires constitutives sont résonantes. Schultz et al [32] sont les premiers scientifiques qui ont réalisé les LH matériaux en créant un tableau périodique entre des résonateurs en anneaux fendus coupés magnétiques et des fils <conducteurs continus.

Avant leur succès de la réalisation des MMG, les tentatives pour produire des matériaux de permittivité négative sont été faites plus tôt par Pendry [33].

Afin de créer la permittivité négative, un maillage tridimensionnel de fils conducteur son été utilisé comme une structure pour modifier la permittivité avec le substrat de réseaux. La démonstration dans son expérience à la région de fréquence peut montrer simultanément les valeurs négatives à la fois de perméabilité effective  $\mu_{eff}(\omega)$  et de permittivité effective  $\varepsilon_{eff}(\omega)$ .

Puis Schultz et al [34] ont utilisé ces deux concepts pour créer une structure LH. Les tiges métalliques et un maillage espacé de résonateurs en anneau fendu sont introduits pour cette réalisation. Les tiges métalliques génèrent  $\varepsilon$  tandis que les résonateurs

fendus en anneau (SRR) modifient  $\mu$ . Par conséquent, la fréquence des matériaux négatifs dépendant des deux paramètres négatifs a été réalisée.

Il faut noter que cela ne se produira que si la taille de la maille élémentaire est considérablement plus petite que la longueur d'onde. En conséquence, ces structures périodiques peuvent donner une altération isotrope uniforme des propriétés des matériaux de base. Afin de tenir compte des paramètres réellement efficaces moyens, la contrainte de l'onde sur une dimension de cellule unitaire est analysée. Pour une onde électromagnétique caractéristique par une fréquence ( $\omega$ ), la dimension caractéristique de la structure ( $a$ ) doit être dans l'état où suivre [31]:

$$a \ll \lambda = 2\pi c_0 \omega^{-1} \tag{I.7}$$

La figure(I.10) présente une structure périodique qui donne une permittivité et une perméabilité effective négative pour un MMG.

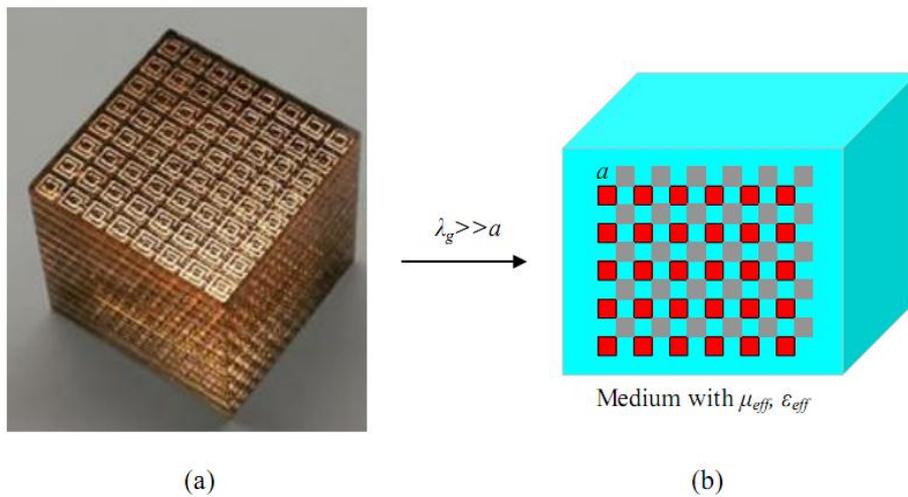


Figure I.10: (a) Photographie du cube métamatériaux [Physic aujourd'hui, Juin2004], et (b) visualisation générique d'un milieu hôte avec des structures placées périodiquement constituant un MMG.

### I.5.1 Géométrie de fil métallique

Pendry 1998 [33, 35] a appliqué les propriétés particulières des fils métalliques minces ce qui peut modifier la permittivité effective du milieu d'accueil lorsqu'il est excité d'une façon appropriée. Son évaluation est utilisée le long du cylindre métallique noyé dans un milieu homogène. La géométrie du milieu composée par l'intégration de fil placé périodiquement est illustrée sur la figure (I.11).

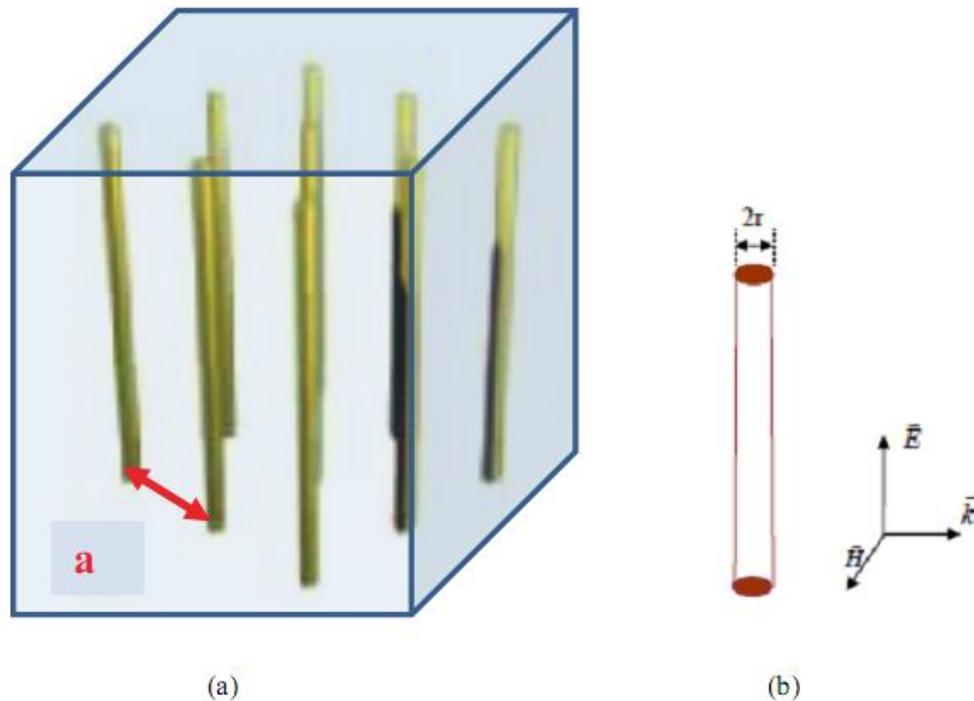


Figure I.11: Les structures métamatériaux: (a) un milieu composé avec du fil métallique et (b) treillis métallique mince présentant  $\epsilon_{eff}$  négative si E appliqué le long des fils.

Le tableau de fil métallique mince, illustré à la figure (I.11(a)), présente la permittivité effective négative  $\epsilon_{eff}$  si le champ électrique  $\vec{E}$  est appliqué le long des fils, le courant induit le long des fils génère un moment dipolaire électrique.

Il y a deux facteurs qui influent sur le mouvement des électrons dans un fil de rayon  $r$ , la densité moyenne des électrons  $n_{eff}$  et la masse effective des électrons par effet magnétique.

$$n_{eff} = \frac{n\pi r^2}{a^2} \quad (I.8)$$

Où  $n$  est la densité des électrons dans le fil

D'après la loi d'Ampère, un courant circulant dans un fil produit un champ magnétique, dont la direction du champ dépend de la direction du courant.

En outre, la présence du champ magnétique modifie le mouvement d'électrons. Le champ magnétique  $H(R)$  est défini par l'équation (I.9), qui est équivalente au moment magnétique par unité de longueur de fil

$$H(R) = \frac{I}{2\pi R} = \frac{r^2 n v e}{2R} \quad (I.9)$$

Où  $I$  : le flux de courant à travers le fil

$R$  : la distance à partir du fil

Ensuite, la masse effective d'un électron  $m_{eff}$  est exprimée par

$$m_{eff} = \frac{\mu_0 e^2 r^2}{2} \ln\left(\frac{a}{r}\right) \quad (I.10)$$

Où  $e$  est la charge de l'électron

$v$  est la vitesse moyenne des électrons

On remarque à partir de l'équation (I.9) et (I.10) que plus le rayon du fil est grand plus la masse effective des électrons est grande. Cette observation est ensuite étudiée dans la fréquence de plasma ( $\omega_p$ ). La fréquence de plasma est la fréquence d'oscillation de base pour que les électrons retournent à la position d'équilibre,

$$\omega_p = \frac{n_{eff} e^2}{\varepsilon_0 m_{eff}} \equiv \frac{2\pi c_0^2}{a^2 \ln\left(\frac{a}{r}\right)} \quad (I.11)$$

Où  $c_0$  est la vitesse de la lumière dans le vide.

Dans l'équation (I.11), on remarque que la diminution de la masse effective fournit un grand changement dans la fréquence de plasma. En outre, afin de maintenir le réseau de fils en un matériau homogène, le rayon du fil doit rester faible par rapport à la taille de maille ( $a$ ). Par conséquent, la permittivité efficace  $\varepsilon_{eff}$  du milieu composite peut être évaluée à partir d'un milieu homogène efficace. Pour les matériaux sans perte, de type plasmonique la permittivité est calculé comme suit :

$$\varepsilon_{eff}(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \quad (I.12)$$

De l'équation (I.12), il paraît clairement que la permittivité est négative lorsque  $\omega < \omega_p$ . Comme il n'y a pas de matériau magnétique utilisé et aucun moment magnétique est créé, la perméabilité est simplement  $\mu = \mu_0$  pour toutes les fréquences.

### **I.5.2 Résonateur en anneau fendu (SPLIT RING RESONATOR)**

Les motifs métalliques permettant d'obtenir une perméabilité effective négative qui ont contribué à dynamiser la recherche sur les metamateriaux sont les résonateur en anneau fendu (SRR), proposé par J. B. Pendry [36]. Il s'agit de deux cylindres ouverts imbriqués l'un dans l'autre figure (I.12). Ils sont excités par un champ magnétique transverse la direction de propagation de l'onde, et dirigé selon l'axe des cylindres. La permittivité effective négative est obtenue dans un réseau de SRR grâce à un comportement fortement non linéaire du motif. Celui-ci est réalisé par la combinaison d'effets inductifs et capacitifs qui entrent en résonance. J. B. Pendry a démontré que de cette façon la perméabilité effective, calculée comme la moyenne volumique de la perméabilité sur une cellule unitaire, pouvait prendre au voisinage de la résonance des valeurs négatives. Une ouverture est pratiquée sur les cylindres pour éviter d'avoir des courants circulant entièrement autour de l'anneau, de manière à créer un effet capacitif sur le cylindre.

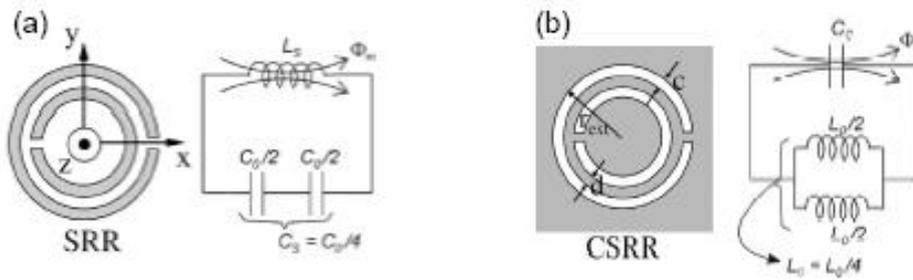


Figure. I.12: (a) Représentation d'un résonateur en anneau fendu (SRR) et son circuit équivalent. (b) Représentation d'un complémentaire résonateur en anneau fendu (CSRR) et son modèle de circuit équivalent.

Le SRR est formé de deux anneaux métalliques concentriques ouverts figure (I.12(a)). Le résonateur peut être excité par un champ magnétique externe axial (direction z sur la figure (I.13)) variant dans le temps, ce qui induit des courants dans les anneaux. Les fentes présentes dans les anneaux des forces de passage du courant permet le déplacement du courant entre eux. La boucle de courant est donc fermée à travers la distribution de la capacité qui apparaît entre l'intérieur et la bague extérieure (capacité de bord). Le résonateur peut être modélisé comme le montre la figure (I.12(a)) [37].  $L$  est la self-inductance du résonateur et  $C_0/2$  est la capacité en relation avec chacune des deux moitiés SRR.  $C_0$  Peut être obtenus tel que  $C_0 = 2\pi r C_{pul}$ . Où  $C_{pul}$  représente la capacité par unité de longueur entre les anneaux qui forment le résonateur. En ce qui concerne  $L$ , il peut être rapproché de l'inductance d'un seul anneau avec le rayon moyen du résonateur et la largeur des anneaux,  $c$ . Il y a deux caractéristiques du SRR qui le rendent particulièrement intéressant. L'une des d'eux est sa petite taille électrique.

A la fréquence de résonance:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_s}} \tag{I.13}$$

$$L = (4.86\mu_0)/2(a - w - d)|\ln(0.98/\rho) + 1.84\rho| \tag{I.14}$$

$$\rho = \frac{w+d}{a-w-d} \tag{I.15}$$

$$C_S = \left( a - \frac{3}{2}(w + d) \right) C_{pul} \quad (I.16)$$

$$C_{pul} = \varepsilon_0 \varepsilon_{eff} \frac{K(\sqrt{1-k^2})}{K(k)} \quad (I.17)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \quad (I.18)$$

$K(k)$  désigne l'intégrale elliptique complète de première espèce avec  $k$  exprimé en

$$k = \frac{d}{d+2w} \quad (I.19)$$

Lors de l'application du champ magnétique  $\vec{H}$  perpendiculaire au plan de l'anneau, les courants induits sont alors générés autour de l'anneau équivalent à l'apparition de moments dipolaires magnétiques [31].

La perméabilité en fonction de la fréquence :

$$\mu_{eff}(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_{0m}^2 + j\omega\zeta} \quad (I.20)$$

Où  $\omega_{0m}$  est la fréquence de résonance dans la gamme GHz donnée par

$$\omega_{0m} = c \sqrt{\frac{3a}{\pi \ln\left(\frac{2wr^3}{d}\right)}} \quad (I.21)$$

$F$  est la fraction de remplissage du SRR, tandis que  $\zeta$  est le facteur d'atténuation dû à la perte du matériau, ces paramètres sont exprimés :

$$F = \pi \left(\frac{r}{a}\right)^2 \text{ Et } \zeta = \frac{2aR'}{r\mu_0} \quad (I.22)$$

Tandis que  $r$  est le rayon intérieur de la bague plus petite,  $w$  est la largeur de l'anneau,  $d$  est la distance radiale entre les anneaux intérieur et extérieur  $R'$  est la résistance de métal par unité de longueur.

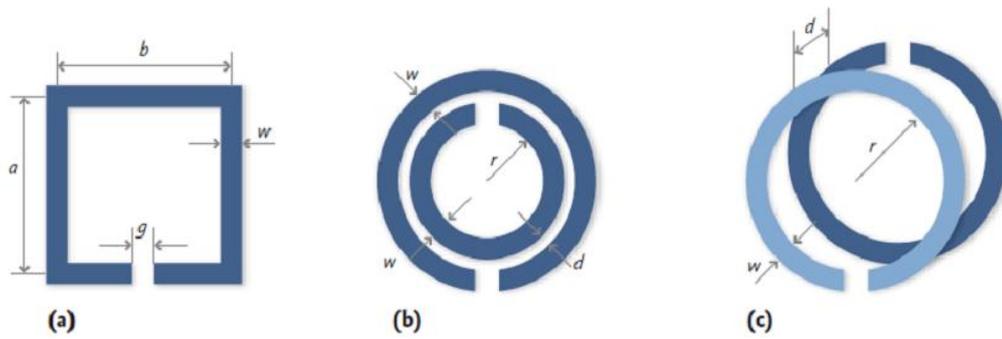


Figure I.13: Géométries de SRR utilisés pour réaliser des matériaux magnétiques artificiels [38]

La structure de SRR a une réponse magnétique due à la présence des moments dipolaires magnétiques artificiels créés par le résonateur en anneau fendu. Lors d'une plage de fréquence de résonance, ces moments dipolaires magnétiques artificiels sont plus grands que le champ appliqué qui conduit à la présence de la partie réelle de la perméabilité effective négative,  $Re(\mu_{eff})$ .

Dans le cas sans perte ( $\zeta=0$ ), la plage autour de la fréquence de résonance fournit une perméabilité négative sous la condition suivante :

$$\omega_{0m} < \omega < \omega_p = \frac{\omega_{0m}}{\sqrt{1-F}} \quad (I.23)$$

Où  $\omega_p$  est la fréquence plasmatique de la particule SRR. En d'autres termes, le milieu de la discontinuité de dispersion est survenu entre  $\omega_{0m}$  et  $\omega_p$  en raison de la perméabilité  $\mu_{eff}$  négative à cette gamme de fréquences.

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

A la fréquence de résonance, à cause des effets capacitifs due à l'écart interagit avec l'inhérente l'inductance de la structure; l'énergie électromagnétique est partagée entre le champ magnétique externe, et les champs électrostatiques au sein de la structure

capacitive. Par conséquent, les expériences se concentrent normalement sur une certaine bande de fréquence qui est autour ou au-dessus de la fréquence de résonance afin d'obtenir la perméabilité effective négative [39].

La figure (I.14), illustre premier prototype de LHM conçu par Smith et al [32]. Dans ce travail, les particules combinées de fils métallique mince et de SRR sont produit une gamme de fréquences se chevauchant ayant à la fois une permittivité et une perméabilité négative. Après l'application d'une onde électromagnétique à travers cette structure composite, la bande passante est présentée à la gamme de fréquence d'intérêt pour que les paramètres constitutifs soient simultanément négatifs.

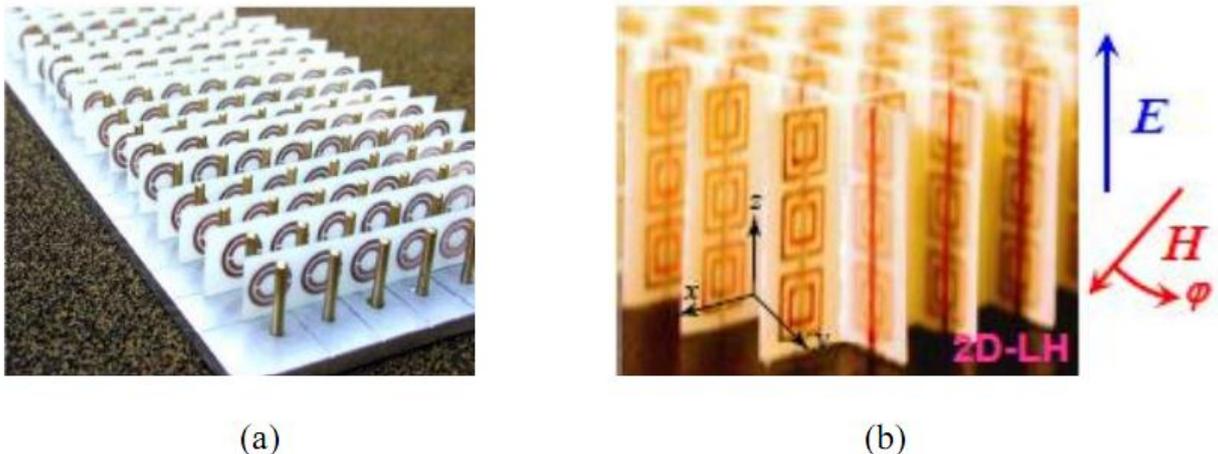


Figure I.14: Les premières structures métamatériaux DNG [32] Smith et al, 2000-2001:(a)structure DNG mono -dimensionnelle (b) structure bi-dimensionnellement DNG [34] (les anneaux et les fils sont sur des côtés opposés de la bande)

La variation de  $\mu_{eff}$  autour de la fréquence de résonance est indiquée sur la figure (I.15(a)). Juste au-dessus  $\omega_0$  et jusqu'à  $\omega_{mp}$  ("la fréquence de plasma magnétique"), la perméabilité effective est négative. Un écart de fréquence correspondant à l'absence de la propagation autorisée peut être observé dans le diagramme de dispersion représenté sur la figure (I.15(b)). L'apparition du résonateur en anneau fendu a ouvert la porte à la synthèse du première milieu effectif MNG [3] et DNG [2].

En raison des propriétés symétrique du SRR, la polarisation croisée (excitation électrique des dipôles magnétiques et vice versa) est possible [40, 41,42]. Bien que cette réalité puisse représenter un inconvénient pour la synthèse de milieux isotropes, il n'est pas généralement déterminant pour son application dans le dispositif planaire.

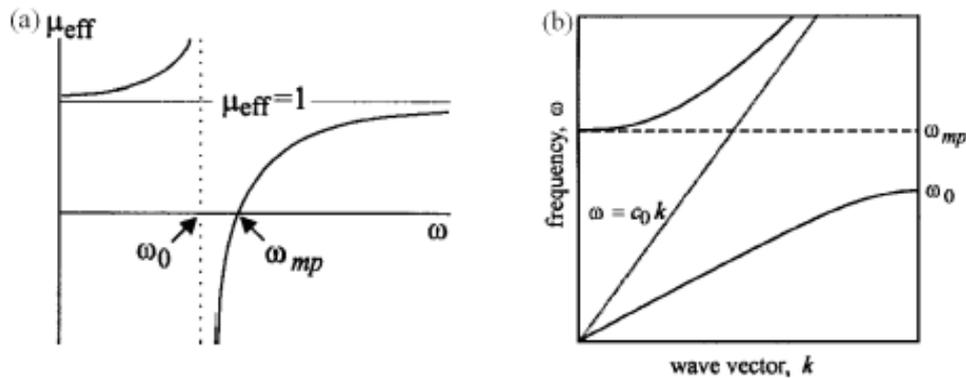


Figure I.15: (a) perméabilité effective magnétique de MNG medium. (b) diagramme de dispersion de MNG, où  $\mu_{eff}$  est négative dans la gamme de fréquence  $\omega_0 - \omega_{mp}$ . [43].

Sur la base du SRR circulaire, de nombreux SRR avec des topologies similaires ont été proposés. L'un d'eux est le complémentaire de SRR, le complémentaire résonateur en anneau fendu (CSRR) figure (I.12(b)). Dans ce cas, les anneaux formant le résonateur sont gravés sur une surface métallique. Il apparaît d'appliquer l'idée du principe de Babinet au SRR [44,45]. Selon ce principe, dans telles structures complémentaires, champs électriques et magnétiques, les courants et tension, et échanger leurs rôles. Cela se produit de telle manière que, idéalement, à la fois les structures ont la même fréquence de résonance, mais, contrairement au SRR, le CSRR représente des valeurs négatives de la permittivité diélectrique autour de sa résonance, ce qui peut être excité par moyen d'un champ électrique axial.

### I.5.2.1 Le principe de Babinet

La plupart des MMG proposés sont fabriqués à base des résonateurs d'anneaux fendus (SRR), ou à base des géométries semblables, pour avoir une perméabilité effective négative dans une certaine gamme de fréquence [46]. La constante diélectrique négative est généralement obtenue à partir d'une rangée de fils ou de plaques métalliques [47].

Récemment plusieurs circuits planaires unidimensionnels et bidimensionnels qui montrent le comportement main gaucher ont été proposés [48,49], certains d'entre eux utilisent le concept des (SRR) [50]. Le concept des (SRR) est basé sur le principe de Babinet. L'élément clé de ce nouveau concept est le résonateur complémentaire d'anneaux fendus (CSRR), l'image complémentaire du SRR.

### I.5.3 Complémentaire résonateur en anneau fendu

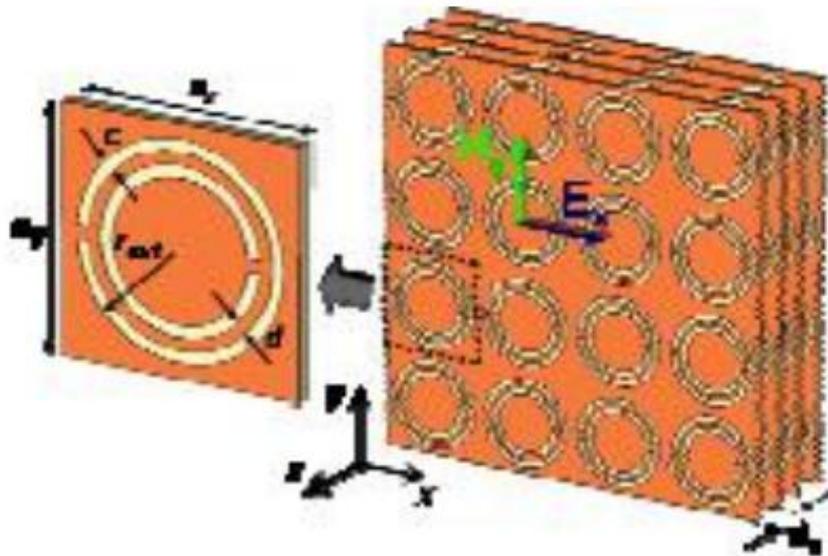


Figure I.16: Topologie de CSRRs et la pile,  $\vec{E}$  est parallèle au plan CSRRs[51].

En 2004, les CSRRs sont d'abord introduits par Falcone et al. [52]. Les CSRRs, une double contrepartie du SRR ou parfois appelé «fente split-résonateur en anneau», sont

constitués de fentes qui ont la même dimension que le SRR correspondant. Par le principe de la dualité, les propriétés des CSRRs sont en relation duelle avec les propriétés des SRR. Les SRR se comportent comme un dipôle magnétique ponctuel, alors que les CSRRs présentent un dipôle électrique ponctuel avec polarisation négative. Dans les CSRRs, le champ  $\vec{E}$  est appliqué parallèlement au plan des CSRRs afin de générer un fort dipôle électrique qui affecte la fréquence de résonance des CSRRs [53]. Les CSRRs, comme le montre la figure (I.16), peuvent être utilisés pour obtenir la permittivité effective négative d'un milieu. Les deux SRR et CSRRs présentent approximativement la même fréquence de résonance en raison de leurs dimensions partagées.

## I.6. APPLICATIONS

Les principaux domaines où l'on attend de nouveaux produits pouvant intégrer des composants ou des systèmes à base de MMG sont: les technologies de l'information et de la communication, le spatial, la défense et la sécurité, et les nanotechnologies.

### ■ Technologies de l'information et de la communication

Grâce à la possibilité de mieux contrôler et mieux maîtriser la propagation des ondes EM dans des matériaux de dimensions réduites, les MMG sont envisagés comme de réels candidats pour les applications microondes.

Les avantages escomptés de l'emploi des MMG sont:

- la miniaturisation des composants : composants physiquement petits mais électriquement grands comme par exemple les antennes de taille réduite de 1/10 (au moins) ayant des performances égales ou meilleures que celles des antennes conventionnelles, ce qui conduit à des réductions d'au moins d'un facteur 5 .

- un meilleur contrôle des paramètres de circuits d'adaptation large bande, des composants de déphasage et lignes de transmission préservant une linéarité de phase sur toute la bande de fonctionnement, ce qui correspond à 5 à 10 fois mieux que dans les composants conventionnels.
- une opération multi-bande ; composants multi-bandes dont les fréquences de fonctionnement peuvent être façonnées pour des applications spécifiques et ne sont pas limitées aux seules fréquences harmoniques multiples.

Les MMG sont envisagés dans :

- les composants passifs (substrats, super-substrats ou milieux intégrables) ;
- les composants actifs avec des possibilités de changement et de déplacement de la fréquence de fonctionnement et de la phase de l'onde transmise ou réfléchie (matériaux accordables).

Les exemples industriels sont fournis par :

- Rayspan Corporation ([[www.rayspan.com.technology](http://www.rayspan.com.technology)]) : cette société a développé un réseau d'antennes MIMO pour les applications du WiMax. Le vice-président de son département Recherche, un français diplômé de l'IETR, université de Rennes, indique que MMG ont permis de réduire d'un facteur 20 des antennes MIMO et de la taille des réseaux sans aucune perte de performance. Rayspan a montré la possibilité de réaliser :
  - des antennes espacées de moins de  $l/16$  avec un minimum de couplage ;
  - des longueurs d'antenne inférieures à  $l/10$  ;
  - des performances multi-trajets excellentes et des tolérances dans la bande des interférences ;
  - une facilité d'implantation robuste et à moindre coût.

- NetGearInc ([[www.netgear.com](http://www.netgear.com)]) est une autre société qui fournit des systèmes sans fils qui implantent la technologie d'antenne MMG développée par Rayspan (produit Netgear WNDR3300).
- L'industrie automobile japonaise est intéressée pour implanter MMG dans des antennes en bande W comme capteurs pour les systèmes de sécurité avant crash et de contrôle adaptatif dans les automobiles.

Les MMG sont, également, proposés comme composants et sous-systèmes dans des circuits microondes comme des filtres, des modulateurs et des lignes à retard. Des filtres et des antennes accordables à MMG sont répertoriés comme une technologie clé, nécessaire pour améliorer les systèmes RF des stations de base. En ce moment, la majorité des structures à MMG sont composées d'inclusions métalliques et diélectriques qui présentent des comportements pseudo-résonnants. La présence de métal et le comportement résonnant impliquent des mécanismes de pertes.

Aussi les efforts, à fournir, portent sur la réduction des pertes (utilisation de structures non résonnantes, par exemple), l'amélioration des facteurs de qualité en optimisant les résonateurs, l'augmentation de la bande et la recherche de mécanismes de contrôle simplifiés des composants actifs contrôlables. La recherche de nouveaux matériaux à base de MMG à distribution périodique de cellules élémentaires et à distribution aléatoire de ces mêmes cellules doit se prolonger pour arriver à des matériaux complexes à propriétés électromagnétiques contrôlées.

#### ■ Spatial

Les systèmes de communication par satellite sont demandeurs de composants à taille réduite. Les MMG peuvent fournir des possibilités avec des systèmes d'antennes miniaturisées avec des fonctionnalités augmentées et une réduction des coûts de fabrication.

D'ores et déjà, des prototypes utilisant des EBG (Electromagnetic Band Gap), existent et sont utilisés. Mais leurs dimensions restent du même ordre de grandeur que les systèmes conventionnels.

Les MMG devraient apporter des améliorations.

#### ■ Défense et sécurité

Les MMG doivent permettre de dépasser, d'une certaine manière, les limites inhérentes aux composants RF et microondes classiques qui sont pilotés par la longueur d'onde d'opération qui déterminent directement les dimensions de ceux-ci. Des études sont en cours dans le monde pour définir de nouveaux matériaux absorbants utilisant les MMG.

L'espoir réside essentiellement dans la réalisation de matériaux d'épaisseurs plus faibles en utilisant les différentes formes des SHI (Surface à Haute Impédance) ou les matériaux magnétiques artificiels. Un certain nombre de chercheurs se focalise même sur une « cape d'invisibilité » qui est pour l'instant un concept purement mathématique.

Les MMG peuvent, aussi, être utilisés pour contrôler les ondes térahertz (THz). Beaucoup de matériaux sont transparents aux ondes térahertz. Les substances chimiques formant les ingrédients de base de substances critiques (drogues, explosifs) ont une réponse caractéristique, type empreinte digitale, différente des matériaux transparents. Ces propriétés permettent de penser que l'imagerie THz sera, à terme, un outil pour les applications de diagnostic et de sécurité.

#### ■ Nanotechnologies

La réalisation de MMG aux fréquences du visible sert dans une grande gamme d'applications de l'optique: systèmes d'imagerie à très haute résolution. Dans l'avenir, il s'agira de convertir les systèmes d'imagerie (la lecture) en systèmes

d'écriture par utilisation de composants photoniques et électroniques à plus haute densité. Avec le développement des sources large bande térahertz (THz) d'intensité modérée, les signaux térahertz deviennent accessibles pour de nombreuses applications : de la physique de la matière condensée au biomédical, en passant par les techniques de fabrication et autres.

Cependant comme beaucoup de matériaux sont transparents aux signaux THz, les composants nécessaires pour utiliser les mégahertz n'existent pas ou ont des possibilités limitées (lentilles, filtres, modulateurs, détecteurs). Les technologies micro photoniques et nanoélectroniques devraient pouvoir apporter des solutions. Plusieurs propriétés de MMG répondent assez bien à ces exigences. Ils peuvent fonctionner jusqu'aux térahertz favorisant un couplage efficace entre les ondes térahertz et les structures à échelle réduite (très inférieure aux longueurs d'onde : nano à microstructures). Par ailleurs les MMG peuvent être définis comme des méta-surfaces dont la géométrie contrôle la propagation des ondes de surfaces.

## **I.7 CONCLUSION**

Depuis les années 2000, les matériaux « mains gauches » (LHM : Left Handed Materials) 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 MMG est constitué par l'association de deux 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  $\varepsilon$  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 le chapitre suivant nous nous intéresserons à l'étude des trois type de lignes de transmission métamatériaux qui servent à réaliser nos dispositifs métamatériaux

## II.1 INTRODUCTION

Les Lignes de transmission métamatériaux sont des lignes artificielles où des lignes composites main droite-gauche posés sur un hôte telles que les lignes de transmission micro-ruban ou guides d'ondes coplanaires chargés avec des éléments réactifs.

Leurs caractéristiques pertinentes, soit l'impédance ou la phase de ces structures propageant peuvent être contrôlées au-delà de ce qu'il est possible d'atteindre dans des lignes de transmission classiques. Ces lignes artificielles, anciennement proposées dans le début des années 2000[53-57], sont inspirées de MMT qui présente des propriétés similaires et, dans certains cas, fabriqués en utilisant des particules constitutives identiques [58,59]. Les lignes de transmission MMT sont des lignes artificielles avec des caractéristiques contrôlables. En outre, ces lignes artificielles peuvent être conçues pour exposer la propagation des ondes dans certaines bandes de fréquences dans les milieux LH. Ces lignes sont normalement mises en œuvre au moyen d'éléments réactifs localisés ou semi-localisés.

Étant donné que ces éléments sont électriquement petits, les conditions pour obtenir une homogénéité peuvent également être vérifié, c'est la petite période, comparativement par rapport à la longueur d'onde. Ce n'est que dans ces conditions, les termes des paramètres constitutifs efficaces  $\mu_{eff}$  et  $\varepsilon_{eff}$  sont étudiés. Cependant, l'homogénéité n'est pas une exigence fondamentale dans les lignes de transmission. En effet, l'homogénéité ne peut être atteinte dans une certaine région de la bande autorisée [53]. Du point de vue de la conception de circuits micro-ondes, les avantages des lignes de transmissions MMT adapté sur la miniaturisation et sur la possibilité de contrôler le diagramme de dispersion et impédance caractéristique, plutôt que sur l'homogénéité.

Ainsi, les lignes de transmissions MMT sont définies en tant que des lignes artificielles, constituées sur une ligne hôte chargée par des éléments réactifs, ayant des caractéristiques contrôlables. L'homogénéité n'est pas considérée comme une exigence pour ces lignes [60, 61].

Notez que selon cela, il n'est pas nécessaire pour un nombre minimum de cellules unitaires pour mettre en œuvre ces lignes artificielles. En effet, dans la plupart des cas, une seule cellule est considérée car cela réduit les dimensions de la ligne, comme on le verra plus tard.

En ce qui concerne la mise en œuvre des lignes de transmissions MMT, il existe deux approches principales: lignes LC-chargés ou des lignes de transmission duale [53-57, 62], et les approches de type résonance [58, 59]. Dans les lignes LC-chargés, proposé par Eleftheriades [54] et Caloz [53], l'élément-clé pour obtenir un milieu gauche se compose d'une ligne hôte chargée avec des capacités en série et des inductances en parallèle. Ces lignes peuvent être mises en œuvre en utilisant des éléments de charge localisées, ou, alternativement, au moyen de composants planaires semi-localisés tels que les condensateurs en série, condensateurs interdigitaux, trous d'interconnexion ou plan de masse.

Le type de résonance de ligne de transmission MMT peut être réalisé par le chargement d'une ligne hôte avec un SRR et les éléments inductifs en dérivation [63, 64], ou, alternativement, par le chargement d'une ligne hôte avec CSRRs et des éléments capacitifs en série [65-67]. Les deux lignes LC-chargés et le type de résonance de la ligne de transmission MMT présentent des caractéristiques similaires et le même diagramme de dispersion.

Les valeurs simultanément négatives de la perméabilité et de la permittivité effective moyenne pour les deux types d'approches de ligne main gauche se sont produites dans un intervalle de fréquence pour que les éléments réactifs dominent sur la section par la capacité et l'inductance de la ligne [53, 65, 66, 68]. Par conséquent, les deux types de lignes sont utiles pour l'application micro-onde et circuits à ondes millimétriques

Dans ce chapitre, les CSRRs une double contrepartie de SRR, sont formés pour montrer une dominance manuelle gauche dans les milieux de transmission planaires en gravant ces résonateurs dans le plan de masse de la ligne de transmission micro-ruban. En raison de la présence de CSRRs, l'inhibition de la propagation du signal soit donnée à une fréquence de résonance comme une bande étroite. Ce phénomène interprète la

permittivité effective négative du milieu. L'écart capacitif série est ajouté à la structure, afin d'obtenir la perméabilité négative ainsi qu'une bande passante avec la propagation des ondes gauchère [53 à 67].



Figure II.1: Topologie de (a) SRR et (b) CSRR .

Par conséquent, les lignes de transmission à base des SRRs et CSRRs agissent comme des structures sélectives en fréquence avec les dimensions de la maille élémentaire électriquement petites. La concentration de ce chapitre est basée sur l'analyse de la ligne de transmission micro-ruban unidimensionnels avec CSSR et SRR et leurs circuits équivalents comme une performance spécifique.

## II.2 DUAL APPROCHE DE LA LIGNE DE TRANSMISSION: MODELE EN CIRCUIT EQUIVALENT ET SES LIMITES

Basé sur le concept général de la ligne de transmission, les propriétés électromagnétiques fondamentales de MMGs et la réalisation physique de ces matériaux sont étudiés.

En raison des propriétés main droite RH inévitables sur la ligne de transmission qui se produisent naturellement dans MMGs pratiques, la structure CRLH TL est également analysée. L'étude de la ligne de transmission main gauche est expliquée dans l'écrit suivant ainsi que sa caractérisation. Ensuite, la conception et la mise en œuvre de la ligne de transmission CSRRs et leurs applications sont présentées.

### ➤ Analyse périodique de LH Line Modèle de transmission

L'analyse du modèle périodique de la ligne main gauche a été introduite par Eleftheriades [54]. Il suppose que les éléments chargés périodiques sont infinis. Dans

ce cas, les caractéristiques de dispersion du modèle ligne de transmission main gauche (LH) peuvent être calculées en appliquant l'analyse de la structure standard périodique pour les réseaux périodiques micro-ondes.

La matrice ABCD est utilisée pour décrire les caractéristiques de transmission d'un réseau à deux ports par des courants d'entrée et de sortie [53-69].

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Pour une onde se propageant à travers une ligne, la tension et le courant dans les cellules à  $(n+1)$  et  $(n)$  sont également apparentés.

$$V_{n+1} = V_n e^{-\gamma d} \quad (\text{II.2})$$

$$I_{n+1} = I_n e^{-\gamma d} \quad (\text{II.3})$$

Où  $\gamma$  est la constante de propagation et il a évalué comme

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (\text{II.4})$$

Où  $\alpha$  est la constante d'atténuation et  $\beta$  est la constante de propagation de phase. A partir des équations précédentes, on peut conclure que

$$\begin{bmatrix} A - e^{\gamma d} & B \\ C & D - e^{\gamma d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Ainsi, pour une solution non-triviale, l'équation caractéristique de (II.5) est

$$(A - e^{\gamma d})(D - e^{\gamma d}) - BC = 0 \quad (\text{II.6})$$

Faisant usage de la relation de réciprocité pour tout réseau passif à deux ports,

$$AD - BC = 1 \quad (\text{II.7})$$

En substituant les équations précédentes, la condition de propagation peut être écrite comme suit :

$$\cosh(\alpha d) \cos(\beta d) + j \sinh(\alpha d) \sin(\beta d) = 0.5(A + D) \quad (\text{II.8})$$

Ensuite, pour analyser la propagation d'un modèle très courte d'une ligne de transmission main gauche, le circuit planaire équivalent à une cellule unitaire est présenté. Le modèle de ligne de transmission main gauche possède une section d'une ligne de transmission de longueur  $d$  et chargé par une impédance série  $Z$ , et une admittance parallèle  $Y$ .

Pour une cellule faible perte le circuit équivalent est illustré à la figure(II.2).

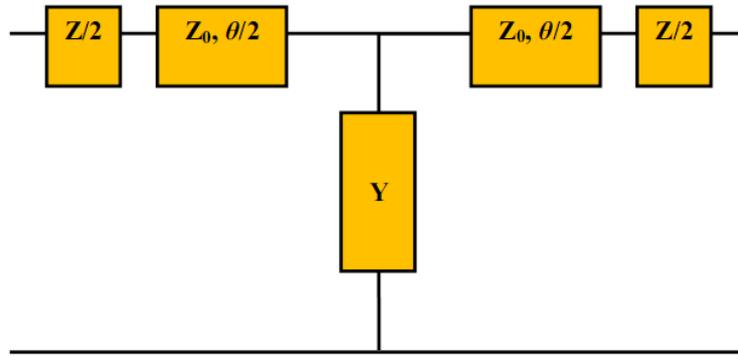


Figure II.2: Circuits équivalents pour une ligne de transmission main gauche de cellule périodique [53]

Dans l'analyse qui suit,  $Z, Z_0$  et  $Y$  représente respectivement l'impédance série, l'impédance caractéristique et l'admittance de dérivation,  $\theta$  est l'angle de propagation de la ligne de transmission. La longueur périodique des cellules est supposée très petite par rapport à la longueur d'onde guidée, sinon l'effet des éléments hôtes doit être compensé [54]. La matrice ABCD de la structure périodique est exprimée en cascade de trois sections deux de ports comme [53, 69].

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{Z}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) & jZ_0 \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \\ jY_0 \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) & \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) & jZ_0 \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \\ jY_0 \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) & \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{Z}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

On peut conclure que

$$A = \cos(\theta) + \frac{1}{2}ZY \cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right) + j\frac{1}{2}(Z_0Y + ZY_0)\sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (\text{II.10})$$

$$B = Z \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + Y \left( \left(\frac{Z}{2}\right)^2 \cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right) - Z_0 \sin^2\left(\frac{\theta}{2}\right) \right) +$$

$$j\frac{1}{2}\left(ZYZ_0 + 2Z_0 + 2\left(\frac{Z}{2}\right)^2 Y_0\right)\sin(\theta) \quad (\text{II.11})$$

$$C = Y \cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right) + jY_0 \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (\text{II.12})$$

$$D = A \quad (\text{II.13})$$

Où  $Z_0$  et  $Y_0$  sont l'impédance et l'admittance caractéristique de la transmission de hôte, respectivement, et  $\theta$  est l'angle de propagation de la ligne de transmission hôte étant donné par :

$$\theta = \beta d \quad (\text{II.14})$$

Où  $\beta$  est la constante de propagation d'onde le long de la ligne de transmission et  $d$  est la longueur de ligne de transmission.

De (II.8) et (II.10) à (II.13), la condition de propagation peut s'écrire :

$$\cosh(\alpha d) \cos(\beta d) + j \sinh(\alpha d) \sin(\beta d) = \cos(\theta) + \frac{1}{2}Z_L Y_L \cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right) +$$

$$j\frac{1}{2}(Z_0 Z_L + Y_0 Y_L)\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)$$

$$(\text{II.15})$$

Pour le critère de propagation donnée lorsque  $\alpha = 0$ ,  $\beta \neq 0$ , l'équation de dispersion est :

$$\cos(\beta d) = \cos(\theta) + \frac{1}{2}Z_L Y_L \cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right) + j\frac{1}{2}(Z_0 Z_L + Y_0 Y_L)\sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (\text{II.16})$$

## II.2.1 Ligne de transmission **main gauche**

### II.2.1.1 Principe de **la ligne de transmission gaucher**

La duale de la ligne de transmission classique est utilisée pour analyser l'approche de la ligne de transmission MMG, dont le circuit équivalent est illustré sur la figure(II.3). En comparant avec la ligne transmission main droite (RH), les lignes main gauche (LH) est compose des inductances/capacité avec l'inversant des dispositions série/parallèle.

La ligne de transmission présente évidemment une bande des fréquences passe-bas dans la nature, tandis que la ligne de transmission LH présente une bande passe-haut [53].

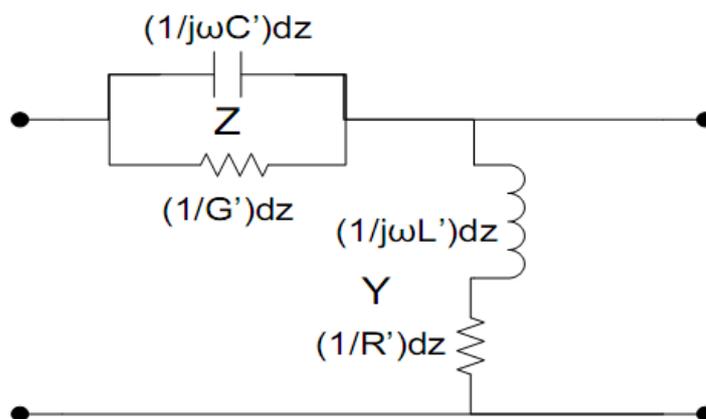


Figure II.3: Le modèle de circuit de ligne de transmission LH par unité de longueur [53].

Le nombre d'onde  $\gamma(\omega)$  d'une telle ligne est la dérivée d'impédance par unité de la longueur.

$$Z' = Z/dz = (G' + j\omega C')^{-1} \text{ est l'admittance } Y' = Y/dz = (R' + j\omega L')^{-1}$$

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) = \sqrt{Z'Y'}$$

$$= \sqrt{(G' + j\omega C')^{-1}(R' + j\omega L')^{-1}} \quad (\text{II.17})$$

$$\alpha(\omega) = \frac{\sqrt{\frac{1}{2}[\sqrt{(R'G' - \omega^2 L'C')^2 + \omega^2(L'G' + R'C')^2} + (R'G' - \omega^2 L'C')]}{\sqrt{(R'G' - \omega^2 L'C')^2 + \omega^2(L'G' + R'C')^2}} \quad (\text{II.18a})$$

$$\beta(\omega) = \frac{\sqrt{\frac{1}{2}[\sqrt{(R'G' - \omega^2 L'C')^2 + \omega^2(L'G' + R'C')^2} - (R'G' - \omega^2 L'C')]}{\sqrt{(R'G' - \omega^2 L'C')^2 + \omega^2(L'G' + R'C')^2}} \quad (\text{II.18b})$$

Où  $G', R', C', L'$  sont les valeurs par quantités d'unité de longueur.

Les équations (II.18a) et (II.18b) indique le facteur d'atténuation  $\alpha(\omega)$  et le facteur de propagation  $\beta(\omega)$  lorsque le signe négatif de  $\beta(\omega)$  présente une vitesse de phase négative et sa non-linéarité indique une dispersion de fréquence. En outre, l'impédance caractéristique de la ligne est donnée par :

$$Z_c(\omega) = \sqrt{Z'/Y'} = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (\text{II.19})$$

Dans le cas sans perte, les équations (II.18a) et (II.18b) se réduisent à :

$$\alpha = 0 \quad (\text{II.20a})$$

$$\beta(\omega) = -\frac{1}{\omega\sqrt{L'C'}} \quad (\text{II.20b})$$

Le  $(\omega - \beta)$  montre le diagramme de dispersion représenté sur la figure(II.4) avec la phase hyperbolique antiparallèle et la vitesse de groupe qui indiquent la main gauche [53].

$$v_p = -\omega^2\sqrt{L'C'} \quad \text{et} \quad v_g = +\omega^2\sqrt{L'C'} \quad \text{et} \quad (\text{II.21})$$

L'impédance caractéristique devient simplement  $Z_c = \sqrt{L'/C'}$ , tandis que le retard de

groupe sera alors :

$$\tau_p = -\frac{d\varphi}{d\omega} = +\frac{d(\beta p)}{d\omega} = \frac{p}{\sqrt{L'C'}} \cdot \frac{1}{\omega^2} \quad (\text{II.22})$$

Où  $p$  représente la longueur physique de la ligne, Le retard de groupe est sous la forme de la relations  $\frac{1}{\omega^2}$ . La dépendance, indiquant la dispersion devient de plus en plus grande lorsque la fréquence diminue. En considérant l'équation (II.21), la multiplication de  $v_p \cdot v_g = -\omega^2(L'C')$ .

La figure (II.4) montre le diagramme de dispersion de la ligne de transmission purement LH et purement RH.

La zone LH est illustrée sur la zone de dispersion négative (rouge), tandis que la zone RH est présentée sur la dispersion positive (bleu).

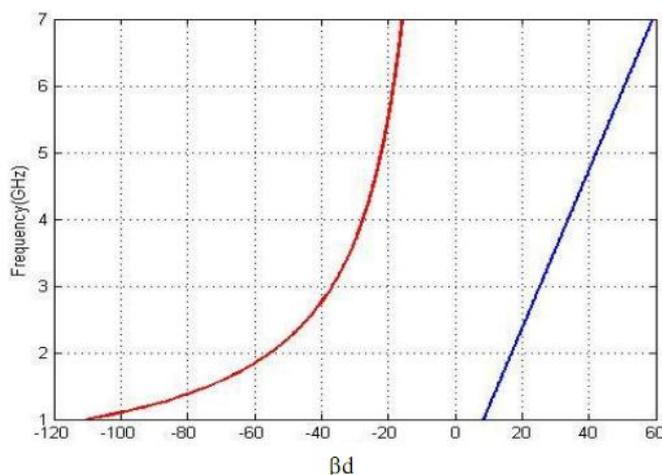


Figure II.4: La variation  $\omega(\beta)$  dans les lignes de transmission purement LH (rouge) et RH (bleu).

Dans la nature, en raison de l'effet parasite inévitable de l'inductance série et la capacité en dérivation, la dispersion de la contribution PRH est augmentée avec la fréquence. À partir de diagramme de dispersion, la propagation de l'onde arrière est présente le long de la ligne gauche ainsi que présente des valeurs négatives (ligne rouge). Dans cette gamme, la ligne devient une dispersion d'onde arrière opposé du cas de LT RH classique ce que peut être prédite en bande de dispersion positive (ligne bleue).

### II.2.1.2 Paramètres de matériau équivalent

Les deux valeurs de  $\mu(\omega)$  et  $\varepsilon(\omega)$  des matériaux main gauche (LH) peuvent être tirés de l'analogie entre la solution d'onde plane en matériau homogène (équations de Maxwell), ainsi que l'onde le long de la ligne de transmission LH (équations LT). Dans la ligne de transmission main droite (RH), l'impédance et l'admittance du matériau sont supposés  $Z' = j\omega\mu$  et  $Y' = j\omega\varepsilon$ , respectivement, qui ont été modifiés pour  $Z' = 1/(j\omega C')$  et  $Y' = 1/(j\omega L')$  dans la ligne de transmission LH comme indiqué dans les équations (II.23a) et (II.23b)

$$-\frac{1}{\omega C'} = \omega\mu \rightarrow \mu(\omega) = -\frac{1}{\omega^2 C'} < 0 \quad (\text{II.23a})$$

$$-\frac{1}{\omega L'} = \omega\varepsilon \rightarrow \varepsilon(\omega) = -\frac{1}{\omega^2 L'} < 0 \quad (\text{II.23b})$$

Ces équations ci-dessus montrent à la fois la forme négative de  $\mu$  et  $\varepsilon$  dans un MMG avec la dispersion relative de fréquence en fonction de  $\frac{1}{\omega^2}$ .

Même si un tel matériau ne semble pas exister dans la nature, il pourrait être réalisé artificiellement comme MMT utilisant des implants appropriés, comme dans les récentes tentatives [53-57]. Ce n'est qu'à l'apparition de la dispersion de fréquence, les valeurs négatives simultanées de  $\varepsilon$  et  $\mu$  peuvent être réalisées. Il peut être conclu que les MMGs avec les paramètres constitutifs de dispersion donnée par les équations (II.23a) et (II.23b) satisfont aux conditions d'entropie généralisée pour un milieu dispersif [53], illustré ci-dessous

$$\frac{\partial[\omega\mu(\omega)]}{\partial\omega} = \frac{1}{C'\omega^2} \quad \text{et} \quad \frac{\partial[\omega\varepsilon(\omega)]}{\partial\omega} = \frac{1}{L'\omega^2} > 0 \quad (\text{II.24})$$

Ensuite, l'indice de réfraction est obtenu en prenant la racine carrée du produit de (II.23a) et (II.23b),

$$k = \sqrt{Z'Y'} = \sqrt{(j\omega\mu)(j\omega\varepsilon)}/j = +\omega\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}/c_0 \quad \text{pour onde plane}$$

$$\text{pour } \beta = -\frac{1}{(\omega\sqrt{L'C'})}$$

$$\eta = \frac{\omega}{c_0} \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} = -\frac{1}{\omega \sqrt{L' C'}} \quad (\text{II.25})$$

Cette dernière équation confirme la valeur négative de  $\eta(\omega)$  associée à la reprise de la loi de Snell à l'interface.

### II.2.2 La théorie du CRLH

Dans cette section, l'approche de la ligne de transmission MMT CRLH sera discutée. On peut montrer le modèle de circuit équivalent de ligne de transmission équivalent homogène CRLH présenté dans la figure (II.5). Pour plus de simplicité, le seul cas qui sera analysé c'est ligne de transmission sans perte [53, 69].

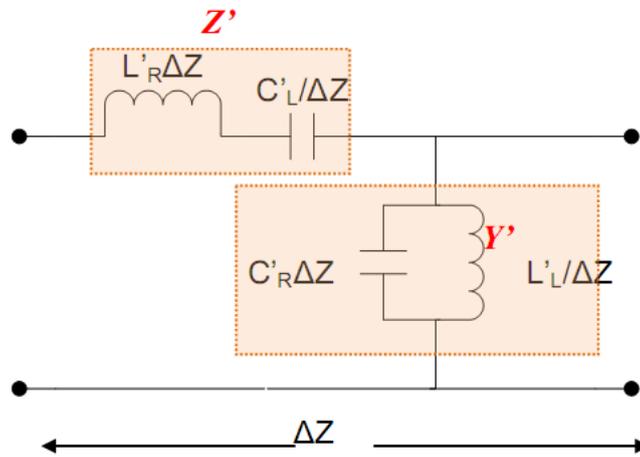


Figure II.5: Modèle de circuit équivalent d'une LT CRLH homogène [53].

#### ➤ Cas homogène

Le modèle homogène d'une ligne de transmission sans perte CRLH montrée dans la figure (II.5) est constitué d'une inductance  $L'_R$  en série avec une capacité  $C'_L$  et une capacité  $C'_R$  en parallèle avec une inductance  $L'_L$ .

La constante de propagation d'une ligne de transmission est donnée par  $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'}$ , où  $Z'$  et  $Y'$  sont l'impédance et d'admittance par longueur d'onde respectivement.  $Z'$  et  $Y'$  de ligne de transmission CRLH sont définis par :

$$Z'(\omega) = j \left( \omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L} \right) \quad (\text{II.26})$$

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

Ainsi, la relation de dispersion pour un groupe homogène d'une ligne de transmission CRLH est :

$$\beta(\omega) = s(\omega) \sqrt{\omega^2 L'_R C'_R + \frac{1}{\omega^2 L'_L C'_L} - \left( \frac{L'_R}{L'_L} + \frac{C'_R}{C'_L} \right)} \quad (\text{II.27})$$

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{if } \omega < \omega_{\tau 1} = \min \left( \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}}, \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \right) \\ +1 & \text{if } \omega < \omega_{\tau 2} = \max \left( \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}}, \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \right) \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

L'équation(II.27) de constante de phase  $\beta$  peut être écrite sous la forme purement réelle ou purement imaginaire qui est sur le signe de radicande. Dans la gamme de fréquence ou  $\beta$  est purement réel, une bande passante est présent depuis  $\gamma=j\beta$ . Bien qu'une bande d'arrêt se produit dans la plage de fréquences où  $\beta$  est purement imaginaire puisque  $\gamma=\alpha$ .

Cette bande d'arrêt est une caractéristique unique de la ligne de transmission CRLH, qui n'est pas clairement présenté pour les lignes purement droitières (PRH) et purement gauchères (PLH). Dans les lignes de transmission CRLH, les caractéristiques de ligne LH présente à des fréquences inférieures et les propriétés de ligne RH à des fréquences plus élevées.

D'après le diagramme de dispersion, la vitesse de groupe  $v_g$  et la vitesse de phase  $v_p$  de ces lignes de transmission peuvent être extraites.

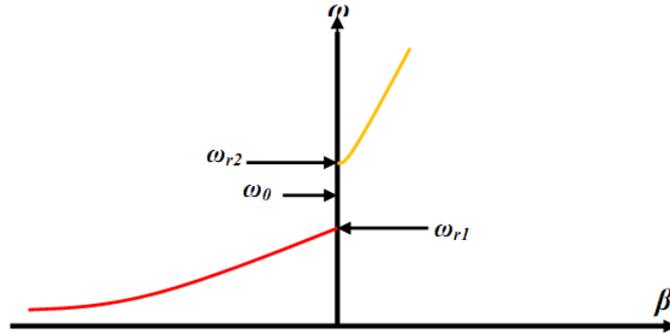


Figure II.6:  $(\omega-\beta)$  le diagramme de dispersion d'une LT CRLH [53].

Considérant ce diagramme, il est constaté que dans une ligne de transmission PRH,  $v_g$  et  $v_p$  sont parallèles ( $v_g v_p > 0$ ), tandis que dans la ligne de transmission PLH,  $v_g$  et  $v_p$  sont antiparallèles ( $v_g v_p < 0$ )

En conclusion, la ligne de transmission CRLH aux régions LH ( $v_g v_p < 0$ ) et RH ( $v_g v_p > 0$ ). Par ailleurs, la figure (II.6) illustre également la bande d'arrêt qui se produit lorsque  $\gamma$  est purement réel pour une ligne de transmission CRLH. Dans le cas de résonances série et parallèle sont égaux de la ligne de transmission CRLH ce qui est appelé le cas équilibrée, ce qui est montré dans l'équation (II.29)

$$L'_R C'_L = L'_L C'_R \quad (II.29)$$

Cela signifie que la LH et la contribution de RH sont exactement équilibrées, montré à la figure (II.7).

L'adaptation d'impédance est obtenue à la fréquence où l'impédance Bloch coïncide avec l'impédance de référence des entrées, tandis que la mise en correspondance de phase se produit lors de ces fréquences pour lesquelles le décalage de phase de la structure est un multiple de  $\pi$ .

### II.3CSRRS TYPE RESONANT DE LIGNE DE TRANSMISSION MMT: TOPOLOGIE, SON CIRCUIT EQUIVALENT ET SYNTHESE

La mise en œuvre de l'approche de type résonnant peut utiliser des CPW et micro technologies de ligne de transmission. Les particules de CSRRs sont gravés

dans le plan du masse, en dessous de la bande conductrice de telle sorte que les CSRRs peuvent être excités par un champ électrique variant dans le temps du signal quasi-TEM qui se propage dans la ligne, tandis que le champ magnétique variant dans le temps est appliqué parallèlement au plan de la particule CSRRs[67, 70]. La topologie d'un CSRRs cellulaires peut être analysée par les éléments localisés équivalent.

Le modèle T-circuit illustré dans la figure(II.7) ne tient pas compte des pertes inter-couplage des résonateurs. Le modèle est validé dans le cas de la petite taille électrique de CSRRs.

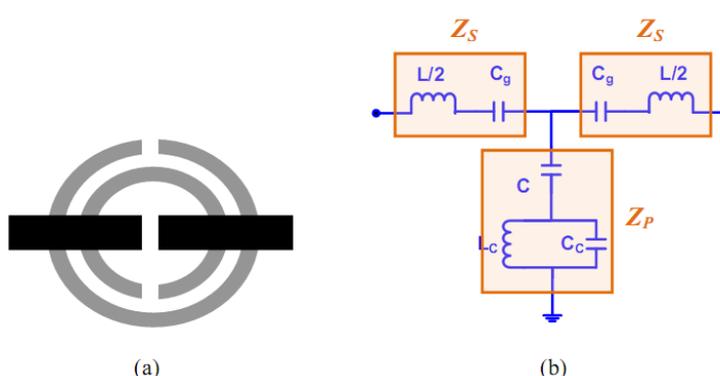


Figure II.7: (a)Cellule de base de la ligne de transmission à base de CSRRs la métallisation supérieure est représentée en noir, les zones de fentes du plan de masse sont présentées en gris(b) le modèle de circuit équivalent, [71].

Ces résonateurs sont extraits de circuit de résonance parallèle l'inductance  $L_c$  et la capacité  $C_c$ [71-75], alors que le couplage avec la ligne hôte est modélisé par la capacité  $C$ . Les écarts séries sont gravés au-dessus de CSRR pour améliorer le couplage ligne-à-CSRRs qui sont remplacés par la capacité  $C_g$ . L'impédance de la série doit être dominée par  $C_g$  pour atteindre l'état gauche. Afin de simplifier l'analyse du circuit équivalent, l'inductance de la ligne  $L$  est négligeable. Normalement,  $L$  ne peut être omis pour décrire la structure précise. Ces paramètres seront utilisés pour modéliser l'unité de la structure de la cellule CSRRs pour obtenir certains objectifs spécifiques [72-73].

L'étude du déphasage de la cellule élémentaire et l'impédance Bloch, comme indiqué dans les équations (II.30) et (II.31), confirme l'effet très dispersif de la structure:

$$\cos \varnothing = 1 + \frac{Z_s(j\omega)}{Z_p(j\omega)} \quad (\text{II.30})$$

$$Z_B = \sqrt{Z_s(j\omega)[Z_s(j\omega) + 2Z_p(j\omega)]} \quad (\text{II.31})$$

Où  $Z_s$  et  $Z_p$  sont l'impédance série et parallèle du modèle T-circuit équivalent montrée sur la figure (II.7), respectivement.

Le  $Z_B$  et  $\varnothing$  sont les caractéristiques électriques de lignes main gauche artificiels par la approche résonant CSRRs, où doit mettre comme condition  $\varnothing = \beta l$ ,  $\beta$  est la constante de phase pour les ondes de Bloch à la fréquence de fonctionnement, tandis que  $l$  est la période de la structure.

Par conséquent, la structure présente un comportement passe-bande avec la propagation des ondes vers l'arrière dans la bande autorisée à partir de l'analyse des équations(II.30) et(II.31). La flexibilité des lignes artificielles dépend de ces quatre paramètres( $Z_s, Z_p, Z_B$  et  $\varnothing$ ).

L'analyse de la limitation de ces paramètres du circuit est décrite comme suit. Afin d'obtenir la limite de cette bande de transmission de ligne main gauche LH,  $Z_B$  ou  $\varnothing$  doivent d'être des nombres réels ou des valeurs positives pour que l'exécution physique est possible selon :

$$f_L = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_c \left( C_c + \frac{4}{C_g + C} \right)}} \quad (\text{II.32})$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c C_c}} \quad (\text{II.33})$$

$f_L$  et  $f_H$  représentent la fréquence inférieure et supérieure de l'intervalle de la bande passante, respectivement.

A ces fréquences, la phase et l'impédance de Bloch prennent des valeurs extrêmes, par exemple;  $Z_B \rightarrow \infty$  et  $\varnothing = 0$  à  $f_H$ , alors que  $Z_B = 0$  et  $\varnothing = \pi$  au  $f_L$ . Plus la bande passante est large,  $f_L$  et  $f_H$  doivent être mis en dehors de la fréquence de coupure ( $f_c$ )

autant que possible. L'analyse des limites intrinsèques de la largeur de bande de fonctionnement est décrite ci-dessous; A partir des équations (II.32) et (II.33), la valeur de la capacité de l'écart de série peut être déduite par :

$$C_g = \frac{1}{2\omega_c Z_c} \sqrt{\frac{1+\cos\phi_c}{1-\cos\phi_c}} \quad (\text{II.34})$$

Où les autres paramètres peuvent être extraits à l'aide équations (II.30) à (II.33); comme suit :

$$L_c = \frac{Z_c}{2} = \sqrt{\frac{1+\cos\phi_c}{1-\cos\phi_c} \frac{\omega_c}{\omega_H^4} \frac{(\omega_H^2 - \omega_L^2)(\omega_H^2 - \omega_c^2)}{(\omega_c^2 - \omega_L^2)}} \quad (\text{II.35})$$

$$C_c = \frac{1}{L_c \omega_H^2} \quad (\text{II.36})$$

$$C = \frac{2\omega_H^2(\omega_c^2 - \omega_L^2)\sqrt{1-\cos^2(\phi_c)}}{Z_c \omega_c [\omega_c^2(1+\cos\phi_c)(\omega_H^2 - \omega_L^2) - 2\omega_H^2(\omega_c^2 - \omega_L^2)]} \quad (\text{II.37})$$

Où  $\omega_L = 2\pi f_L$  et  $\omega_H = 2\pi f_H$ . A partir des équations (II.35) à (II.37), les valeurs de  $C_g$ ,  $L_c$  et  $C_c$  devrait être positif pour fournir l'état de  $\omega_L < \omega_c < \omega_H$ . A partir des pulsations angulaires C peut être négatif, la bande passante opérationnelle est limitée par C qui doit posséder un nombre réel positif comme le montre la condition :

$$1 + \cos\phi_c > 2 \frac{\omega_H^2(\omega_c^2 - \omega_L^2)}{\omega_c^2(\omega_H^2 - \omega_L^2)} \quad (\text{II.38})$$

La valeur de la pulsation angulaire de travail,  $\omega_c$ , et la phase,  $\phi_c$ , seulement limitent la gamme des pulsations  $\omega_L$  et  $\omega_H$ . Lors la phase  $\phi_c = \frac{\pi}{2}$ , suivant cette règle, en négligeant le paramètre L, les limites intrinsèques pour  $\omega_L$  et  $\omega_H$  sont  $1/\sqrt{2}\omega_c < \omega_L < \omega_c$  et  $\omega_H > \omega_c$ , qui ne pourrait pas possible pour l'application physique.

Ainsi, à la fréquence de fonctionnement, la possibilité de contrôler la phase et l'impédance de la ligne d'une structure de cellule unique sera analysée plus loin.

Un autre point de fréquence, où la seconde bande autorisée (droitier) démarre, est la fréquence  $f_c$  de fonctionnement

A la fréquence de fonctionnement, la variation de phase peut être représenté par  $\theta_c = \theta(f_c)$  et l'impédance d'image est  $Z_c = Z_B(f_c)$ . Ces fréquences sont données par les expressions suivantes:

$$f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c(C+C_c)}} \quad (\text{II.39})$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_g}} \quad (\text{II.40})$$

Afin d'extraire les paramètres lors de la fréquence de résonance des CSRRs, la condition de l'admittance de dérivation a été forcée, tandis que l'impédance du port d'entrée est réglée par adjonction de l'impédance de sortie ( $50\Omega$ ), et l'impédance réactive de la  $L$  et  $C_g$ .

En utilisant les équations(II.33), (II.39) et(II.40), les trois éléments de la réactance parallèle peuvent être extraits.

Parce que l'inductance de la ligne,  $L$ , ne peut pas être négligeable, le  $C_g$  doit être considéré comme une capacité efficace en utilisant la simulation du modèle de circuit équivalent. On note d'après les équations précédentes que la bande passante est limitée par les valeurs réalisables de  $C$  et  $C_g$  et il est impossible d'obtenir simultanément les bandes de transition abrupte au niveau des bords inférieur et supérieur de la bande LH, en outre, l'ondulation dans la bande est attendu comme conséquence de la périodicité.

Bien que la fréquence de zéro de transmission est forcée à être plus près du bord inférieur de la bande, l'écart de capacité  $C_g$  doivent être fortement très grand par rapport la capacité de couplage  $C$ .

En conséquence, l'apparition d'un filtre très sélectif est prévue au niveau du bord inférieur de la bande.

En référence aux équations (II.32) et (II.33), il apparaît que la bande passante dépend des valeurs de  $C_g$  et  $C$ , et il est difficile de concevoir des structures à large bande(ou même modérée) [74].

## II.4 SIMULATION NUMERIQUE DE METAMATERIAUX PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS

Jusqu'à présent nous avons explicité les outils analytiques destinés à modéliser nos métamatériaux. Ces théories ont toutes leurs limites et afin de déterminer leurs domaines de validité, nous avons aussi étudié nos systèmes par des méthodes numériques. Pour cela, nous avons utilisé le logiciel commercial d'éléments finis de la société Ansys HFSS (<http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>). Ces simulations numériques sont très largement utilisées dans la communauté des métamatériaux puisqu'elles font office d'expérience virtuelle en approximant numériquement la solution physique des équations de Maxwell. Ainsi, des effets physiques souvent ignorés dans les méthodes analytiques (tel que l'effet du champ proche ou des moments multipolaires d'ordres élevés) sont présents dans ce type de calcul numérique. Dans cette partie, nous expliquerons tout d'abord la méthode des éléments finis et comment nous l'avons utilisée avec le logiciel HFSS®. Nous aborderons ensuite les différentes méthodes d'extraction des paramètres effectifs des structures étudiées (permittivité, perméabilité, etc . . .) et les problèmes qui en découlent.

### II.4.1 Le logiciel HFSS

Il existe une grande variété de codes d'éléments finis, mais on peut en distinguer deux catégories, les codes généralistes et les codes spécialisés. Les premiers permettent de résoudre n'importe quel Système d'EDP mais ne sont pas optimisés au point de vue des ressources informatiques mises en jeu. Les codes spécialisés permettent, quant à eux, de résoudre de manière optimisée les EDP d'un système particulier : dans notre cas, nous utilisons le code spécialisé HFSS®. HFSS, abréviation de « High Frequency Structure Simulator », est un logiciel commercial d'éléments finis de la société Ansys. L'équation différentielle (II.40) résolue par son code d'éléments finis est l'équation d'onde suivante :

$$\Delta \times [\mu_r^{-1} \Delta \times E] - k_0^2 \epsilon_r E = 0 \quad (\text{II.40})$$

Il s'agit d'un code fréquentiel car cette équation doit être résolue pour chaque valeur de  $k_0 = 2\pi\nu/c$ , directement reliée à la valeur de la fréquence  $\nu$ . Ce code est

tridimensionnel et produit un maillage tétraédrique adaptatif. La résolution par éléments finis de ces structures, associée à un calculateur intégré permet la visualisation des différents champs et grandeurs physiques.

La simulation de structures infinies est rendue possible grâce à l'utilisation de conditions aux limites « perfect E » et « perfect H » proposées par HFSS® sur les surfaces de la cellule unitaire, dans les directions  $x$  et  $y$ . Ces conditions miment respectivement des conducteurs électriques et magnétiques parfaits, et par conséquent les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  sont respectivement normaux à ces plans. On peut d'autre part exploiter les symétries au sein de la cellule unitaire du cristal : en effet, on sait d'après les lois de l'électrostatique et de la magnéto-statique, que le champ  $E$  est normal à tout plan d'antisymétrie électrique et tout champ  $\vec{H}$  est normal aux plans de symétrie magnétique. En plaçant donc les conditions aux limites « perfect E » et « perfect H » de manière appropriée sur les plans de symétries et d'antisymétrie de la cellule unitaire, on peut ainsi à la fois simuler la périodicité du réseau et réduire la taille de la région simulée. Nous avons la plupart du temps utilisé le mode « wave-port excitation » qui permet d'exciter la structure, ainsi que de déterminer sa transmission et sa réflexion [76]. Ce mode d'excitation simule un guide d'onde semi-infinies, dont la section transversale est celle délimitée par la surface dessinée, faisant office de source ou de récepteur de la structure tridimensionnelle. Cependant, les guides d'ondes ne sont pas TEM, et il nous faut donc, pour rendre l'onde plane en entrée, choisir de manière appropriée les conditions aux limites en contact avec le « wave-port » (perfect  $E$  perfect  $H$ ). Dans cette configurations, l'onde plane entre avec une incidence normale sur la structure ; il n'est pas possible de changer l'angle d'incidence, car les conditions aux limites employées ne seraient alors plus valides.

#### II.4.2 Extraction des paramètres effectifs

Dans nos travaux, nous nous intéressons tout particulièrement aux paramètres effectifs des structures étudiées (indice, perméabilité, permittivité, etc.). Ces paramètres effectifs doivent être extraits à partir des coefficients de réflexion et transmission complexes de la lame de matériau composite simulée avec HFSS. Avec

le mode d'excitation en incidence normale expliqué ci-dessus, ces coefficients de réflexion et transmission se présentent sous la forme de paramètres S, avec  $S_{11}$  le coefficient de réflexion et  $S_{21}$  le coefficient de transmission :

$$S_{11} = M_{11}e^{-i\varphi_{11}} \quad (\text{II.41})$$

$$S_{21} = M_{21}e^{-i\varphi_{21}} \quad (\text{II.42})$$

où  $M_{11}, M_{21}, \varphi_{11}, \varphi_{21}$  sont respectivement les modules et les phases de la réflexion et de la transmission. La procédure classique pour effectuer l'extraction des paramètres effectifs à partir des coefficients de réflexion et transmission, est connue sous le nom de méthode de Nicolson-Ross-Weir (NRW) [77, 78]. Elle fut utilisée dans le cadre des métamatériaux pour la première fois dans [79] et, à ce jour, c'est de loin la procédure la plus utilisée pour l'extraction des paramètres effectifs de milieux composites.

#### II.4.2-a Extraction par la méthode de Nicolson-Ross-Weir

Principe de la méthode La méthode de Nicolson-Ross-Weir (NRW) est basée sur l'inversion des formules de Fresnel des coefficients de réflexion et transmission en onde plane pour des couches de milieux continus, et permet ainsi d'extraire l'indice  $n_{eff}$  et l'impédance  $z_{eff}$  d'un milieu composite à partir d'une simulation ou d'une expérience [77, 78]. Elle n'est valide qu'en incidence normale. Cette méthode a été appliquée en premier dans le contexte des métamatériaux par Smith et al. [79]. Sa validité est soumise aux conditions suivantes : pour pouvoir assigner un indice à un matériau, il faut qu'un seul mode propagatif existe dans celui-ci à la fréquence considérée. L'extraction de paramètres effectifs, n'est possible que dans le cas où la longueur d'onde incidente est très supérieure aux tailles et aux distances entre les constituants élémentaires du milieu composite.

La méthode NRW est simplement basée sur le calcul classique d'interférence donnant la transmission et la réflexion d'une couche de matériau en fonction de son indice (effectif), de son impédance (effective) et son épaisseur. En inversant ces formules, on déduit les valeurs  $n_{eff}$  et  $z_{eff}$  en fonction de l'épaisseur de la couche simulée à du coefficient de transmission  $t' = S_{21}$  et de réflexion  $r = S_{11}$  [79] :

$$Re(n_{eff}) = \pm Re\left(\frac{\arccos\left(\frac{1}{2t'}[1-(r^2-t'^2)]\right)}{kd}\right) + \frac{2\pi m}{kd} \quad (\text{II.43})$$

$$Im(n_{eff}) = \pm Im\left(\frac{\arccos\left(\frac{1}{2t'}[1-(r^2-t'^2)]\right)}{kd}\right) \quad (\text{II.44})$$

$$z_{eff} = \pm \sqrt{\frac{(1+r)^2-t'^2}{(1-r)^2-t'^2}} \quad (\text{II.45})$$

Où m un entier.

Grâce à l'argument physique de passivité, qui, avec la convention  $e^{-i\omega t}$  se résume à  $Im(n_{eff}) > 0$  et  $Re(z_{eff}) > 0$ , on peut lever l'ambiguïté sur le signe de (II.43) et (II.44). Le choix de l'entier m est plus subtil et peut mener à des ambiguïtés dues au choix de la branche à retenir de la fonction arccos prise dans le plan complexe. Ces ambiguïtés peuvent amener à l'obtention d'un indice présentant des artefacts sous forme de sauts discontinus, a priori dépourvus de sens (figure (II.8)). Dans nos travaux, pour remédier à cela, nous avons développé une procédure numérique nous permettant d'identifier automatiquement la branche adéquate. L'idée est qu'à chaque saut discontinu dans l'indice brut, on doit déterminer quelle nouvelle branche doit être adoptée pour assurer la continuité de l'indice.

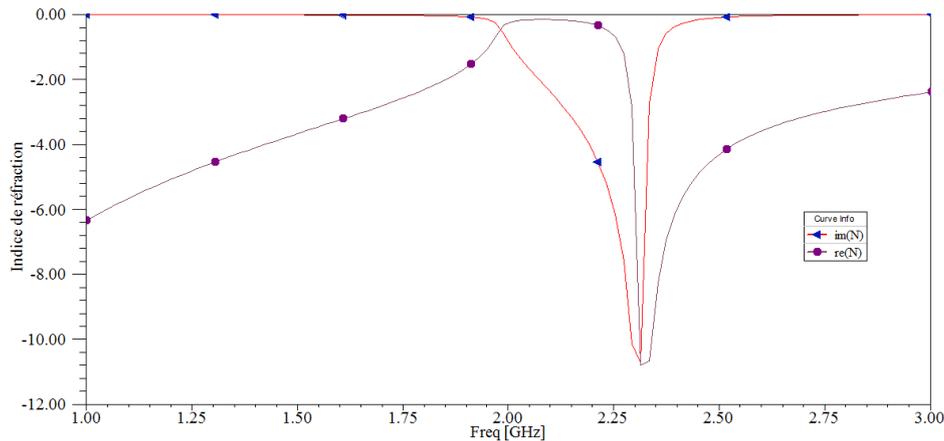


Figure II.8 : Extraction de l'indice effectif à partir des paramètres S utilisant les formules (II.43,II.44)

Notre analyse mathématique développée en annexe montre que le choix de la nouvelle branche en fonction de l'ancienne est univoque. En revanche, il est toujours nécessaire de faire «manuellement » un choix pour la première branche sur laquelle démarrer l'extraction à basse fréquence. Ce choix peut parfois revêtir un certain arbitraire (. . . et il nous a été donné de noter quelques erreurs flagrantes d'extraction dans la littérature dues à ce point précis). Dans notre cas de matériaux résonants, ce choix est guidé par le fait qu'à basse fréquence, loin de toute résonance, les paramètres effectifs doivent rejoindre une valeur constante ou quasi-constante (ainsi, dans le cas de matériaux constitutifs non-magnétiques, les perméabilités magnétiques  $\mu_{eff}$  extraites doivent rejoindre la valeur  $\mu_{eff} = 1$ . À partir de l'indice et de l'impédance effectifs, on peut également obtenir les paramètres effectifs  $\varepsilon_{eff}$  et  $\mu_{eff}$  à l'aide des formules :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{n_{eff}}{Z_{eff}}, \quad (II.46)$$

$$\mu_{eff} = n_{eff}Z_{eff} \quad (II.47)$$

Limitations de la méthode NRW Ainsi que nous l'avons noté, la méthode d'extraction NRW peut dans certains cas amener à des résultats partiellement erronés. Dans [80], Chen et al, établissent une liste des erreurs éventuelles pouvant se produire lorsque l'on utilise cette méthode pour déduire les paramètres effectifs. Ils font état de trois types d'erreurs : le premier type d'erreur possible résulte d'une indétermination dans les limites du matériau, et donc dans l'épaisseur exacte de la couche étudiée. Pour un milieu composite, formé par exemple de sphères dans un milieu-hôte, les frontières du matériau sont difficiles à déterminer, ce qui peut entraîner une indétermination de l'impédance effective. Pour remédier à cela, les auteurs déterminent par optimisation les limites du matériau en cherchant une impédance indépendante de l'épaisseur du matériau. Le second type de problème, est bien entendu celui de la détermination des branches appropriées (choix de l'entier  $m$  dans (II.43)). Un troisième problème apparaît quand un des paramètres  $S$  approche de zéro : dans ce cas, l'impédance extraite présente des pics parasites sans signification physique .Enfin, une dernière difficulté vient du fait que l'on souhaite extraire des propriétés effectives de volume pour les structures étudiées, correspondant à des milieux infinies dans toutes les

directions de l'espace, mais que dans les simulations, ces dernières sont nécessairement finie dans la direction de propagation. Ainsi, les effets de taille finie liés à la présence des interfaces ne peuvent être a priori éliminés, ceci étant tout particulièrement vrai dans le cas de matériaux composites dans lesquelles la séparation d'échelle entre la taille des inclusions et l'épaisseur n'est pas nécessairement très marquée. L'hypothèse sous-jacente à l'extraction NRW est qu'à partir d'un certain nombre de couches, à déterminer au cas par cas, les valeurs extraites en NRW rejoignent celles de volume.

## II.5 CONCLUSION

En ce chapitre, nous avons analysé les trois types de ligne de transmission ; purement main gauche, la composite main droite gauche CRLH, le CSRR ligne de transmission. Les propriétés de dispersion en fonction de la fréquence ont été analysées, y compris leurs vitesses de phase et de groupe. Dans la zone LH, le signe des vitesses de phase et de groupe en LH TL sont à l'opposé, peu probable dans la zone RH en raison de la propagation des ondes vers l'arrière.

Par ailleurs , il est constaté que les deux lignes de transmission CRLH et CSRRs fournissent la zone LH et RH. En cas équilibré CRLH TL, la zone gauche et droite peuvent être fusionnées et exposer une bande passante plus large.

### III.1 INTRODUCTION

Les communications sans fil ont été un rôle importants dans la vie humaine pendant les dernières décennies. En raison de la croissance rapide des technologies de communication, il y a eu de nombreuses recherches pour développer des dispositifs et des circuits pour ses applications dans de multiples bandes de fréquences [81-82]. En outre, l'exigence de réduire les interférences entre les canaux doivent être respectées pour tous les systèmes de communication. Le filtre hyperfréquence est un élément essentiel pour débarrasser tout signal indésirable du système et permettre au signal de fréquence spécifique de passer.

Les filtres planaires sont largement utilisés en raison de la commodité dans le secteur manufacturier, profil bas et la facilité d'appliquer des circuits intégrés micro-ondes.

Il est essentiel de concevoir des filtres compacts à haute sélectivité de fréquence, haute rejet au niveau du bord de bande ainsi que la largeur de la bande de réjection. Pour atteindre ces exigences, de nombreuses techniques de conception ont été rapportés [83-84, 85, 86].

Les résonateurs sont des composants de base de filtres planaires et du point vu de cette section de conception de filtre, les filtres avec CSRRs et SRRS ont été introduits pour accomplir les exigences ci-dessus [87, 88, 89]. Généralement, CSRRs avec ligne micro-ruban présente des propriétés à bande étroite [90-91].

En Outre, les CSRRs sur la ligne micro-ruban avec un écart série présente une fréquence de bande passante [92].

Pour cette raison, une contribution essentielle de ce chapitre est de concevoir des filtres metametriaux large bande micro-ruban avec une bonne sélectivité de fréquence à l'aide de CSRRs et SRRs circulaire et rectangulaires et leurs propriétés de couplage.

### III.2 DEFINITIONS ET PRINCIPES DE FILTRES

Comme mentionné ci-dessus, les filtres sont présentés comme un élément très essentiel dans les systèmes radio d'émissions / réception pour des signaux de

récupération. En d'autres termes, il peut être défini comme «un transducteur pour séparer des ondes sur la base de leurs fréquences". Il existe trois principaux types de filtre, filtre actif (il faut une source externe pour le fonctionnement), filtre passif (aucune source externe nécessitant de fonctionnement), et un filtre hybride [93]. Le réseau à deux ports à éléments localisés ont été utilisés pour distribuer des filtres et de leurs réponses en fréquence [81, 93, 94].

La plupart des composants RF / micro-ondes peuvent être représentés par un réseau à deux ports comme indiqué dans la figure (III.1).

Les différents paramètres ont été utilisés pour analyser le réseau à deux ports par exemple, les variables de réseau, les paramètres de dispersion (paramètres S), et les paramètres d'admittance court-circuit (Y-paramètres), impédance en circuit ouvert paramètres (Z-paramètres) et les paramètres ABCD. Ces paramètres peuvent être convertis les uns aux autres. Les paramètres S sont utilisés pour présenter la perte d'insertion et le de transmission dans cette section qui sont constitués comme suit:

- Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  ou port d'entrée avec le port de sortie terminé par une charge adaptée (perte de rendement).
- Le gain de transmission directe  $S_{21}$  ou le port de sortie est terminé par une charge adaptée (perte d'insertion).
- Le gain en transmission inverse  $S_{12}$  (insertion) avec le port d'entrée terminée par une charge adaptée.
- Le coefficient de réflexion  $S_{22}$  ou le port de sortie avec l'entrée terminée par une charge adapté.

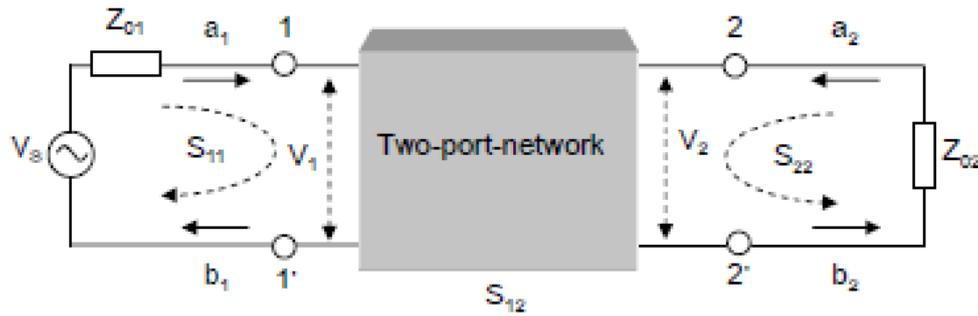


Figure III.1: Réseau à deux ports avec le coefficient de réflexion d'entrée et coefficient de réflexion de la sortie [81].

Le réseau a 2 ports, montré à la figure (III.1), où les paramètres  $V_1, V_2$  et  $I_1$  et  $I_2$  sont des variables de tension et de courant dans amplitudes complexes au port 1 et 2, respectivement.  $Z_{01}$  et  $Z_{02}$  sont des impédances terminales et  $V_s$  est le générateur de tension.

Au port 1, la tension sinusoïdale est donnée par [81]

$$V_1(t) = |V_1| \cos(\omega t + \phi) = |V_1| e^{j(\omega t + \phi)} \tag{III.1}$$

Par conséquent, l'amplitude complexe peut être donnée par

$$V_1 = |V_1| e^{j\phi} \tag{III.2}$$

Les variables d'onde  $a_1, b_1$  et  $a_2, b_2$  à la figure(III.1) sont introduites pour la simplification de la tension et de courant du réseau d'accès, où « a » signifie les ondes incidentes et « b » est représenté par les ondes réfléchies. Ainsi, la tension et le courant sont :

$$V_n = \sqrt{Z_{0n}}(a_n + b_n) \quad \text{et} \quad I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}}(a_n - b_n), n = 1 \text{ et } 2 \tag{III.3}$$

$$a_n = \frac{1}{2} \left( \frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n}} I_n \right) \text{ et } b_n = \frac{1}{2} \left( \frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n}} I_n \right), n = 1 \text{ et } 2 \tag{III.4}$$

Les paramètres de dispersion du réseau à 2 ports sont représentés avec les termes des variables d'onde comme :

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \tag{III.5}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \tag{III.6}$$

Tandis que  $a_n = 0$  dans le cas de l'impédance équilibrée et aucune réflexion d'onde au port n, la forme analysée de matrice est

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \tag{III.7}$$

Les deux paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont les coefficients de réflexion, tandis que  $S_{12}$  et  $S_{21}$  sont le coefficient d'insertion arrière et en avant, respectivement. Ces paramètres spécifiques sont utilisés pour analyser les composantes micro-ondes en fonction de la fréquence.

L'amplitude et la phase sont représentées par  $S_{mn} = |S_{mn}|e^{j\phi_{mn}}$  avec m et n sont des nombre entier 1,2,...

L'amplitude est normalement considérée en dB de  $20 \log S_{mn}$

Alors que la perte d'insertion entre le port n et m ( $L_A$ ) et la perte de retour au port n ( $L_R$ )

Sont :

$$L_A = -20 \log |S_{mn}| \dots m \neq n$$

$$L_R = 20 \log |S_{mn}|$$

Où la perte de retour est reliée à la proportion du rapport de l'onde stationnaire de tension (ROS) par

$$VSWR = \frac{1+|S_{mn}|}{1-|S_{mn}|} \tag{III.8}$$

Tout d'abord, le retard de phase ( $\tau_p$ ) représente la différence de phase d'onde entre le port d'entrée et de sortie dans le réseau à 2 ports:

$$\tau_p = \frac{\phi_{21}}{\omega} \quad (\text{III.9})$$

Un autre terme est le retard de groupe ( $\tau_d$ ) qui est considéré comme la phase de différence de l'onde en bande de base sur le port d'entrée et un port de sortie:

$$\tau_d = \frac{d\phi_{21}}{d\omega}$$

Dans le réseau 2 ports, le paramètre de réflexion ( $S_{11}$ ) peut être analysé en terme de borne d'impédance ( $Z_{01}$ ) par substitution avec  $Z_{in1} = V_1/I_1$ .  $Z_{in1}$  est appelé l'impédance d'entrée en regardant par le port 1 avec

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_1/\sqrt{Z_{01}} - I_1\sqrt{Z_{01}}}{V_1/\sqrt{Z_{01}} + I_1\sqrt{Z_{01}}} \quad (\text{III.10})$$

$V_1$  est remplacé par  $Z_{in1}I_1$ , donc

$$S_{11} = \frac{Z_{in1} - Z_{01}}{Z_{in1} + Z_{01}} \quad (\text{III.11})$$

Dans les mêmes moyens, si on considère le port 2 comme port d'entrée et  $Z_{in2} = V_2/I_2$ ,  $Z_{in2}$  est l'impédance d'entrée en regardant par port 2.

$$S_{22} = \frac{Z_{in2} - Z_{02}}{Z_{in2} + Z_{02}} \quad (\text{III.12})$$

En réseau équilibré, les relations entre les paramètres S sont :

$$S_{12} = S_{21} \text{ et } S_{11} = S_{22}$$

Dans le réseau sans perte et passif, la puissance d'entrée totale est la somme de la puissance de transmission et la puissance de réflexion:

$$S_{21}S_{21}^* + S_{11}S_{11}^* = 1 \text{ ou } |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1 \quad (\text{III.13})$$

### III.3 FILTRES METAMATERIAUX

Les métamatériaux, qui présentent une permittivité et une perméabilité négative simultanée [1], offrent de nombreuses possibilités intéressantes pour les circuits à haute fréquence tels que les filtres. Grâce à ces matériaux gauchers (MMG) comme on les appelle, qui sont utilisés les résonateurs en anneaux fendus (SRR) et complémentaires résonateurs en anneaux fendus (CSRRS), il peut être possible de construire des filtres coupe-bande, stop band, passe bande micro-ruban compact pour des utilisations à des fréquences micro-ondes.

L'utilisation de la SRR et CSRRS pour concevoir de filtres hyperfréquences miniature sera étudiée dans cette thèse, avec l'aide de l'analyse effectuée au moyen d'éléments finis (HFSS). L'intérêt des métamatériaux ont été rapportés souvent, avec les propriétés l'électromagnétique (EM) de ces matériaux.

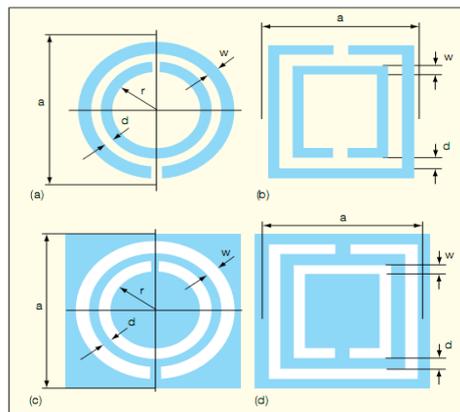


Figure III.2: Ces configurations montrent les résonateurs en anneau fendu (a) circulaire et (b) carrés, et complémentaires résonateurs en anneau fendu (c) circulaire (d) carrés.

La première MMG artificielle opérant dans la région des micro-ondes a été rapportée dans [11] et [17] proposé de combiner un réseau périodique de tiges métalliques avec une structure périodique constitué de SRR. Le SRR est l'une des structures essentielles de métamatériaux. Il produit un effet  $\mu$  négatif proche de la fréquence de résonance tandis que les fils métalliques se comportent comme un plasma à deux dimensions, avec  $\epsilon$  négatif à la fréquence de plasma. La propagation des ondes gauchères a également été démontrée dans des configurations unidimensionnelles constitués d'un

guide d'onde rectangulaire métallique fonctionnant en dessous de la fréquence de coupure et chargé périodiquement avec 6 SRRs.

Les structures antérieures qui avaient exposé les effets de propagation gauchers ne sont pas considérées comme des candidats potentiels aux composants micro-ondes pour les systèmes sans fil, où la compatibilité avec la technologie de circuit planaire est souhaitable. MMG basé sur les lignes de transmission planaires ont été rapportés par Grbic, et al., [95] démontrer l'existence d'un rayonnement ondes en arrière dans un guide d'ondes coplanaires hôte chargé par condensateurs en série et inductances connectés en parallèles. Avec l'aide du théorème de dualité, il s'ensuit que  $\epsilon$  négatif peut être obtenu à partir d'une SRR complémentaire gravé dans le plan de masse d'une ligne micro-ruban. On profite de la petite taille électrique de SRR à leurs fréquences de résonance (typiquement un dixième ou moins la valeur de la longueur d'onde en espace libre) pour concevoir des filtres planaire compact micro-ruban coupe-bande et ultra large bande (UWB) en utilisant deux techniques. L'une d'elles consiste à ligne micro-ruban chargé avec SRR, tandis que l'autre utilise un circuit micro-ruban avec CSRRs gravées dans le plan de masse du circuit imprimé ;(PCB), en dessous de la ligne micro-ruban. On a conçu des filtres de CSRR en métamatériaux, avec les CSRRS intégrés dans les zones actives des filtres comme montre la figure(III.1), un CSRR est la double contrepartie d'une SRR, qui est un élément constitutif de la synthèse des médias a permittivité négatives. Les CSRRs sont essentiellement entraînés par un champ électrique axial variant dans le temps, plutôt que d'un champ magnétique axial (comme dans le cas du SRR). la justification de l'utilisation CSRRs métamatériaux était de promouvoir la miniaturisation des filtres coupe-bande et UWB alternatives viables aux modèles,[11-96] existants sans compromis sur la performance ou la taille.

La sélectivité en fréquence de CSRRs suggère leur aptitude à l'emploi dans les filtres, car elles sont idéales pour la fabrication de constructions planes quand ils sont principalement excités par un champ électrique variant dans le temps [97].

Les CSRRs sont formés par des combinaisons parallèles d'inductances (L's) et de condensateurs (C), avec le circuit résonant LC couplé électro-magnétiquement à la ligne de transmission hôte. Le modèle équivalent de circuit pour CSRRS chargé par les

lignes de transmission, et ses valeurs pertinentes des inductances et de condensateurs peut être calculé à l'aide des méthodes décrites dans [98].

Les figures (III.1) (c) et (d) présentent la disposition classique d'une structure micro-ruban où les CSRRs sont gravés dans le plan de masse en dessous de la ligne micro-ruban. La possibilité d'obtenir une telle réponse en fréquence large au moyen de lignes symétriques ouvre la porte à l'application de ces structures dans la conception de filtres à large bande. En outre, la position des zéros de transmission peut être ajustée pour éliminer les bandes de parasites et de contrôler le rejet out-of-band, qui peut également être améliorée en augmentant le nombre d'étapes Filtre / résonateur. Ces propriétés ont été exploitées et appliquées à la conception de plusieurs types de filtres.

### **II.3.1 Filtres stop bande**

Une des premières stratégies appliquées dans la conception de filtres en fonction de ces complémentaires résonateurs en anneaux fendus a été la combinaison de différentes cellules avec un comportement de ligne droitier et gaucher pour obtenir une réponse à bande passante [99-100].

Ces deux types de lignes droite et gauche présentent un zéro de transmission au-dessus et au-dessous de la première bande de transmission, ce qui permet d'obtenir un comportement de passe-bande avec une coupure nette au niveau des deux côtés de la bande. Un niveau de rejet est faible lors de l'utilisation un seul type de cellule.

#### **III.3.1.1 Filtres basés sur les cellules main droite / gauche alternant avec SRR circulaire**

Nous avons analysé les cellules alternée droites / gauchers avec SRR circulaire en utilisant HFSS.

En explorant les possibilités de filtres basés sur SRRs, la première étape a consisté à combiner les différentes cellules ayant des comportements droitiers et gauchers pour obtenir réponse passe-bande. [99-100] ces deux types de lignes présentent un zéro de transmission au-dessus et au-dessous de la première bande de transmission, ce qui permet d'obtenir un comportement de filtre passe-bande à haute fréquence avec des

seuils de tranchants sur les deux côtés de la bande passante (figures III.3-III.5). Les paramètres et les dimensions des SRRs sont les suivants, un substrat d'épaisseur,  $h$ , de 0,49 mm a été utilisé le rayon de la plus petite SRR était  $r = 1,39$  mm, la largeur et la distance entre les anneaux,  $d$ , égal à 0,2 mm et le même dans tous les SRR. Le rayon des plus grands SRR était  $r = 1,52$  mm. La largeur du fil,  $w$ , est de 2,16 mm, tandis que la longueur d'espace,  $l_g$ , est de 1,6 mm et la longueur totale de filtre était de 1,5 cm.

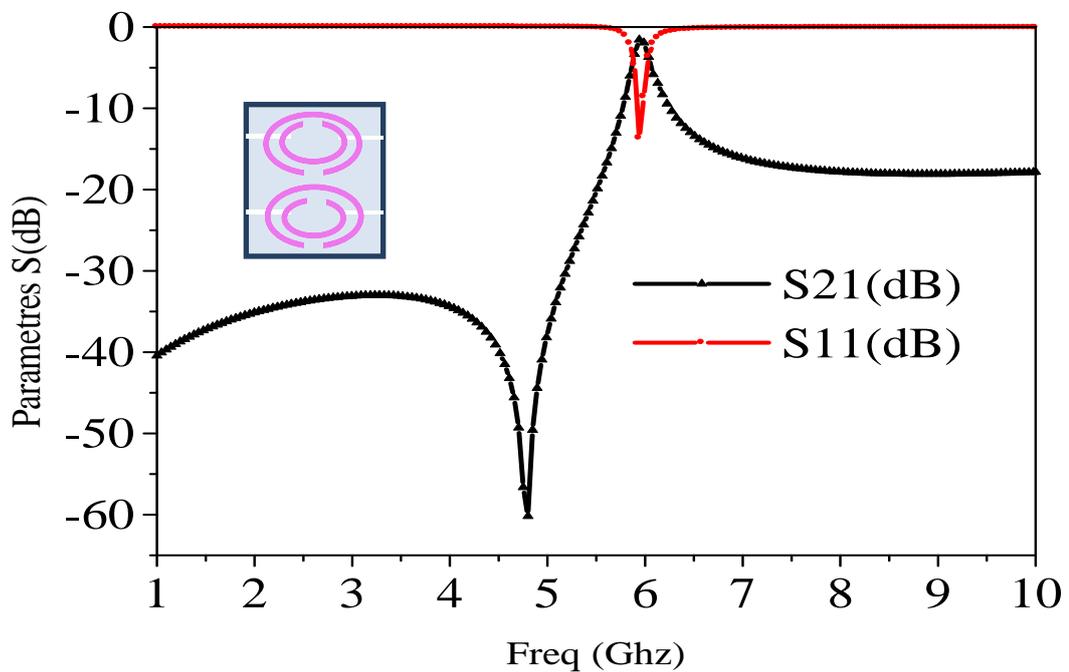


Figure III.3: Réponse en fréquence du filtre combine deux SRR et CPW gaucher

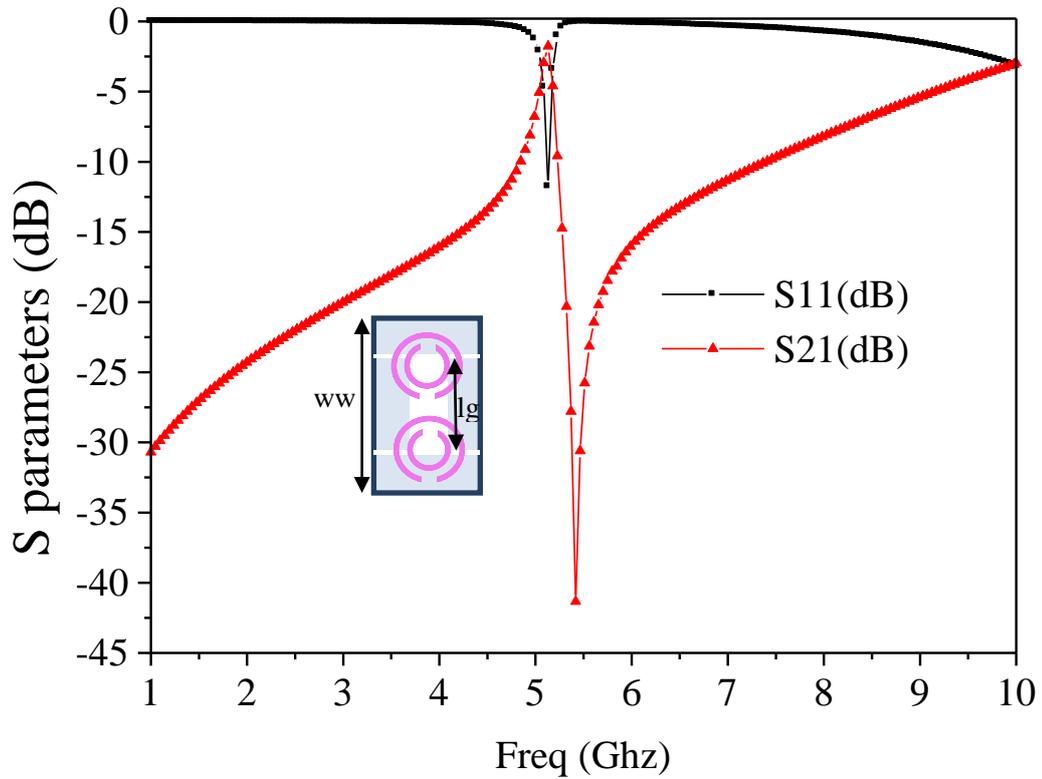


Figure III.4: Réponse en fréquence du filtre combinant deux SRR et un guide d'ondes coplanaire (CPW) droite.

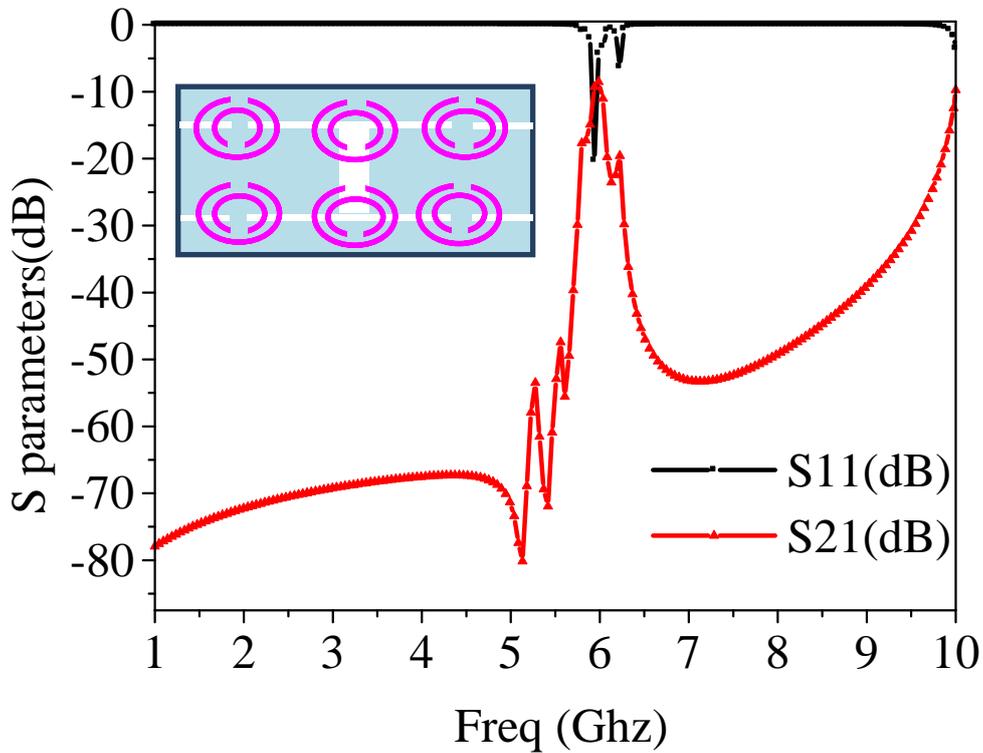


Figure III.5: Réponse en fréquence du filtre combinant une cellule unitaire droitère et deux cellules unitaires gauchères.

Un mauvais rejet était la conséquence d'utilisation un seul type de cellule [101]. Les cellules main droite / gauche alternant avec CSRRs circulaires ont été fabriqués en utilisant un certain nombre de matériaux différents circuits imprimés commerciaux, y compris Rogers O3010™ à haute fréquence stratifiés de Rogers corp. (www.rogerscorp.com). le substrat Rogers O3010 est une céramique rempli de polytétrafluoroéthylène (PTFE) composite avec une constante diélectrique relative,  $\epsilon_r$ , de 10,2 à 10 GHz, dans l'axe des z (épaisseur) de matériau. Il a le coefficient de dilatation thermique (CDT) de 17 ppm / ° C, ce qui est comparable à celle du cuivre pour une bonne stabilité mécanique sur une large plage de températures.

### **III.1.1.2 Filtrés basés sur les cellules main droite / gauche alternant avec SRR carré**

Avec l'aide du logiciel HFSS en trois dimensions (3D) simulation d'ANSYS EM (www.ansys.com), Un second type de filtres qui ont été conçus et analysés étaient basées sur les cellules main droite/gauche (right/left-handed) alternant avec CSRRs carrés.

Les filtres ont été conçus sur le même type de substrat Roger O3010 avec les dimensions de chaque carré composés de bords externes de 4,86 x 4,86 mm et l'épaisseur  $h$  est 0,49 mm. le petite SRR est de 2,78 x 2,78 mm, la largeur et distance entre les anneaux égale à  $c = d = 0,2$  mm et le même dans tous les SRR. Le plus grand SRR est de 3,04 x 3,04 mm, avec une largeur de fil de  $w = 2,16$  mm, longueur d'écart,  $lg = 1,6$  mm, et la longueur totale du filtre à 1,5 cm.

Les figures (III.6-III.8) montrent l'influence de la forme de SRR sur la réponse du filtre. Les SRRs et CSRRs peuvent être utilisés pour concevoir des filtres avec des bandes passantes employant soit des lignes de transmission avec CSRRs ou guide d'ondes coplanaires (CPW) avec SRR[99, 102] où CSRR sont gravé sur les structures de micro-ruban [100, 103,104]. En technologie coplanaire, les lignes droitières comportent la combinaison de SRR de la ligne et les écarts capacitifs gravés sur la face inférieure du guide d'ondes coplanaire (les Figures( III.4 et III.7).

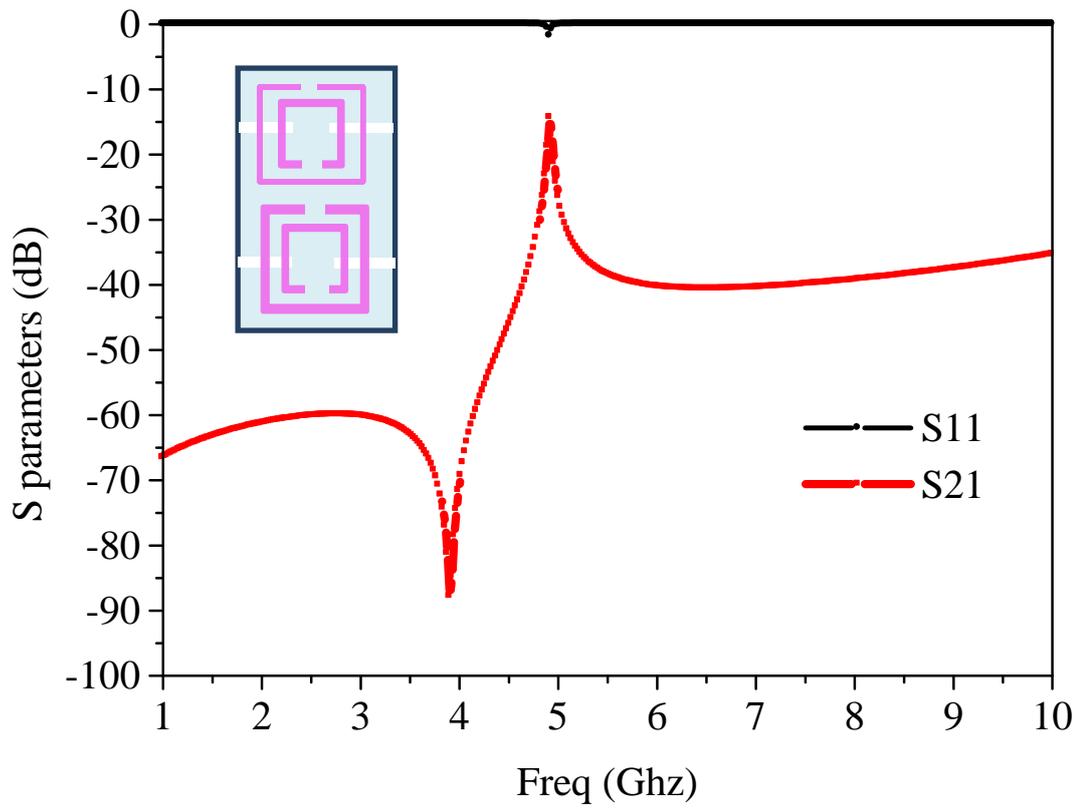


Figure III.6: Réponse en fréquence du filtre combine deux SRR et CPW gaucher.

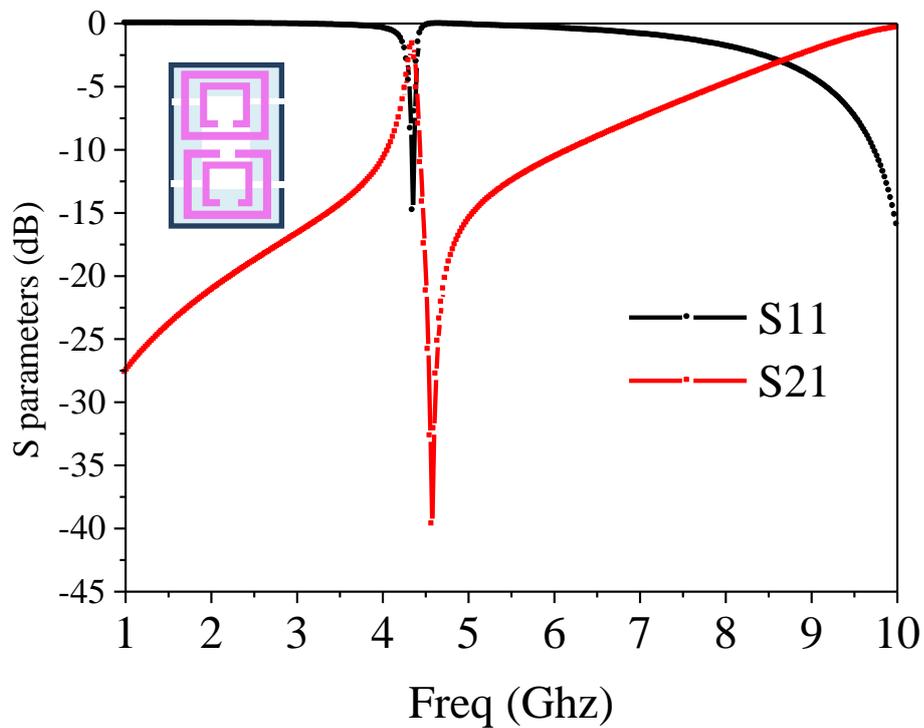


Figure III.7: Réponse du filtre combine deux SRR et ligne CPW droite

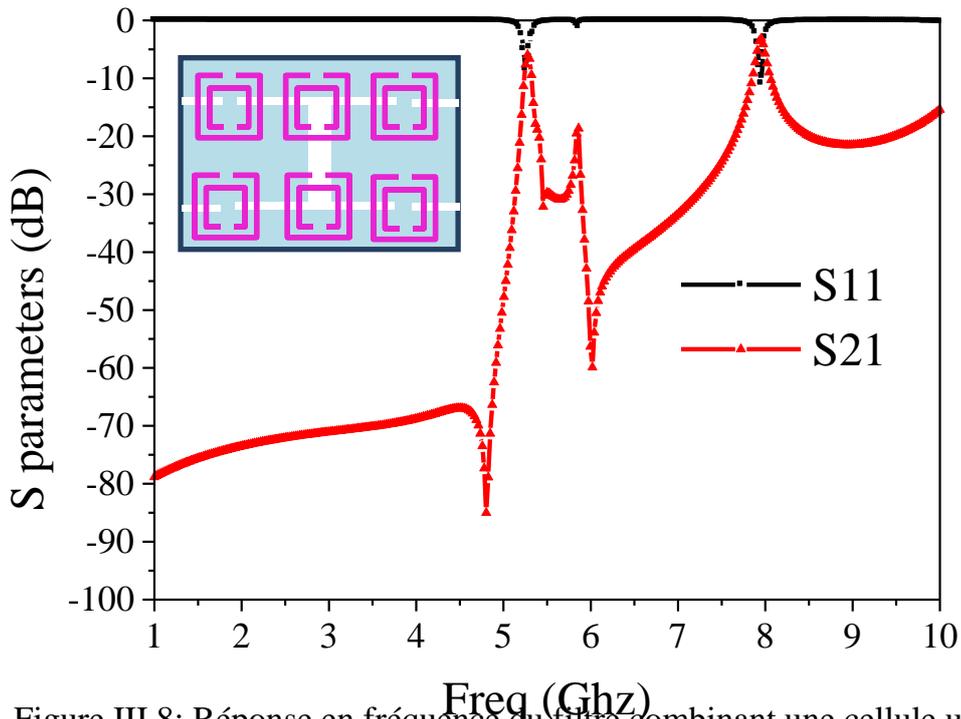


Figure III.8: Réponse en fréquence du filtre combinant une cellule unitaire gauche et deux droitières.

Les structures micro-ruban droitières basées sur les SRRs combinent les inductances parallèles avec SRRs gravés sur le plan de masse pour obtenir la réponse souhaitée. Comme on peut le voir sur les figures (III.5 et III.8), tout en étant très compact (longueur de filtre est 1,5 cm), un filtre avec les CSRRs présente une réponse à bande étroite très sélective et symétrique grâce à la combinaison des deux types de cellules unitaires métamatériaux coplanaires. Si on le compare avec un filtre couplé en ligne conventionnelle avec des caractéristiques similaires, la longueur totale du filtre métamatériau est environ trois fois plus courte que le filtre conventionnel.

### III.3.2 Filtre ultra large bande (UWB)

Pour montrer l'utilisation de CSRRs, un filtre large-bande du troisième ordre au maximum plat standard avec résonateurs quart d'onde court-circuit a été d'abord conçu sur la base des formules [105].

Les résultats de simulation de la structure sont présentés dans la figure (III.9), avec les deux CSRRs sont séparés par une distance de 20 mm. Les dimensions de chaque anneau sont les suivantes:  $r = 1,4$  mm,  $c = 0,25$  mm,  $d = 0,4$ , et  $G = 0,3$ . Le substrat

est de type Rogers corp duroid 5870 est de 0,787 mm d'épaisseur, qui présente une constante diélectrique relative de 2,33 à 10 GHz dans l'axe z (épaisseurs) de la matière. Les paramètres de dispersion montrent que les anneaux résonnent à 5.60GHz, où la perte d'insertion atteint plus de 10 dB.

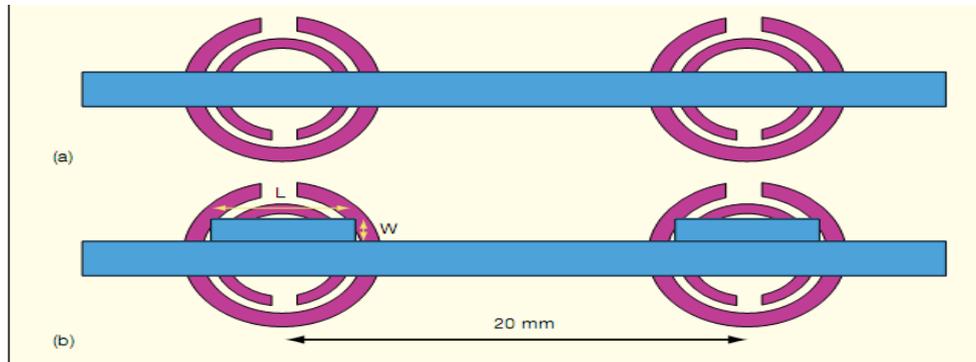


Figure III.9: Les deux structures (a) une structure CSRR-micro-ruban classique et (b) une structure CSRR-micro-ruban modifié. Les zones sombres et gris représentent la ligne micro-ruban et CSRRs gravés dans le plan de masse, respectivement.

La figure (III.9) montre qu'il y a des problèmes liés à cette structure. L'atténuation de la bande d'arrêt est très progressive, surtout après la résonance [105]. Pour intégrer cette structure dans la conception du filtre UWB, ses caractéristiques de perte d'insertion et de perte de retour doivent être améliorées.

L'analyse de la structure a montré que la faible performance est due à la différence d'impédance entre les CSRRs et leur ligne de transmission hôte. L'attaque chimique des parties du plan de masse a entraîné une augmentation de l'inductance. Pour compenser cela, une charge capacitive sous la forme d'un stub en circuit ouvert avec une longueur L et de largeur w a été introduite contre l'augmentation de l'inductance [Figure (III.9 (b))].

Les positions des CSRRs (modifient la distribution de champ) vont également influencer sur l'adaptation d'impédance avec la ligne de transmission et la forme de la bande d'arrêt. L'amélioration de résultat et des performances de la figure (III.9 (b)) par rapport à la figure (III.9 (a)) est due au déplacement des centres des CSRRs par 1,85 mm à partir du centre du micro-ruban.

La figure(III.10) montre également les résultats de la simulation de (a) la structure CSRR-micro classique et (b) la structure CSRR-micro modifié. Le circuit adaptateur d'impédance ouvert, a une longueur  $L$  de 5 mm et la largeur  $w$  de 1,3 mm. Les performances de la structure modifiée ont été sensiblement améliorées. Les paramètres de dispersion montrent que la perte d'insertion est inférieure à 1 dB tandis que la perte de rendement est meilleure que 10 dB dans la gamme de fréquences d'UWB souhaitée. En ajustant légèrement la position des centres des anneaux, la bande d'arrêt correspondant a été améliorée afin de réduire les points supérieurs de 3 dB de 6,50 et 7,85 GHz.

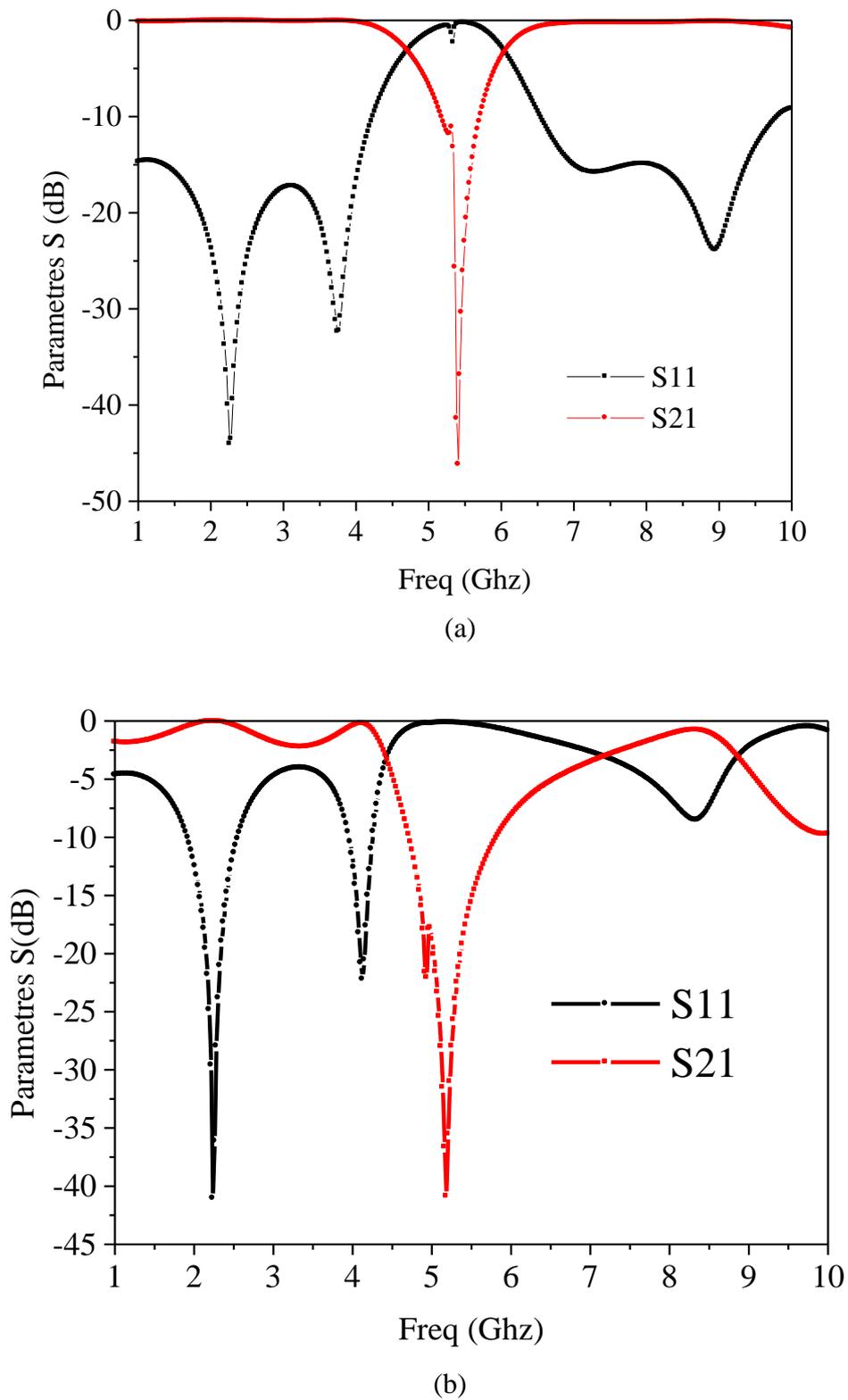


Figure III.10: Réponse fréquentielle (a) la structure CSRR-micro-ruban classique et (b) la structure CSRR-micro-ruban modifié

### III.3.3 Filtre coupe bande

En technologie micro-ruban, CSRRs sont obtenus par gravure périodiquement des écarts capacitifs dans le plan de masse en dessous de la ligne micro-ruban  $50\Omega$ . Depuis CSRRs sont excités par le champ électrique, ils produisent permittivité efficace négative ( $Re(\epsilon_{eff}) < 0$ ). Ainsi, un champ électrique variant dans le temps ayant une forte composante dans la direction axiale, provoque un milieu d'epsilon efficace.

Considérant ce fait à l'esprit, le mécanisme de fonctionnement d'un filtre coupe-bande à base de CSRR peut être expliqué comme suit: une ligne de transmission micro-ruban induit des lignes de champ électrique qui proviennent de la bande centrale et se terminent perpendiculairement sur le plan de masse.

En raison de la présence du substrat diélectrique, les lignes de champ sont bien concentrées juste au-dessous du conducteur central et de la densité de flux électrique atteint sa valeur la plus forte au voisinage de cette région.

Par conséquent, si une rangée de CSRRs est gravée sur le plan de masse alignée avec la bande, un couplage électrique étroit avec la polarisation voulue est attendu.

Sur la base de cette discussion susmentionnée d'un filtre coupe-bande à base de CSRRs a été conçu, La figure(III.11) montre la géométrie du filtre compose de ligne micro-ruban et CSRRs.

Toutes les dimensions des CSRRs ont été sélectionnés identiques à leurs homologues de la SRR de tels sorte que la fréquence de fonctionnement du filtre est également autour de 5,4 GHz.

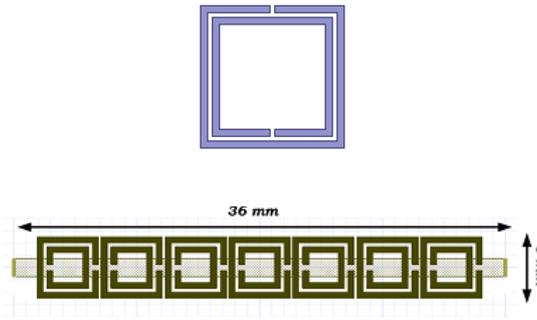


Figure III.11: (a) la cellule d'unité SRR, (b) CSRRs gravés au plan de masse du filtre stop bande micro ruban.

Le substrat a une constante diélectrique de 10,2 avec les dimensions de 15 mm de la cellule d'unité SRR :  $a=m=5\text{mm}$ ,  $c=0,5\text{ mm}$ ,  $d=0,2\text{mm}$ ,  $S=0,5\text{mm}$ , l'écart entre SRR et la ligne micro-ruban est  $g=0,2\text{mm}$  et  $W=1,46\text{mm}$ .

Malheureusement, à cause de la distance entre la ligne et les CSRRs est déterminée par l'épaisseur du ruban, cette configuration ne permet pas de régler la distance entre les CSRRs et la ligne avec différente hauteur de substrat utilisé.

On ne s'attend pas de la forme de la CSRRs d'avoir un effet rigoureux sur la quantité de couplage, mais nous avons préféré faire usage de CSRRs carrés pour être compatibles avec la topologie dans le cas de filtre stop bande a base de SRR. Par conséquent, on s'attend à l'analyse comparative des deux cas ne dépend que de savoir si la ligne micro-ruban est chargé avec SRR ou CSRRs et devrait être indépendante de toutes les dimensions et les propriétés des matériaux.

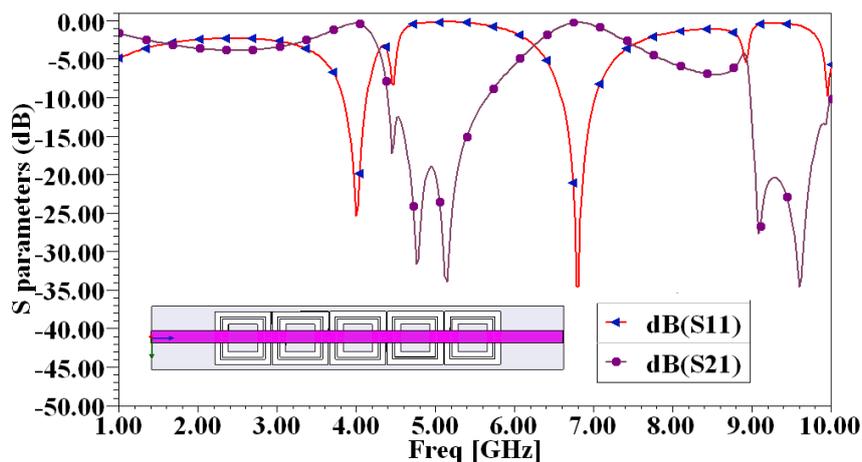
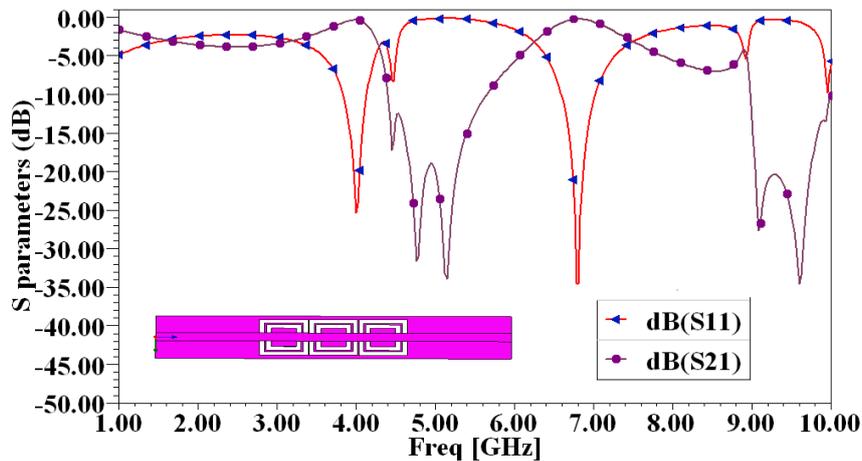
Les paramètres de dispersion ( $S_{11}$  et  $S_{21}$ ) sont présentés sur la figure (III.12). Si un niveau de rejet minimum de -20 dB dans la bande d'arrêt est supposé pour ce filtre, la bande d'arrêt s'étend de 4 GHz à 5,8 GHz. Pour démontrer les performances du filtre stop bande proposée sur la base de CSRRs, les filtre à 3, 5 et 7 CSRRs ont été conçu et simulé.

Les graphes de  $S_{11}$  et  $S_{21}$  (qui montre l'arrêt de la bande passante et le niveau de réjection du filtre micro-ruban) sont présentés sur la Figure (III. 12).

Dans tous les cas, une bande de réjection profond est obtenue autour de la fréquence de conception, avec de forts seuils, le rejet maximum de 50 dB et des pertes de rendement faible.

En dessous de la bande de fréquence de réjection une bande passante plate et parfaitement adaptée est présente avec très faibles pertes d'insertion et de la variation de phase à peu près linéaire.

Il est important de mentionner ici que ce comportement est dû à la présence de la permittivité effective négative et de perméabilité positive près de la fréquence de résonance qui empêche la propagation des ondes.



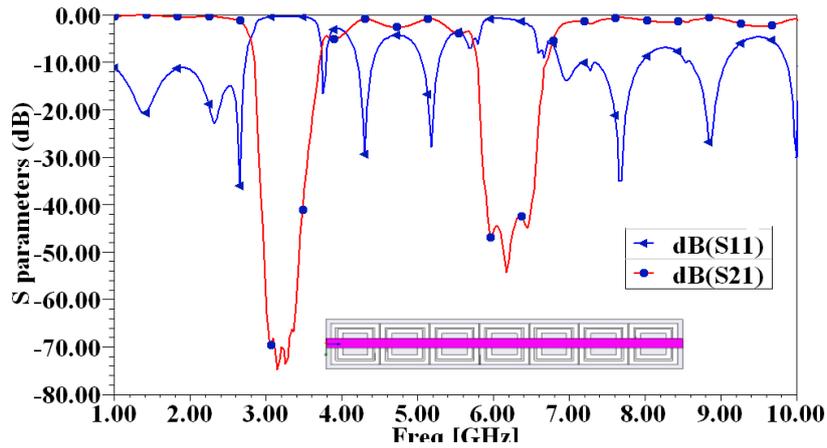


Figure III.12: Réponse fréquentielle (a) filtre micro-ruban chargé de 3CSRRs, (b) filtre micro-ruban chargé avec 5 CSRRs, (c) filtre micro-ruban chargé avec 7 CSRRs .

### III.3.4 Filtre passe bas

Afin de mieux voir l'implication des SRRs dans la conception des filtres, et grâce au logiciel HFSS, nous allons utiliser un guide d'onde coplanaire (CPW) fabriqué sur un substrat de type « Rogers RT/duroid 5870™ » ayant une permittivité  $\epsilon_r = 2.33$  et un hauteur  $h = 1.575$  mm, le CPW a des largeurs de plan de masse  $gp_1 = gp_2 = 7$  mm et la largeur de la bande  $lw = 5$  mm avec une fente de 0.5 mm, sur lequel nous allons imprimer des SRRs carrées. Les dimensions de SRR :  $a_{ext} = 2.6$  mm, formé avec des bandes métalliques de largeur  $c = 0.5$  mm, avec l'espacement entre les deux anneaux  $d = 0.2$  mm, et un gap  $g_1 = g_2 = 0.8$  mm.

Les doubles SRRs avec les paramètres indiqués sont placé symétriquement de façon que leurs centres coïncident avec les fentes du CPW. Quand un champ magnétique externe est appliqué le long de l'axe z, une force électromotrice apparaît autour de la SRR couple les deux anneaux métalliques avec le passage du courant induit d'un anneau à l'autre à travers une capacité répartie formé en raison de l'espacement entre anneau. Lorsque stratégiquement placé sur une ligne coplanaire, ces couples résonnent avec le guide d'ondes coplanaire et présentent des caractéristiques du filtre coupe bande.

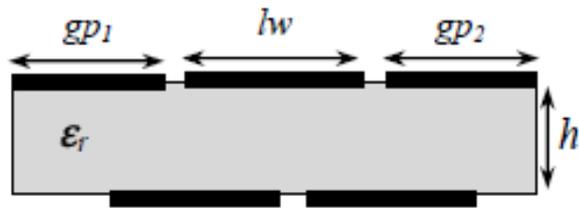


Figure III.13: Section transversale du filtre.

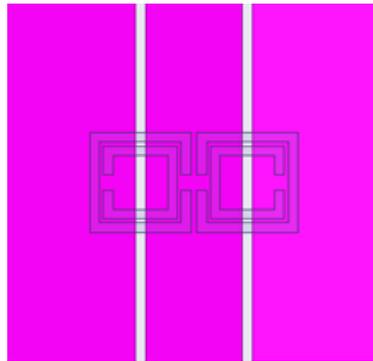


Figure III.14: Schéma du filtre avec des SRRs carrés gravés symétriquement sur le CPW.

Après avoir conçu cette structure, et après avoir fait entrer nos dimension, les résultats de simulation sont présenté sur la figure (III.15)

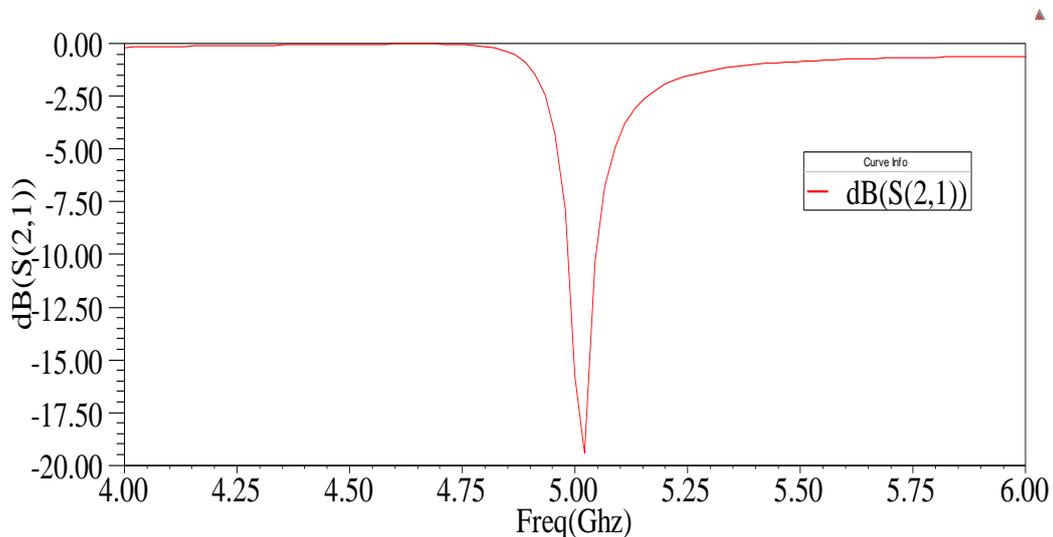


Figure III.15: (a) la réponse en fréquence du filtre à base de SRR carrés combinés avec une CPW basée sur l'approche résonante.

Cette figure montre que le  $S_{11}$  démarre à 0 dB puis descend brusquement jusqu'à -19 dB à la fréquence 5.05 GHz ou il y a résonance de la structure, cette dernière

représente la fréquence de coupure de notre filtre. Ensuite, ce paramètre suit une augmentation jusqu'à -1 dB.

### III. 3. 2. 2 Filtre passe bas avec SRR circulaire

Pour ce filtre, nous avons gardé les mêmes dimensions de la structure précédente, le seul changement effectué a été dans la forme des SRRs (de carré à circulaire). C'est-à-dire, qu'on a gardé la même largeur des bandes métalliques  $c = 0.5$  mm, le même gap  $g_1 = g_2 = 0.8$  mm, le même espacement entre les cercles  $d = 0.2$  mm, et un rayon  $r_{ext} = 2.6$  mm.

On a suivi les mêmes procédures et les mêmes principes dans le choix de la position des SRRs sur le CPW, comme il est montré sur la figure suivante.

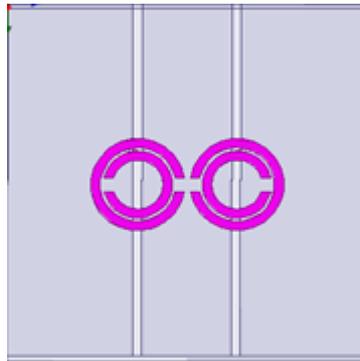


Figure III.16: Schéma du filtre avec des SRR circulaires gravés symétriquement sur le CPW.

Les résultats de simulation sont présentés sur la figure (III.17)

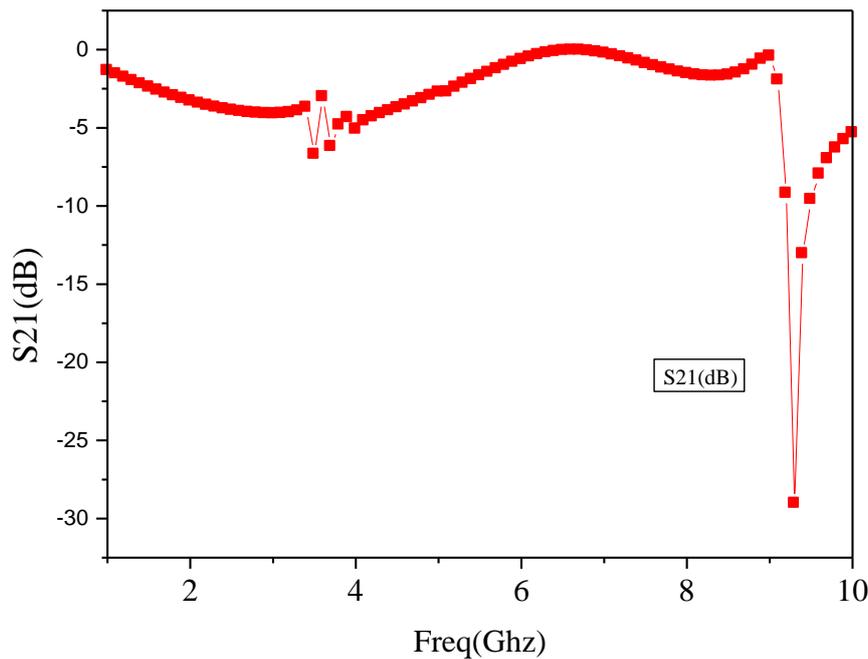


Figure III.17: paramètres  $S_{21}$  du filtre.

Sur cette figure, présente les paramètres  $S_{21}$  démarre à 0 dB et fait une petite diminution (autour de -4 dB) jusqu'à la fréquence de 9.4 GHz ou le  $S_{21}$  descend rapidement jusqu'à la fréquence 9.5 GHz ou il y a résonance de la structure, cette dernière représente la fréquence de coupure de notre filtre. Ensuite, ce paramètre suit une augmentation jusqu'à -6.6 dB.

### III.4 CONCLUSION

Ce chapitre a exploré la conception et l'analyse des filtres métamatériaux compacts basés sur ligne de transmission metamateriaux (SRR et CSRRs). En exploitant avec différentes combinaisons de CSRRs et SRR.

Nous montre les possibilités que ce type de lignes de transmissions métamatériau offre en conception de filtres compact. Comme le montrent les résultats, différentes largeurs de bande, performances et fonctionnalités peuvent être obtenus en utilisant des lignes de transmission en métamatériaux de type résonant, au même temps les dimensions peuvent être considérablement réduites sans la nécessité d'inclure des éléments localisés. Ces filtres métamatériaux sont donc une bonne

alternative lorsque la taille et l'application entièrement planaire sont des questions essentielles.

D'autres approches ont également été appliquées à la mise en place de filtres avec d'excellents résultats, en montrant à nouveau les possibilités que les lignes de transmission métamatériaux offrent dans la conception de filtres.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter des dispositifs hyperfréquences de type méta-lignes agiles en fréquence. Nous allons utiliser les propriétés dispersives des substrats magnétiques pour réaliser nos dispositifs.

## IV.I INTRODUCTION

Les composants accordables permettent la possibilité de s'adapter et fonctionner à différentes bandes de fréquences sous la commande électronique, et donc d'accorder une fonctionnalité multi-bande équivalent du dispositif.

Ce chapitre présente un nouveau concept à mettre en œuvre de filtre accordable métamatériau avec double réfraction négatif composé de deux couches de ferrite et résonateurs métalliques, y compris les résonateurs en anneaux fendus (SRR), et des paires de fils courts. Les couches de ferrite sous une polarisation magnétique appliquée fournissent une bande de fréquence de résonance magnétique et des résonateurs métalliques fournissent une autre. Les fils continus à l'intérieur des métamatériaux fournissent la permittivité négative dans une large bande de fréquence couvrant les deux bandes de résonance magnétique. Ce type de métamatériaux est analysé en détail, et les filtres accordables de bande d'arrêt sont conçus avec succès. Les paramètres électromagnétiques effectifs obtenus à partir de la simulation des paramètres S indiquent la présence des bandes de réfraction négative métamatériaux, qui peuvent être déplacés en changeant la polarisation magnétique.

Dans ce chapitre, nous souhaitons explorer la caractéristique dispersive des ferrites pour réaliser des dispositifs agiles en fréquence, cette combinaison (ferrite et métamatériau) est encore peu étudiée. A titre d'exemple, ce type de dispositifs pour la technologie planaire peut apporter des solutions concernant les aspects du filtrage multi-bandes.

Pour cette raison, nous avons voulu exploiter le potentiel intéressant des ferrites pour nos applications. Dans la première partie de ce chapitre, nous présenterons des généralités concernant les matériaux magnétiques de type ferrite et particulièrement le YIG (Grenat de fer et d'Yttrium). La modélisation du comportement du YIG en hyperfréquences sera d'abord présentée. Ensuite, nous proposerons nos résultats de simulation concernant la conception de filtres métamatériaux agile sur un substrat de YIG.

## IV.2 PROPRIETES GENERALES DU MAGNETISME

Le matériau magnétique soumis à un champ magnétique extérieur  $\vec{H}$  produit une induction  $\vec{B}$  à l'intérieur et à l'extérieur du matériau et a par conséquent son aimantation  $M$  modifiée. On peut décrire l'induction magnétique comme :

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) \text{ exprimé dans le système SI} \quad (\text{IV.1})$$

$$\vec{B} = \vec{H} + 4\pi\vec{M} \text{ exprimé dans le système CGS} \quad (\text{IV.2})$$

$\mu_0$  est la perméabilité du vide ( $4\pi 10^{-7}$  en SI, 1 en CGS) et  $M$  représente la densité volumique de moment magnétique dans le matériau.

### IV.2.1 Susceptibilité

En présence de la matière, les interactions entre les ondes électromagnétiques et la matière peuvent être traitées de façon globale en introduisant les notions de susceptibilité, qui rendent compte de la réponse macroscopique d'un volume de matière à un champ électromagnétique.

L'aimantation  $\vec{M}$  est liée au champ magnétique  $\vec{H}$  par la susceptibilité magnétique  $\chi$ :

$$\vec{M} = \chi\vec{H} \quad (\text{IV.3})$$

Donc, on peut définir un tenseur de perméabilité  $\mu$  du matériau :

$$\vec{B} = (1 + \chi)\vec{H} = \mu\vec{H} \quad (\text{IV.4})$$

La susceptibilité magnétique du milieu et la perméabilité magnétique relative du matériau caractérisent la capacité du matériau magnétique à s'aimanter sous un champ magnétique et à canaliser les lignes de champ magnétique environnantes.

A partir du comportement de la susceptibilité magnétique, on peut définir trois classes de propriétés magnétiques :

- Le diamagnétisme : la susceptibilité est faible ( $|\chi| \leq 10^{-4}$ ), négative et indépendante de la température. Il en résulte une aimantation qui tend à

s'opposer au champ magnétique. Il est intrinsèque à toute matière et souvent masqué dans les substances para et ferromagnétiques.

- Le paramagnétisme : la susceptibilité est très faible ( $\chi \leq 10^{-2}$ ), positive et dépendante de la température ( $\chi = C/T$ , c'est la constante de Curie). Le moment magnétique atomique est non nul. L'aimantation tend à s'aligner avec le champ magnétique.
- Le ferromagnétisme : la susceptibilité est forte ( $\chi > 1$ ), positive et dépendante de la température ( $\chi = C/(T - T_c)$ , C'est une constante). Au-dessous d'une température dite température de Curie ( $T_c$ ), il existe un couplage entre les atomes qui aligne tous les spins dans une direction unique, qui peut tout de même être perturbée par l'agitation thermique). Au-dessus de la température de Curie, la substance devient paramagnétique.

#### IV.2.2 Théorie des domaines magnétiques

La théorie des domaines magnétiques a été développée par Pierre Weiss et présentée dans deux articles datant de 1906 et 1907 [105, 106]. Elle permet d'expliquer le mécanisme responsable de l'aimantation des matériaux ferrimagnétiques. Le matériau est constitué de domaines où l'aimantation intérieure est une aimantation spontanée, ces domaines appelés « domaines de Weiss ». Les domaines sont séparés par des parois dont l'épaisseur est beaucoup plus petite que la taille des domaines. Ces parois portent le nom de parois de Bloch et représentent les régions dans lesquelles l'aimantation tourne d'un domaine à un autre.

La figure (IV.1) montre l'aspect de la répartition des domaines de Weiss dans un cristal non saturé. Lorsqu'un champ magnétique externe est appliqué sur un matériau magnétique, et si ce champ est suffisamment élevé, le matériau atteint l'état de saturation et la magnétisation prend la valeur de la magnétisation à saturation  $M_s$  du matériau.

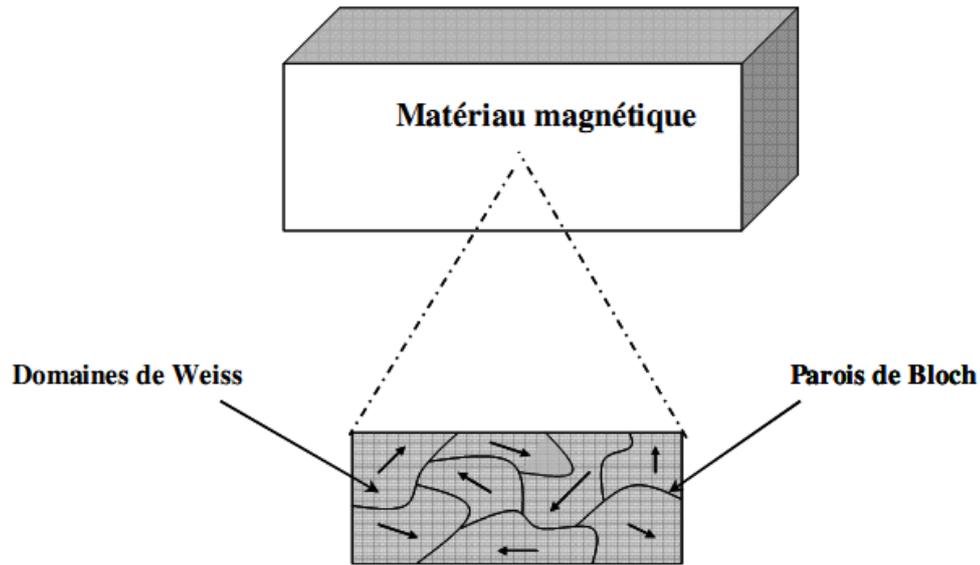


Figure IV.1: Aspect de la répartition des domaines de Weiss dans un matériau magnétique

Dans le cas d'une couche magnétique mince, la répartition en domaines n'est plus énergétiquement favorable car le champ démagnétisant dans le plan de la couche est très faible, et la couche est alors mono-domaine. En effet, sous l'action d'un champ magnétique externe, le renversement de l'aimantation se fait par la rotation cohérente des spins.

### IV.2.3 Le champ interne

Pour un milieu de dimensions finies, le champ magnétique interne présent dans l'échantillon considéré est différent du champ externe. En effet, la continuité de la composante normale de l'induction magnétique implique une discontinuité de celle du champ magnétique aux limites du matériau magnétique. Le champ interne est défini comme étant le champ externe auquel on retranche un champ démagnétisant.

$$H_i = H_0 - H_d = H_0 - \overline{\overline{N}}M_s \quad (\text{IV.5})$$

Dans le cas d'une aimantation uniforme, c'est la limitation spatiale du corps qui est à l'origine du champ démagnétisant  $H_d$ . Il est lié à l'aimantation par un opérateur tensoriel  $\overline{\overline{N}}$  sans dimension appelé le facteur de forme, ce facteur ayant une

représentation simple dans le cas où l'échantillon a une forme géométrique simple se rapprochant d'une forme théorique ellipsoïdale.

Pour un corps de forme ellipsoïde à l'intérieur duquel le champ démagnétisant est homogène nous avons :

$$\bar{\bar{N}} = \begin{vmatrix} N_x & 0 & 0 \\ 0 & N_y & 0 \\ 0 & 0 & N_z \end{vmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

$N_x, N_y, N_z$  sont les coefficients démagnétisant suivant les trois axes de symétrie de l'ellipsoïde. Ce champ démagnétisant introduit une anisotropie supplémentaire dite de forme, car les composantes du tenseur  $\bar{\bar{N}}$  ne sont pas égales. De plus, la somme des trois composantes doit être égale à 1.

Le champ interne est difficile à déterminer à cause du champ démagnétisant, généralement le champ externe est choisi comme une variable indépendante lors des manipulations car il est mesurable.

#### IV.2.4 La résonance gyromagnétique

Sous l'effet du champ magnétique extérieur, chaque moment magnétique individuel ne s'aligne pas parallèlement à ce champ. Il va tourner selon un cône autour de l'axe du champ magnétique extérieur. Ce moment, dit « mouvement de précession », obéit aux lois de la physique quantique.

Nous allons maintenant détailler la précession du vecteur aimantation, pour cela nous considérons un ferrite soumis à un champ magnétique statique  $H_0$  dirigé selon l'axe (Oz), nous supposons que le ferrite est saturé, donc l'aimantation à saturation  $M_s$  est dirigée selon (Oz). Nous superposons à  $H_0$  un champ magnétique hyperfréquence  $h$  dans le plan (O, X, Y) de pulsation. Pour simplifier le problème, nous faisons les hypothèses suivantes :

- Les effets du champ d'anisotropie sont négligeables.
- L'aimantation dans la ferrite est homogène.

- Le champ démagnétisant est constant.
- Le champ magnétique hyperfréquence est uniforme à tout instant dans le ferrite.
- L'intensité du champ magnétique hyperfréquence est faible devant celle du champ magnétique statique (approximation faible champ).

Après l'application du champ hyperfréquence l'aimantation du ferrite devient :

$$M_s = \chi(H_i + h_i) \quad (\text{IV.7})$$

$h_i$  est le champ intérieur au matériau, dû au champ magnétique hyperfréquence  $h_i$ . En appliquant le théorème du moment cinétique aux électrons, on obtient :

$$\frac{1}{\gamma} \frac{d\vec{M}}{dt} = \vec{M} \wedge (\vec{H}_i + \vec{h}_i) + \text{un terme d'amortissement} \quad (\text{IV.8})$$

$\gamma$  représente le rapport entre le moment cinétique et le moment magnétique, il est appelé « le rapport gyromagnétique ». L'extrémité du vecteur d'aimantation décrit un cercle en l'absence du champ hyperfréquence, une spirale à la fréquence de gyrorésonance et un mouvement de précession à une fréquence éloignée de la gyrorésonance.

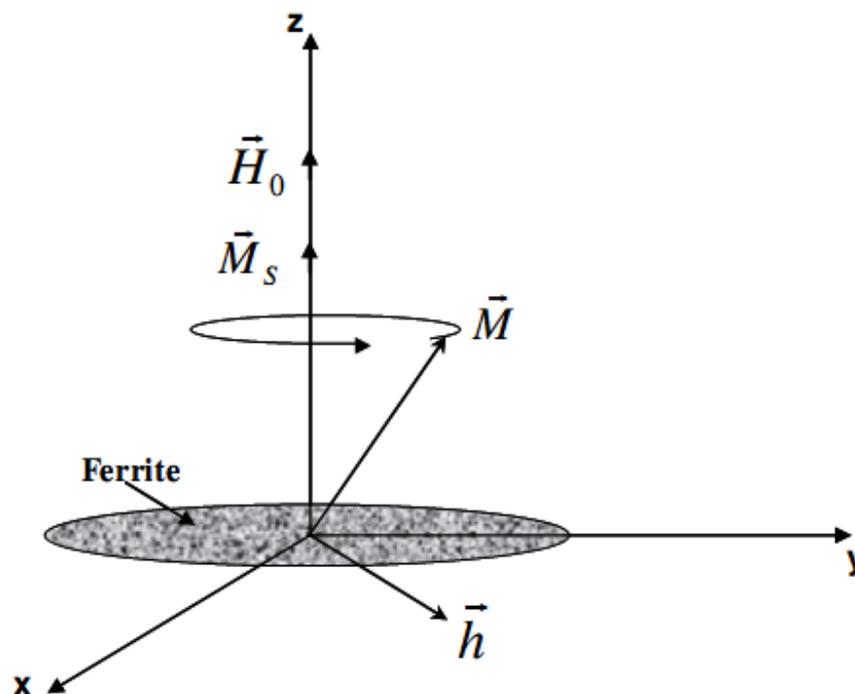


Figure IV.2: Représentation schématique de la précession de l'aimantation.

### IV.2.5 Phénomène d'hystérésis

Deux autres caractéristiques importantes des substances ferrimagnétiques sont la courbe de première aimantation et le cycle d'hystérésis. Par définition, le cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique est le tracé de la variation de l'induction magnétique avec le champ magnétique extérieur appliqué. Souvent le tracé présente l'aimantation en fonction du champ magnétique appliqué.

Dans le cas d'un matériau magnétique non orienté, le cycle d'hystérésis a la même forme quel que soit la direction du champ appliqué (par contre, si le matériau magnétique est orienté, le cycle dépend de la direction du champ magnétique extérieur appliqué). La figure (IV.2) montre un exemple de cycle d'hystérésis d'un matériau aimanté. La grandeur  $M_s$  appelée aimantation à saturation, ne varie qu'avec la température.  $M_R$  est l'aimantation rémanente, sous excitation magnétique extérieure nulle, l'aimantation totale du matériau est non nulle .

Cette aimantation résiduelle est appelée aimantation rémanente. Son comportement est très complexe.

La première application d'un champ à un matériau implique une modification de la répartition des domaines par le déplacement des parois donc une variation de l'aimantation. Celle-ci est représentée par la courbe en pointillés et est appelée courbe de première aimantation. Cette courbe présente d'abord une croissance de la magnétisation avec le champ appliqué puis l'accroissement de celle-ci est moins rapide et au-delà d'une certaine valeur de champ, elle n'augmente plus.

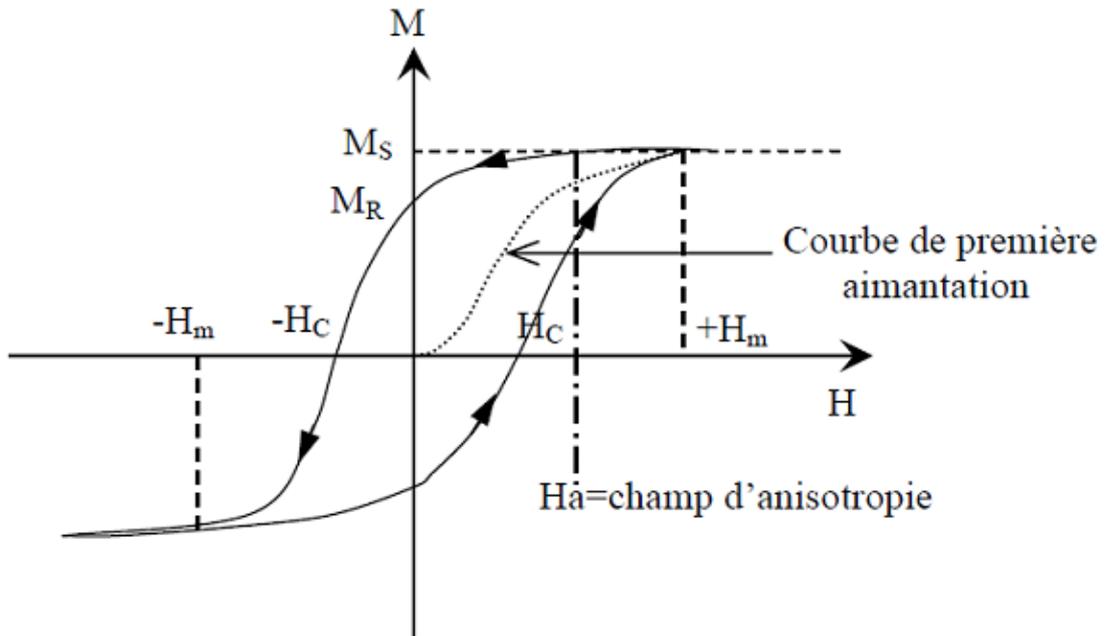


Figure IV.3: Cycle d'hystérésis d'un matériau aimanté et la courbe de première aimantation.

Dans l'intervalle  $[-H_m, +H_m]$ , la variation de l'aimantation n'est plus réversible et décrit un cycle d'hystérésis.

Le champ coercitif  $H_c$  est le champ qui annule l'aimantation après la première aimantation à saturation et il représente la valeur du champ magnétique à partir de laquelle le retournement des moments devient possible. A partir de la valeur du champ coercitif, deux catégories de matériau ont été définies, les matériaux durs et les matériaux doux. Les matériaux durs sont caractérisés par un champ coercitif fort de l'ordre de plusieurs centaines de kA/m. Généralement, ils sont utilisés pour réaliser des aimants permanents et des éléments de mémoire.

Par contre, les matériaux doux sont caractérisés par un champ coercitif faible de l'ordre de quelques A/m. Ils sont utilisés pour les applications de faible puissance telle que les télécommunications et l'électronique.

A partir du cycle d'hystérésis, le champ d'anisotropie est défini comme la valeur du champ magnétique pour lequel l'aimantation est alignée avec celui-ci lorsqu'il est

dirigé selon l'axe difficile de l'aimantation. Il s'agit d'un champ fictif correspondant à l'énergie d'anisotropie.

## IV.2.6 Tenseur de perméabilité

La résolution de l'équation de mouvement du moment magnétique (Eq :3 ) amène à une perméabilité tensorielle. Plusieurs modèles tensoriels ont été proposés pour résoudre l'équation et exprimer le terme d'amortissement pour les deux états du matériau magnétique (état du matériau non saturé et l'état du matériau saturé).

### IV.2.6.1 Tenseur de perméabilité : matériaux non saturés

Plusieurs modèles ont été développés pour modéliser les matériaux magnétiques non saturés. Parmi ces modèles nous citons les plus utilisés :

- Modèle de Rado [107] : ce modèle est basé sur des phénomènes physiques microscopiques du milieu. Les interactions entre les domaines ont été négligées dans ce modèle et des résultats expérimentaux [108] ont montré le non efficacité de ce modèle pour modéliser le comportement dynamique des matériaux non saturés.
- Modèle de Schlömann [109] : c'est un modèle magnétostatique, les interactions entre domaines ayant des aimantations antiparallèles ont été prises en compte pour le calcul de la perméabilité tensorielle. Le comportement micro-ondes est caractérisé par une perméabilité effective qui relie la moyenne spatiale du champ magnétique et l'aimantation radiofréquence moyenne. Ce modèle est en bon accord avec l'expérience pour le cas matériaux magnétiques désaimantés et il n'est pas valable pour le cas des matériaux partiellement aimantés.
- Modèle de GPT (Generalized Permeability Tensor) [110]: ce modèle a été développé par Gelin pour décrire de façon réaliste le comportement dynamique des matériaux polycristallins partiellement aimantés. Le tenseur de perméabilité trouvé permet une description plus rigoureuse des interactions entre les moments magnétiques et le signal hyperfréquence dans les matériaux polycristallins.

### IV.2.6.2 Tenseur de perméabilité : matériaux saturés

L'équation de mouvement du moment magnétique montre le lien entre le signal hyperfréquence et l'aimantation du matériau magnétique. Dans le cas des milieux saturés infinis, Polder [111] a proposé (compte-tenu des conditions citées dans la section (3.2.4)) le tenseur de perméabilité suivant :

$$\overline{\overline{\mu}}_r = \begin{bmatrix} \mu_r & -jk & 0 \\ +jk & \mu_r & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ Pour un champ appliqué selon (Oz)} \quad (\text{IV.9})$$

Afin de tenir compte des dimensions finies du milieu réel, des effets de désaimantation selon les trois directions du repère cartésien ont été introduits par Kittel [112] dans les relations de  $(\mu_r, k)$  de Polder, et sont les suivantes :

$$\mu_r = \mu' - j\mu'' = 1 + \frac{(\omega_r + j\alpha\omega)\omega_M}{(\omega_r + j\alpha\omega)^2 - \omega^2} \quad (\text{IV.10})$$

$$k = k' - jk'' = \frac{\omega\omega_M}{(\omega_r + j\alpha\omega)^2 - \omega^2} \quad (\text{IV.11})$$

Ces expressions ont été établies en fonction de la fréquence du signal propagé, de la fréquence de résonance gyromagnétique et de la fréquence qui est proportionnelle à l'aimantation à saturation du milieu.

$$\omega_M = \gamma\mu_0 M_s \quad (\text{IV.12})$$

$$\omega_r = \gamma\mu_0 H_i \quad (\text{IV.13})$$

$\alpha$  est le facteur d'amortissement qui dépend directement à la largeur de résonance. Les éléments  $(+jk)$  et  $(-jk)$  traduisent l'anisotropie induite du milieu sous l'action de la commande magnétique extérieure, et sont responsables du comportement non-réciproque de la propagation d'une onde électromagnétique dans un matériau magnétique. En réalité, les éléments de Polder sont complexes, ils peuvent être représentés soit en fonction de la fréquence pour un champ donné (figure IV. 3, IV.4), soit en fonction du champ pour une fréquence donnée (figure IV.5). A titre d'illustration, nous avons utilisé les paramètres suivants pour

présenter les éléments de la matrice de perméabilité de Polder :  $f=5$  GHz ,  
 $\alpha = 0.1$  et  $M_s\mu_0 = 180$  mT

### IV.3 FERRITES

Il existe trois familles de céramiques regroupées sous la dénomination « ferrite », dont les propriétés magnétiques varient avec la structure cristalline. Toutes trois sont issues de combinaisons d'oxydes de fer et d'autres éléments métalliques ou terres rares. On distingue ainsi les ferrites hexagonaux ou hexa-ferrites, plus communément appelés ferrites durs. Les plus courants sont les ferrites de Baryum ( $BaO, 6Fe_2O_3$ ) et de strontium ( $SrO, 6Fe_2O_3$ ). Ils sont souvent utilisés pour fabriquer des aimants permanents, en raison de leur fort champ coercitif (induit par leur structure anisotrope), et leur faible coût de fabrication.

Possédant la même structure cubique à faces centrées que le spinelle ( $MgAl_2O_4$ ) utilisé en joaillerie, les ferrites de structure spinelle ont pu, tout comme les ferrites durs dans le domaine des aimants, conquérir le marché des noyaux utilisés dans les inductances travaillant en hautes fréquences.

La dernière famille de ferrites, celle qui nous intéresse ici est celle du grenat. Elle est constituée des ferrites de structure grenat, la même structure cubique que le grenat  $Mn_3Al_2Si_3O_{12}$ . Les ferrites grenat sont des ferrites doux, le plus connu est le grenat de fer et d'yttrium (YIG : Yttrium Iron Garnet). Leur principale application se situe dans le domaine des hyperfréquences.

Dans nos travaux de recherche, nous nous sommes intéressés aux ferrites doux (faciles à aimanter). Pour les hyperfréquences le YIG est très utilisé dans les dispositifs fonctionnant de 0,1 à 100GHz. Ces ferrites sont de type grenat comme le grenat de fer et d'yttrium de formule  $Y_3Fe_5O_{12}$ .

#### IV.3.1 Utilisation des ferrites dans les hyperfréquences

Le caractère isolant des ferrites permet la transmission d'une onde millimétrique dans ces matériaux. La possibilité de contrôler la propagation de l'onde dans un tel milieu par l'application d'un champ magnétique permet la réalisation de

plusieurs fonctions hyperfréquences. Selon la fonction visée, les dispositifs sont réciproques (filtres, résonateurs, déphaseurs etc.) ou non réciproques (circulateurs, déphaseurs etc.).

### IV.3.2 Grenat de Fer et d'Yttrium

Parmi les composés chimiques de type  $M_3^{+3}Fe_5^{+3}O_{12}^{-2}$ , le grenat de fer et d'yttrium ( $Y_3Fe_5O_{12}$ , YIG) est particulièrement intéressant pour les applications hyperfréquences. Le YIG possède une structure cubique centrée constituée d'ions d'oxygène. Les sites entre les ions d'oxygène sont occupés par les ions d'yttrium et de fer. Dans la bande X, le YIG présente l'avantage d'avoir une structure cristallographique très stable, cette stabilité étant à la fois chimique et thermique. Il est particulièrement isolant avec une résistivité de  $108\Omega.m$ . Le facteur de pertes diélectriques correspondant est ainsi situé entre  $10^{-3}$  et  $10^{-4}$ , pour une permittivité diélectrique de l'ordre de 15. Une forte pénétration du champ électromagnétique dans le matériau est associée à de faibles pertes, ce qui en fait un excellent candidat pour les applications microondes. Les pertes dans les ferrites ont deux origines, diélectrique et  $Fe_5^{+3}O_{12}^{-2}$ , le grenat de fer et d'yttrium ( $Y_3Fe_5O_{12}$ , YIG) est particulièrement intéressant pour les applications hyperfréquences. Le YIG possède une structure cubique centrée constituée d'ions d'oxygène. Les sites entre les ions d'oxygène sont occupés par les ions d'yttrium et de fer. Dans la bande X, le YIG présente l'avantage d'avoir une structure cristallographique très stable, cette stabilité étant à la fois chimique et thermique. Il est particulièrement isolant avec une résistivité de  $108\Omega.m$ . Le

facteur de pertes diélectriques correspondant est ainsi situé entre  $10^{-3}$  et  $10^{-4}$ , pour une permittivité diélectrique de l'ordre de 15. Une forte pénétration du champ électromagnétique dans le matériau est associée à de faibles pertes, ce qui en fait un excellent candidat pour les applications microondes. Les pertes dans les ferrites ont deux origines, diélectrique et magnétique. Le YIG a une tangente de pertes diélectriques voisine de  $10^{-4}$  à 10GHz, et une largeur de raie de pertes magnétiques ( $\Delta H$ ) de quelques Oersted. L'aimantation à saturation a un rôle fondamental car elle

intervient dans le calcul de tous les termes de la susceptibilité magnétique. Elle conditionne directement l'efficacité du matériau. Le YIG présente une aimantation à saturation ( $\mu_0 M_s$ ) de 175mT à la température ambiante.

#### IV.3.2.1 Caractérisation du YIG massif (Y101)

Dans la deuxième partie de ce travail, nous avons utilisé des couches massives du YIG pour réaliser des dispositifs hyperfréquences de type méta-ligne agiles en fréquence. Le YIG utilisé est acheté à la société TEMEX. Ce matériau se présente sous la forme de pastilles rectangulaires d'une quinzaine de grammes. Ces pastilles ont été usinées à des dimensions précises et ensuite polies pendant une dizaine de minutes afin de diminuer la rugosité de la couche à 200nm.

Le diagramme de diffraction du YIG (Y101) massif obtenu au diffractomètre à rayon X est représenté sur la figure (IV.6). Le spectre de diffraction est obtenu sur un échantillon d'épaisseur de 1mm acheté chez TEMEX. L'analyse par diffraction des rayons X permet de mettre en évidence que la couche magnétique est cristallisée suivant la phase recherchée.

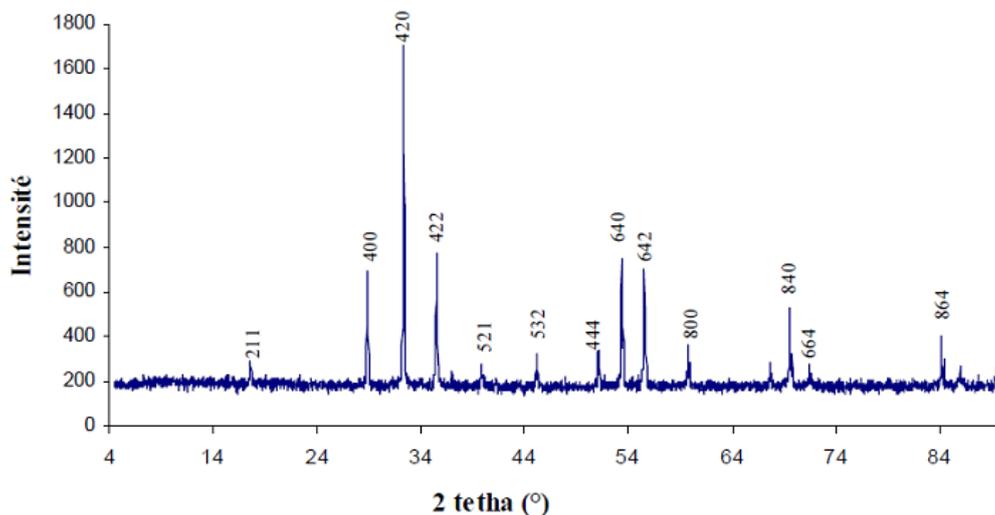


Figure IV.4: Diagramme de diffraction d'une couche massive de l'Y101.

Ces dernières années, les ferrites ont été utilisées dans le domaine des métamatériaux [113, 114] et dans le domaine des méta-lignes [115]. Tsutsumi [116] a proposé une ligne de transmission main gauche non réciproque réalisée en

technologie micro-ruban au-dessus d'un substrat de ferrite. Il a démontré l'effet non réciproque d'une ligne de transmission main gauche réalisée sur un substrat de ferrite en configuration coplanaire [117].

L'objectif de la deuxième partie de ce travail, est de réaliser des dispositifs hyperfréquences agiles en fréquence de même type que les dispositifs étudiés précédemment. Le premier dispositif est le résonateur en anneau fendu par couplage capacitif réalisé sur un substrat magnétique de YIG. Le deuxième dispositif des filtres agile à deux bandes de ferrite par une intervention externe (le champ magnétique appliqué) réalisée sur un substrat de YIG.

Toutefois, la propriété de métamatériaux rend généralement un dispositif inactif, ce qui semble être un obstacle pour les applications pratiques.

Toutefois, des recherches considérables ont déjà été consacrées à l'accordabilité du MMG métamatériau (médias de gauche). Il est connu qu'un split single idéal résonateur en anneau (SRR) peut être considéré comme un circuit LC correspondant, avec ses propriétés de résonance déterminée par l'inductance et capacité équivalente.

Par le contrôle la capacité de la SRR, de nombreuses recherches ont démontré la capacité de réglage de MMG par différents moyens. Les MMG utilise SRR pour créer la perméabilité effective négative sur une zone de fréquences particulière, et les éléments de fil métallique pour produire permittivité effective négative dans une région de fréquence d'intersection. Par conséquent, malgré le couplage effet cela doit être pris en compte [4].

En revanche, certains métamatériaux double bande et multi-bande ont également été présentés pour les applications multi-fréquence. Il a également montré un double bande et multi-bande métamatériau à des fréquences micro-ondes composé de SRR hexagonal avec des défauts asymétriques et des structures dendritiques, respectivement [5].

Récemment, d'autres chercheurs ont également présenté les métamatériaux double bande à l'aide de deux résonateurs magnétiques avec différentes tailles ou deux résonateurs magnétiques différents.

Tous les métamatériaux mentionnés ci-dessus sont basés sur des structures immuables de la cellule unitaire comme les structures de SRR, résultant en une bande étroite et pas du tout être accordable.

Une multi-bande accordable métamatériau a été discutée en utilisant des structures de SRR micro-split [7].

Il suffit de contrôler les états de commutation des microfissures dans les colonnes sélectionnées de microfissures pour atteindre la caractéristique accordable. Par conséquent, afin de concevoir des métamatériaux double-bande accordables, d'autres matériaux ou structures doivent être utilisés pour atteindre les résonances magnétiques réglables ou résonances électroniques tels que les cristaux liquides et les supraconducteurs [8].

Récemment, certains chercheurs ont proposé des métamatériaux à base de ferrite, c.-à-d. remplacent des ferrites par l'yttrium grenats de fer (YIG) pour le SRR, les propriétés de propagation des ondes électromagnétiques de ces métamatériaux ont étudié numériquement.

Les caractéristiques de la transmission négative et d'accordabilités de métamatériaux ont été montrés et réalisés expérimentalement [7, 9].

Nous présentons ici une nouvelle conception de l'implantation de ferrites dans les métamatériaux de résonance métalliques classiques pour obtenir les caractéristiques accordables à double bande. Dans cette section, nous présentons de métamatériaux accordables double bande composé de bande de ferrite et des résonateurs (SRR), l'objectif principal de ce travail est la conception de filtres accordable métamatériau basé sur double bande de ferrite [5,6].

Les couches de ferrite fournissent une bande de fréquence de résonance magnétique sous une polarisation magnétisme appliquée et le résonateur métallique fournir une

autre bande de fréquence de résonance magnétique, respectivement. Les fils continus à l'intérieur des métamatériaux fournissent la bande de fréquence de la permittivité négative couvrant les deux bandes de résonance magnétique au-dessus.

### IV.3 CONCEPTION DE RESONATEUR EN ANNEAU FENDU CIRCULAIRE ACCORDABLES METAMATERIAUX

Pour concevoir un résonateur en anneau fendu circulaire accordable métamatériau, nous avons analysé le résonateur en anneau fendu SRR accordable double-bande composé de couche de ferrite et SRR-fils, la figure de la cellule unitaire avec les dimensions de cellule:  $r = 1,6$  mm,  $d = 0,1$  mm,  $w = 0,2$  mm est présentée dans la figure IV.5. Le SRR et fils, ont une épaisseur de 0,035 mm, sont placés dans un substrat Rogers T / duriod 5880 ( $\epsilon_r = 4,4$ ,  $\tan\delta = 0,0009$ ) de 0,6 mm et séparés de 0,25 mm. Après que les deux côtés du substrat sont déposés avec deux couches de ferrite de 0,4 mm. La bande de ferrite a été modélisé avec une permittivité diélectrique relative proche de 13.02, une aimantation à saturation égale à  $M_s = 5000$  Gauss et une résonance ferromagnétique (FMR) largeur de la ligne  $\Delta H = 730e$ . La couche de ferrite est aimantée perpendiculairement à la direction de propagation.

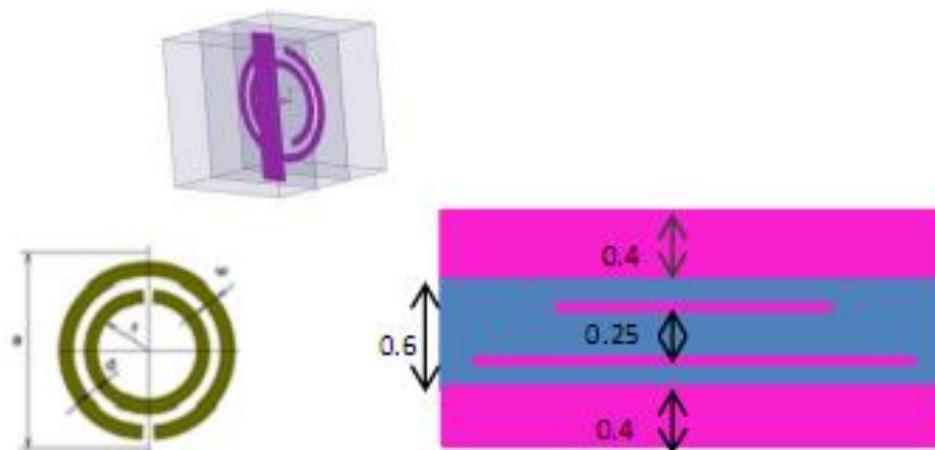
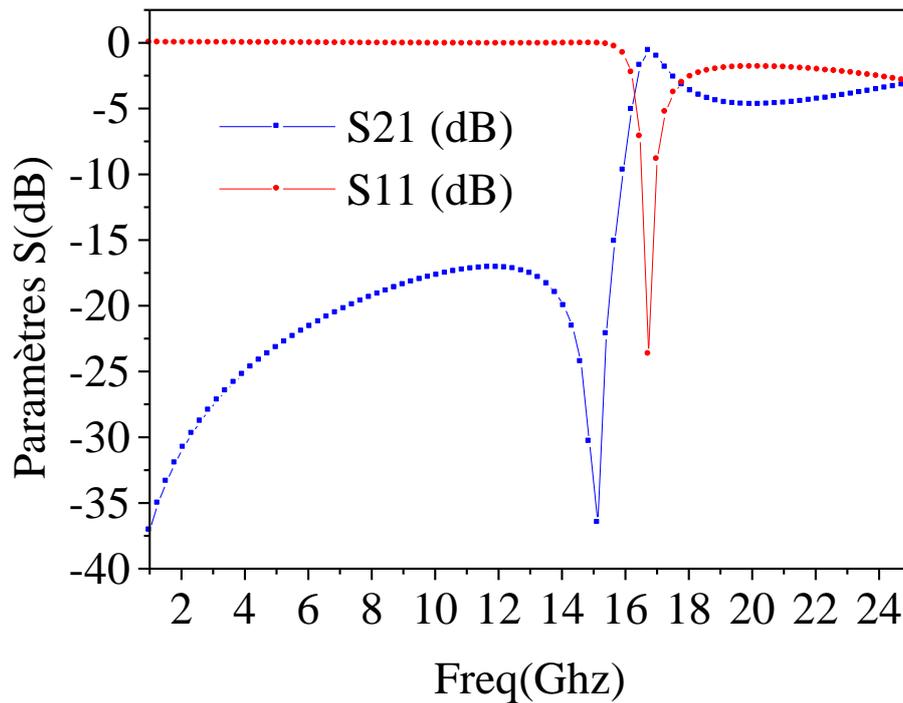


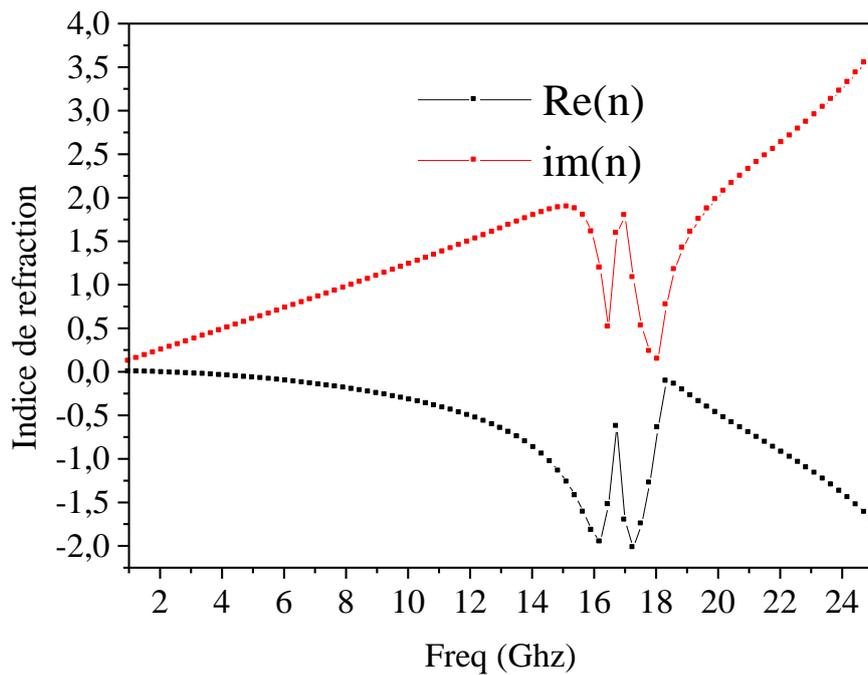
Figure IV.5: Le schéma de la double bande métamatériau composé de couche de ferrite et de la structure SRR-fils.

➤ **SRR-FILS METAMATERIAUX**

Dans la section suivante, nous analysons les métamatériaux SRR-fils pour présenter le potentiel de la bande négative. Les résultats de simulation présentés dans la figure (IV.6 (a)) indiquent que le seul groupe SRR-fils métamatériau a une bande négative centrée à 15.13 GHz et une deuxième bande négative centrée à 17,53 GHz et une largeur à 3 dB de la bande de 2 GHz. Le pic de transmission est -0.59 dB à 16,7 GHz.



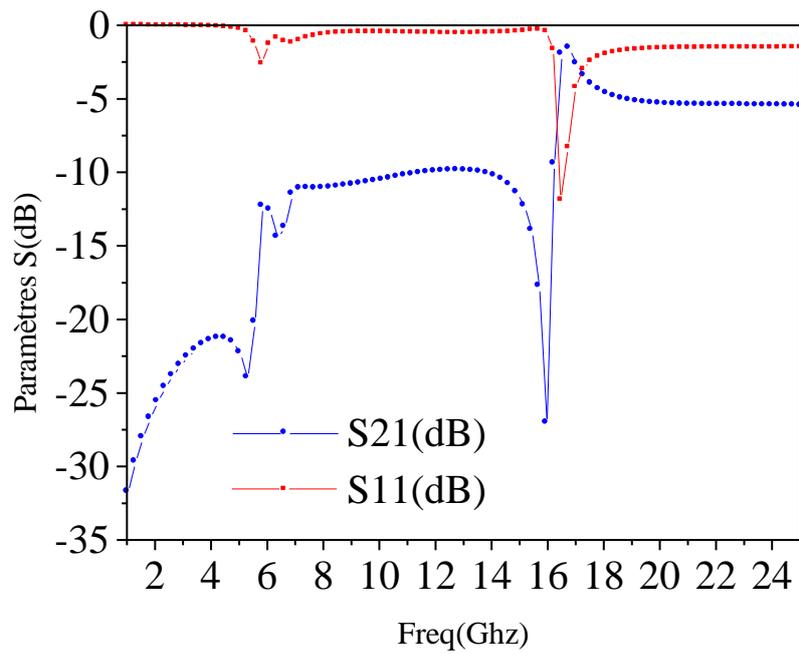
(a)



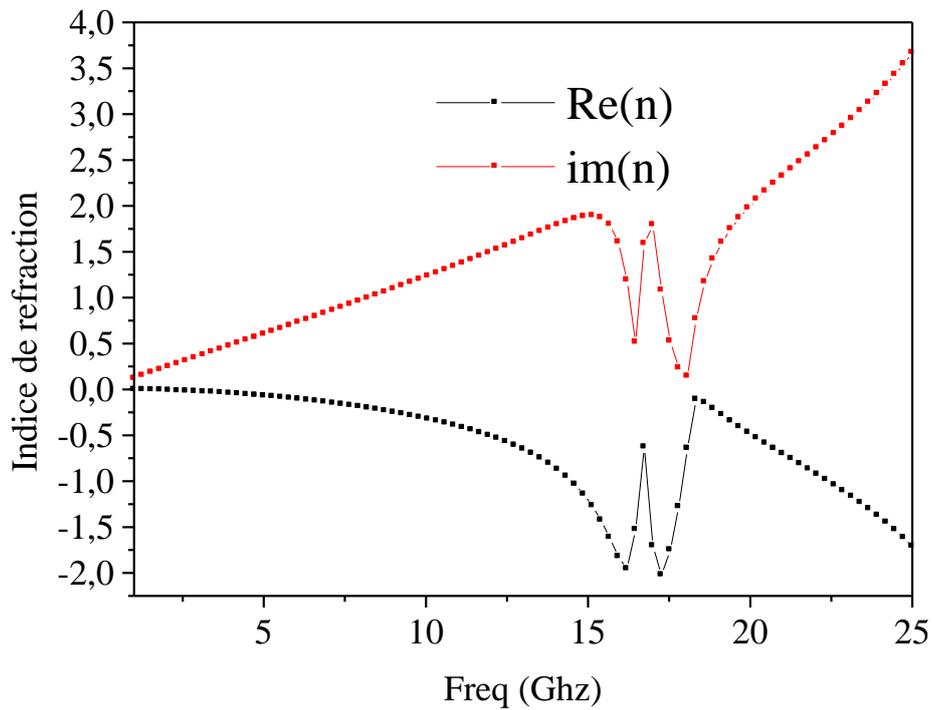
(b)

Figure IV.6: Résultat obtenu pour les caractéristiques (a) coefficient de transmission et de réflexion SRR-fils métamatériaux(b) l'indice de réfraction effectif partir du S-paramètres simulés

Pour la structure SRR-fil ferrite, la taille du fil est le même que ci-dessus et les zones environnantes du substrat sont des milieux de ferrite. Une polarisation magnétique de 200 kA/m agit sur les couches de ferrite le long de l'axe y. Les résultats de la simulation présente sur la figure (IV.7 (a, b)) montrent clairement qu'il y a une seule bande centrée à 15,93 GHz avec une bande passante de 2,1 GHz à 3dB. Le pic de transmission est -1.9 à 16,46 GHz.



(a)

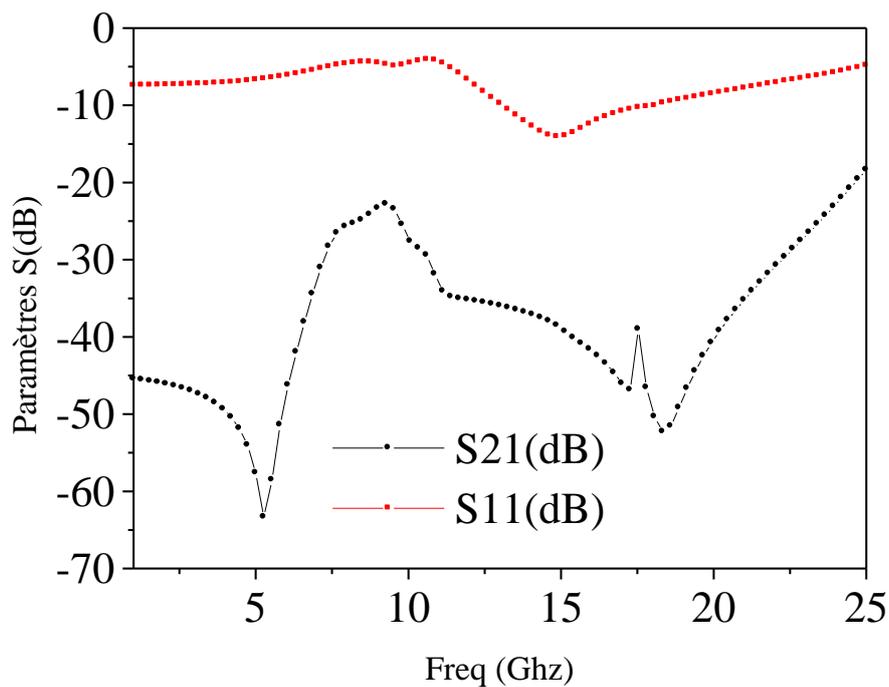


(b)

Figure IV.7: (a) Coefficient de transmission et de réflexion pour une seule couche ferrite-SRR-fils métamatériau, (b) l'indice de réfraction effectif.

Par la suite nous allons combiner deux couches de ferrite avec SRR-fils métamatériau comme indiqué dans figure(IV.5) est simulé. Tous les paramètres de la cellule unitaire sont les mêmes que ci-dessus. Les résultats des simulations ont été obtenues par la polarisation magnétique appliqué de 200 kA/m, sont présentés dans la figure (IV.8(a), (b)). Elle montre clairement qu'il y a deux bandes centrées à 5 GHz et 16.3 GHz.

En comparant la structure metamateriau a double couche et une seule couche de ferrite, le premier groupe a contribué par une couche de ferrite sont pas légèrement changé. La deuxième structure contribué par double couche de ferrite est un changement plus élevé que dans seule bande SRR-fils métamatériau. Cela peut s'expliquer par le fait que la partie positive de la perméabilité effective des bandes de ferrite supérieure a la partie négative.



(a)

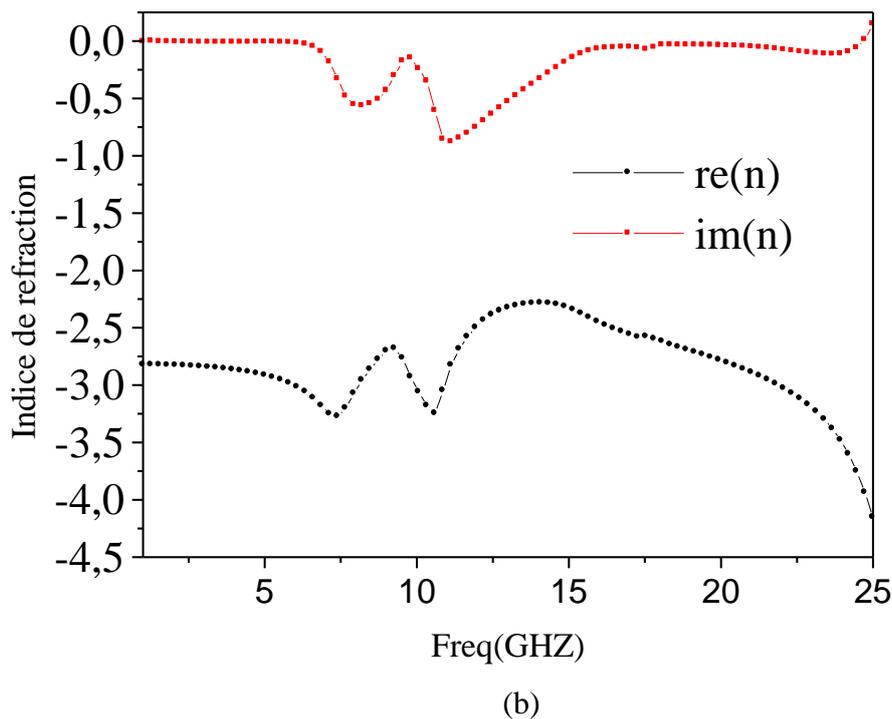


Figure IV.8: Résultat de la combinaison de double couche de ferrite et SRR-fils métamatériaux (a) les paramètres S, (b) l'indice de réfraction

Enfin, pour montrer le caractère ajustable de la double couche ferrite SRR-fils métamatériau, la cellule unitaire est simulé avec différents polarisation magnétiques allant de 150 kA/ m à 350kA / m, et les caractéristiques de transmission sont présentés dans la figure (IV.9). On peut voir que les deux bandes passantes sont décalées. La première bande passante est décalée de 5 GHz à 8 GHz, avec la vitesse de réglage de 1,875 MHz / kA / m et la seconde bande passante est décalé de 16 GHz à 22 GHz, avec la vitesse de réglage de 2GHz/kA/m.

Le niveau de réglage de la première bande passante est plus grand que la deuxième bande passante. Les pics de transmission et les bandes passantes de la première bande passante ne sont plus modifiés et la seconde bande passante est rétrécie sur l'augmentation de la polarisation magnétique. C'est parce que sur l'augmentation de la polarisation magnétique, la perméabilité négative des bandes de ferrite près de la résonance magnétique déplacé rapidement.

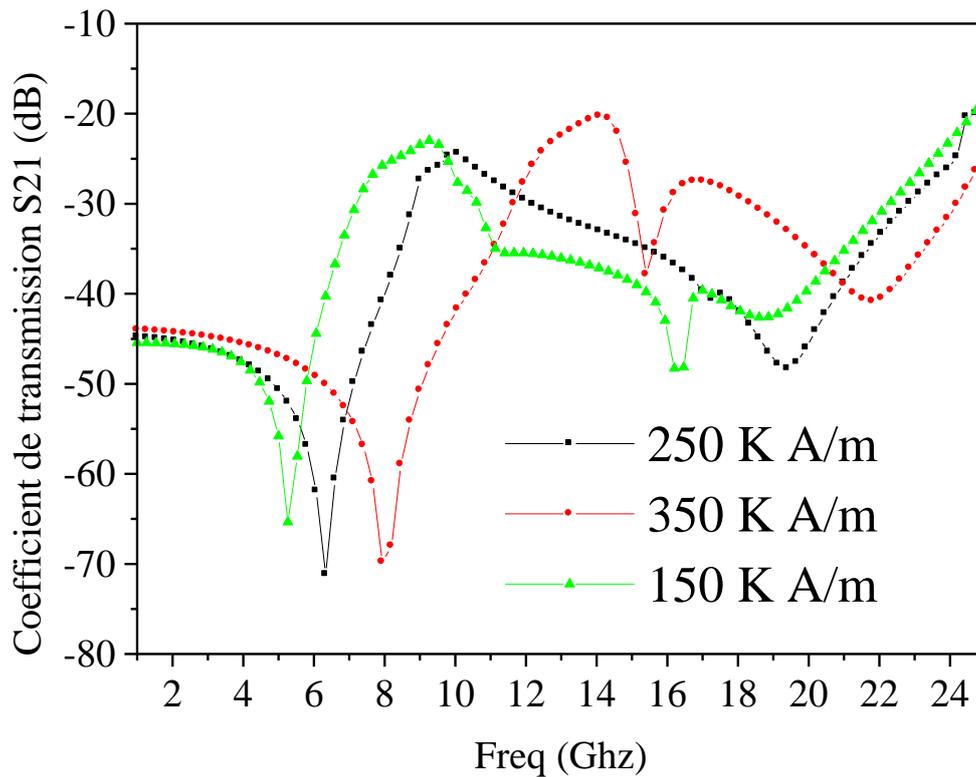


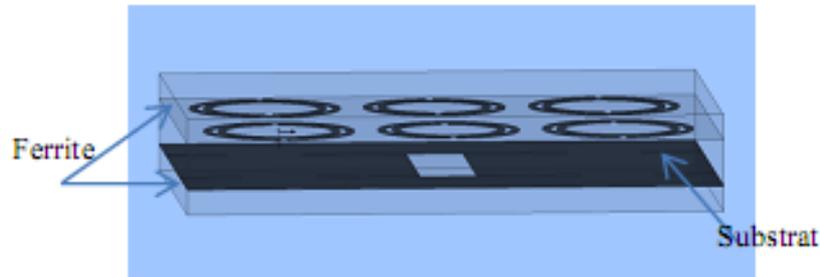
Figure IV.9: Les résultats numériques d'accordabilité SRR-fils métamatériau avec différent polarisation de la ferrite  $H_0 = 150 \text{ kA / m}$ ,  $H_0 = 250 \text{ kA / m}$  et  $H_0 = 350 \text{ kA / m}$

La figure (IV.9) représente les caractéristiques de transmission et la caractéristique réglable de la double couche de ferrite et SRR-fils métamatériau, en effet, la cellule unitaire est en outre simulée avec différents polarisation magnétique allant de 150 kA /m à 350kA/m.

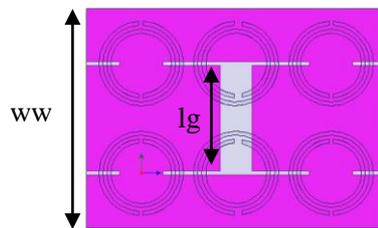
#### IV.4 FILTRE STOP BAND ACCORDABLE METAMATERIAU : UTILISATION DE RESONATEUR EN ANNEAU FENDU (SRR)

Dans cette section, nous discutons de filtres accordables utilisant des matériaux ferromagnétiques dans des formes planes. Tout d'abord, nous analysons le concept proposé qui peut être utilisé pour mettre en œuvre l'ordre de filtres accordable de bande d'arrêt supérieur. La figure (IV.10) montre un schéma d'un filtre à bande d'arrêt micro-ruban typique ayant six résonateurs SRR et double bande de ferrite. Les dimensions de la SRR était le même que celui mentionné ci-dessus et la largeur du fil

est  $ww = 2,16$  mm, longueur de l'intervalle est  $lg = 1.6$ mm la longueur totale du filtre est de 1,5 cm



(a)



(b)

Figure IV.10: (a) Configuration du filtre accordable avec double couches de ferrite.

(b) sa section transversal

Le filtre est en outre simulée avec différents polarisation magnétique allant de 150 kA / m à 350kA / m, et les caractéristiques de transmission sont illustrés sur la figure (IV.11) où il est montré que les deux bandes d'arrêt sont décalés. La première bande d'arrêt est déplacé de 3 GHz à 5 GHz avec une vitesse de réglage de 0.75 GHz / kA / m et la deuxième bande d'arrêt est décalé de 5.75 GHz à 7,8 GHz avec un taux d'accord de 0.5 GHz/kA/m.

Le niveau de la mise au point de la première bande d'arrêt est plus grande que la deuxième bande d'arrêt. Les pics de transmission et de largeurs de bande dans la première bande d'arrêt ne sont plus modifiés et la seconde bande d'arrêt est rétrécie sur l'augmentation de la polarisation magnétique.

C'est parce que sur l'augmentation de la polarisation magnétique, la perméabilité négative de bandes de ferrite près de la résonance magnétique déplacé rapidement.

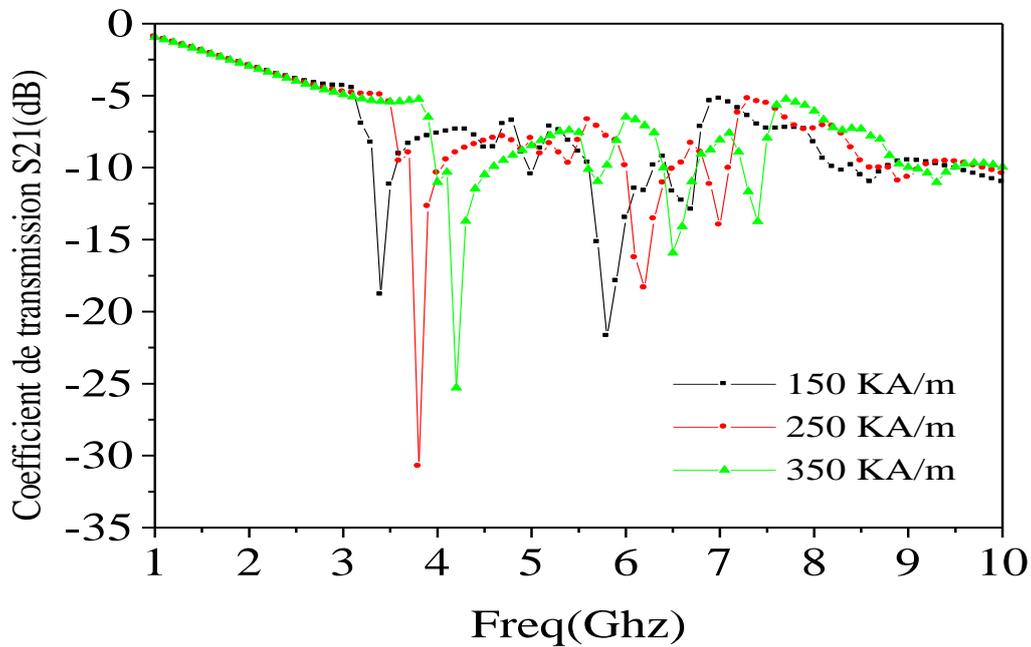


Figure IV.11: Résultats simulation de  $S_{21}$  du filtre avec différent polarisation du ferrite

$$H_0 = 150 \text{ kA / m}, H_0 = 250 \text{ kA / m} \text{ et } H_0 = 350 \text{ kA / m}$$

Le deuxième type de filtre stop bande se compose de trois SRR- fils avec deux couches de ferrite (figure (IV.12)).



Figure IV.12: Structure d'un filtre stop bande réglable avec trois SRR - fils et double couche de ferrite

Le filtre est en outre simulé avec différents polarisation magnétique allant de 150 kA/m à 350kA/m, et les caractéristiques de transmission sont illustrés dans Figure(IV.13) La bande d'arrêt est décalée de 6,6 GHz à 7,6 GHz, avec une vitesse de réglage de 0,875 MHz / kA / m

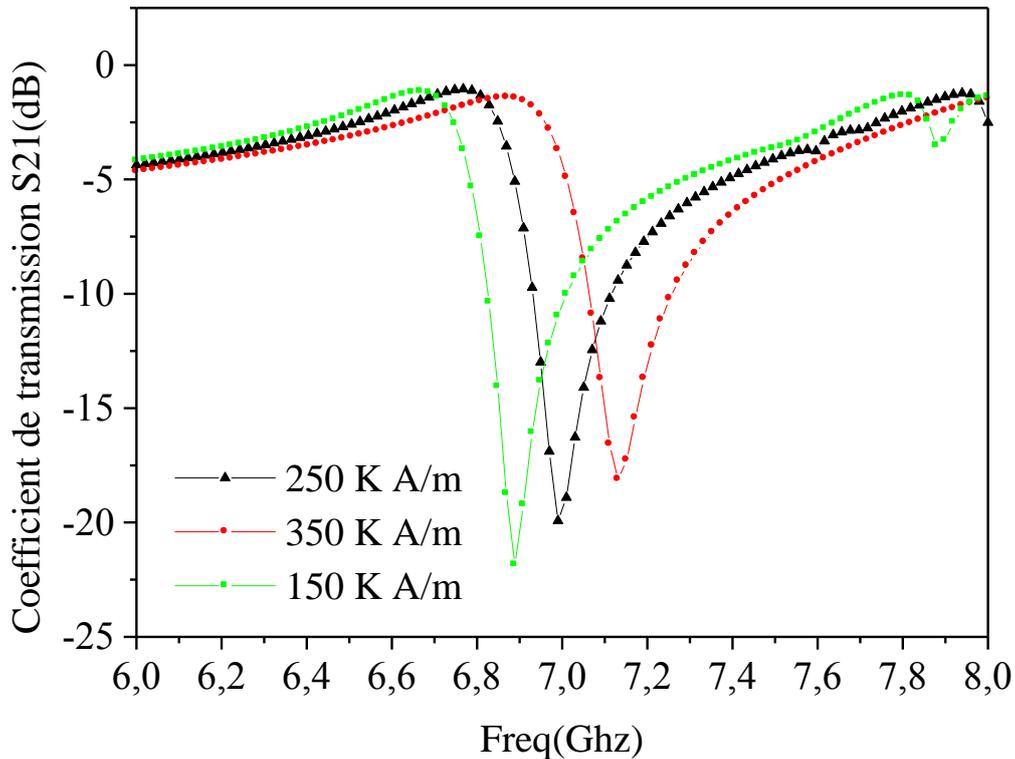


Figure IV.13: Les résultats de simulation de  $S_{21}$  de filtre avec différent polarisation de ferrite à  $H_0= 150 \text{ kA / m}$ ,  $H_0= 250 \text{ kA / m}$  et  $H_0= 350\text{kA / m}$

#### IV.5CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté des propriétés générales des matériaux magnétiques. Une attention particulière a été portée au YIG. Ce dernier est une ferrite douce qui est facilement saturé et le modèle de Polder a été utilisé pour modéliser son comportement en hyperfréquences. Le YIG massif a été employé pour la réalisation de nos dispositifs agiles en fréquence.

Nous avons conçu une double bande accordable métamatériau composé de ferrites fournissant une bande de perméabilité négative, et résonateurs magnétiques, y compris SRR et le fil continue fournissant une permittivité négative.

Un nouveau filtre à bande d'arrêt accordable en fréquence basé sur des éléments SRR-fils a été proposé et les résultats de simulation correspondants ont été présentés. Il a été démontré que la réponse passe-bande peut être réglée dynamiquement à différentes bandes de fréquence à l'aide de ferrite.

### CONCLUSION GENERALE

Les métamatériaux sont caractérisés par une perméabilité magnétique et une permittivité électrique négatives, dans une certaine bande de fréquences. Les propriétés électromagnétiques de tels matériaux sont inhabituelles par rapport à des matériaux « classiques » et très intéressantes. On réalise ceux-ci soit avec des structures résonnantes (Split Ring résonateurs + fils minces), démontrées pour la première fois par Smith et al. en 2000, soit avec des lignes de transmissions dans lesquelles ont intervertit des éléments capacitifs et inductifs. Pour réaliser ces lignes, on crée des capacités interdigitées et des vias terminés par un court-circuit avec le plan de masse. Cette deuxième structure a été proposée par Caloz et Itoh en 2002. C'est ce deuxième type de matériaux que l'on nomme composite main gauche /main droite.

A partir de 2002, les métamatériaux sont utilisés pour la réalisation des dispositifs des télécommunications. Alors nous nous sommes fixés comme objectif la modélisation des structures électromagnétiques millimétriques agiles à base des métamatériaux : Application aux filtres

Le travail que nous venons de présenter a été séparé en quatre sections principales.

Dans une première étape, Nous avons tout d'abord introduit les éléments de théorie sur les MMT. Nous avons aussi profité pour expliquer le contexte de notre étude à travers d'un état de l'art détaillé, Nous avons aussi présenté les différentes applications développées dans le domaine des métamatériaux.

Dans une deuxième étape, fut consacré à l'étude des différentes sortes de lignes de transmission métamatériau basés sur l'approche résonante. Les structures basées sur des résonateurs en anneaux fendu (SRR) et complémentaires résonateurs en anneaux fendu (CSRRs) sont présentées et étudiés, même si une attention particulière est accordée aux lignes complémentaires basés sur des résonateurs fendu en anneau, qui ont été appliquées principalement le long de cette thèse. Ces structures sont

essentiellement des lignes de transmission micro ruban chargés par des CSRRs et des écarts capacitifs.

Dans troisième partie, a porté sur applications des structures étudiées à des périphériques spécifiques. Une fois les propriétés des lignes de transmission métamatériaux ont été étudiées, ils peuvent être conçus pour faire partie des dispositifs spécifiques.

La conception de filtre métamatériau est une application des lignes de transmission métamatériaux. La section consacrée à ces dispositifs commence par un état de l'art dans les filtres .L'intégration du SRR permet de créer une bande d'arrêt ou d'améliorer les performances hors la band de filtres conventionnels par des bandes parasites supprimer et dans l'alternance de sections de lignes de transmission droite et gauche sont quelques-unes des stratégies employées.

Par la suite, on a démontré la faisabilité de rajouter une fonction d'agilité dans les dispositifs hyperfréquences, en utilisant des couches magnétiques de YIG. Nos dispositifs sont donc basés sur l'utilisation d'un matériau magnétique dont le rôle est d'assurer leurs accords par une intervention extérieure. Un état de l'art des différents matériaux magnétiques a été fait et une attention particulière a été portée sur le YIG. Concernant le résonateur fendu en anneau SRR, des simulations électromagnétiques 3D ont été réalisées pour étudier l'influence du champ magnétique appliqué sur la fréquence de résonance.

Un travail important a été mené d'un point de vue technologique notamment, les résultats de simulation obtenus pour le résonateur ont montré les propriétés d'agilité en fréquence apportées par le matériau magnétique. Les pertes d'insertion mesurées restent relativement élevées (environ 2dB).

Afin de valider notre modèle théorique de la cellule SRR réalisée sur un substrat de ferrite, une caractérisation deux filtre à six SRR et trois SRR ont été faite pour plusieurs valeurs du champ magnétique appliqué.

En conclusion de ce travail de thèse, nous avons montré qu'il est aujourd'hui possible de réaliser des dispositifs hyperfréquences compacts et accordables par la combinaison des structures SRR et des ferrites.

Nous avons posé les bases de certaines modélisations de ces dispositifs et montré que les propriétés attendues étaient là et que l'agilité était possible. Toutefois la modélisation des ferrites lorsque l'aimantation n'est pas uniforme est très mal prise en compte dans les logiciels commerciaux. Les phénomènes physiques semblent maintenant bien identifiés, il faudra améliorer les modèles et les simulations numériques pour améliorer la prédiction de ces structures. Ensuite pour l'avenir, l'amélioration doit porter impérativement sur la maîtrise des pertes. En effet, les lignes d'accès sont réalisées sur le ferrite et il convient de réduire autant que possible leur longueur.

L'un des résultats essentiels de ce travail était la démonstration de l'agilité en fréquence du résonateur en anneau fendu à double couche de ferrite. Il sera donc nécessaire de lancer la fabrication des dispositifs avec double couches en ferrite. Il pourrait être de déposer ces couches juste au-dessous et au-dessus de la cellule SRR pour éviter les pertes d'insertion aux accès. Enfin les couches magnétiques à base de nano particules développées par la méthode sol-gel pourraient présenter un certain nombre d'avantages en termes de coût et de facilité de mise en œuvre.

### ➤ **Perspectives et travaux futurs**

Le formalisme théorique établi dans le cadre de cette thèse contribue à une meilleure compréhension des propriétés électromagnétiques effective de métamatériaux à base de résonateur en anneau fendu.

Différents futurs axes de recherche peuvent émerger de cette thèse. Par exemple, les composants micro-onde supplémentaires tels que bi-bande ou quadri-bande coupleurs hybride pourraient être une application avec les particules ouvertes en combinant les lignes de transmission métamatériaux déjà présentés avec leurs implémentations double de contrepartie.

De plus, l'amélioration de la performance (par exemple, les pertes) des composants multi-bandes sur la base des lignes métamatériaux pouvait être optimisée en tenant compte de différentes solutions. Par exemple, une technologie différente avec un facteur de meilleure qualité inhérente (comme guide d'ondes ou SIW intégrée surface) pourrait être envisagée. Alternativement, l'utilisation des inverseurs d'impédance pour remplacer soit la série ou la branche de dérivation de la ligne métamatériaux peuvent être analysés pour la conception des filtres bi-bande passe-bande, car leur facteur de qualité associé est beaucoup plus élevé que ceux des éléments localisés. D'autre part, la méthodologie de conception des lignes de transmission pourrait être reconsidérée en incluant les pertes du niveau de circuit (ce qui pourrait conduire à la nécessité de tenir compte des résistances supplémentaires afin d'obtenir une réponse optimale).

Avec cette dernière méthode, les conditions de phase et impédance pourraient encore être satisfaites dans les quatre bandes (ou deux bandes en tenant compte du filtre passe-bande dual-band).

En outre, la mise en œuvre d'un bi-bande ou quadri-bande émetteur-récepteur complet au moyen des éléments présentés ici pourrait également être étudiée.

En ce qui concerne les lignes métamatériaux accordables, les cristaux liquides pourraient être étudiés comme une alternative aux couches de ferrite, ce qui permet des résultats similaires à obtenir mais avec un faible niveau de pertes et des performances supérieures. Ainsi, avec cette dernière technologie, l'accordabilité de lignes de transmission métamatériaux (SRR, CSSR) pourrait être analysée, ce qui rend donc possible d'obtenir des composants et des filtres multi-bande accordables.

**BIBLIOGRAPHIES**

- [1] V. Veselago. "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ". Soviet Physics Uspekhi, vol. 10, no. 4, February 1968.
- [2] A. Sihvola. "Metamaterials in electromagnetics". Metamaterials, vol. 1, no. 1, February 2007.
- [3] H. Lamb. "On group-velocity". In Proc. London Math. Soc., pages 473–479, 1904.
- [4] H. C. Pocklington. "growth of a wave-group when the group-velocity is negative". Nature, vol. 71:607–608, 1905.
- [5] A. Schuster. An introduction to the Theory of Optics. Edward Arnold, London, 1904.
- [6] L. I. Mandelshtam. "Lectures on some problems of the theory of oscillations". Complete Collection of works, vol. 5 :428–467, 1950.
- [7] G. D. Malyuzhinets. "A note on the radiation principle". Zhurnal Technicheskoi Fiziki, vol. 21 :940–942, 1951.
- [8] D. V. Sivukhin. "The energy of electromagnetic waves in dispersive media". Opt. Spektrosk, vol. 3 :308–312, 1957.
- [9] V. E. Pafomov. "jetp 33". Soviet Physics, vol. 33 n°4, 1957.
- [10] R. A. Silin. "Possibility of creating plane-parallel lenses". Opt. Spektrosk, vol. 44 :189–191, 1978.
- [11] 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 no 18 :4184–4187, 2000.
- [12] J. Brown. "Artificial dielectrics". progress in dielectrics, vol. 2 :195–225, 1960.
- [13] W. Rotman. "Plasma simulation by artificial and parallel plate media". IRE Trans. Ant. Propagat., vol. 10 :82–95, 1962.
- [14] S. A. Schelkunoff and H. T. Friis. Antennas : Theory and practice. New York : John Wiley and Sons, 1952.

- [15] H. J. Schneider and P. Dullenkopf. "Slotted tub resonator : A new nmr probe head at high observing frequencies". *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 48 no. 1 :68–73, 1977.
- [16] W. H. Hardy and L. A. Whitehead. "split-ring resonator for use in magnetic resonance from 200-2000 mhz". *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 52 no. 2 :213–216, 1981.
- [17] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart. "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena". *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn.*, vol.47 no. 11 :2075–2084, 1999.
- [18] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz. "Experimental verification of a negative index of refraction". *Science*, vol. 292 :77–79, 2001.
- [19] P. M. Valanju, R. M. Walser, and V. A. P. "wave refraction in negative-index media : always positive and very inhomogeneous". *Physical review letters*, vol. 18 no 18, 2002.
- [20] J. B. Pendry and D. R. Smith. "comment on "wave refraction in negative-index media : always positive and very inhomogeneous"". *Physical review letters*, vol. 90 no 2, 2003.
- [21] V. G. Veselago and E. E. Narimanov. "The left hand of brightness : past, present and future of negative index materials". *Nature materials*, vol. 5, 2006.
- [22] A. N. Grigorenko, A. K. Geim, H. F. Gleeson, Y. Zhang, A. A. Firsov, I. Y. Khrushchev, and J. Petrovic. "Nanofabricated media with negative permeability at visible frequencies". *Nature*, vol. 438 no 17 :335–338, 2005.
- [23] H. J. Lezec, J. A. Dionne, and H. A. Atwater. "Negative refraction at visible frequencies". *Science*, vol. 316 :430–432, 2007.
- [24] N. Fang. "Sub-diffraction-limited optical imaging with a silver superlens". In *Science*, volume vol. 308, pages 534–537, 2005.
- [25] N. Garcia and M. Nieto-Vesperinas. "Left-handed materials do not make a perfect lens". *Physical review letters*, vol. 88 no 20, 2002.
- [26] J. B. Pendry. "Left-handed materials do not make a perfect lens". *Physical review letters*, vol. 91 no 9, 2003.
- [27] U. Leonhardt. "Optical conformal mapping". *Science*, vol. 312 :1777–1780, 2006.

- [28] F. Falcine, F. Martín, J. Bonache, and R. Marqués. "Left handed coplanar waveguide band pass filters based on bi-layer split ring resonators". *IEEE Microwave and wireless*, vol. 14 no 1 :10–12, 2004.
- [29] C. Caloz, H. Okabe, Iwai T., and Itoh T. "Transmission line approach of left-handed (lh) materials". In *USNC/URSI Nat. Radio Science Meeting*, volume vol. 1, page 39, June 2002.
- [30] A. K. Iyer and G. V. Eleftheriades. "Negative refractive index metamaterials supporting 2-d waves". In *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, volume vol. 2, pages 1067–1070, June 2002.
- [31] G. V. Eleftheriades, and K. G. Balmain, "Negative-Refraction Metamaterials: Fundamental Principles and Applications", John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [32] J. M. Pitarke, F. J. Garcia-Vidal, J. B. Pendry, "Effective electronic response of a system of metallic cylinders", *Physical Review B*, vol. 57, pp. 15261-5, Jun 1998.
- [33] R. A. Shelby, D. R. Smith and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction", *Science*, vol. 292, pp. 77-9, Apr 2001.
- [34] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Low frequency plasmons in thin wire structures", *J. Phys. Condens. Matter*, vol. 10, pp. 4785-4809, 1998.
- [35]. J. Bonache, J. Martel, I. Gil, M. Gil, J. García-García, F. Martín, I. Cairo and M. Ikeda, "Super compact ( $< 1\text{cm}^2$ ) band pass filters with wide bandwidth and high selectivity at C-band", *European Microwave Conference*, Manchester, United Kingdom, vol. 1-4, pp. 177-180, September 2006.
- [36]. J. García-García, F. Aznar, M. Gil, J. Bonache and F. Martín, "New Ultra Compact Resonant Particle based on Split Rings Resonator suitable for Left Handed planar structures", *XXI Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Oviedo, Spain, September 2006.
- [37] A. F. de Baas, S. Tretyakov, P. Barois, and T. Scharf, "Nanostructured Metamaterials Exchange between experts in electromagnetics and material science", *European Union*, 2010 ISBN 978-92-79-07563-6.

- [38] K. Aydin and E. Ozbay ,”Identifying magnetic response of split-ring resonators at microwave frequencies”, *Opto-Electronics Review* 14(3), pp. 193-199, DOI: 10.2478/s11772-006-0025-x
- [39]. I. Gil, J. Bonache, M. Gil, J. García-García and F. Martín, "On the left handed and right Handed transmission properties of microstrip lines loaded with complementary split rings resonators", *Third Workshop on Metamaterials and Special Materials for Electromagnetic and TLC Applications*, Rome, Italy, pp. 33, March 2006.
- [40] I. Gil, J. Bonache, M. Gil, J. García-García, F. Martín and R. Marqués, "Modelling complementary-split-rings-resonator (CSRR) left-handed lines with inter-resonator's coupling", *IEEE Mediterranean Electrochemical Conference*, Torremolinos, Spain, vol. 1 and 2, pp. 225-228, May 2006.
- [41]. M. Gil, J. Bonache, J. García-García and F. Martín, "Resonant-Type Metamaterial Transmission Lines: Design and Applications", *Young Scientist meeting on Metamaterials*, Seville, Spain, November 2006.
- [42] J. Bonache, M. Gil, I. Gil, J. García-García and F. Martín, "Recent advances in resonant-type metamaterial transmission lines for planar filter design", *International Workshop on Microwave Filters*, Toulouse, France, October 2006.
- [43] M. Gil, J. Bonache, I. Gil, J. García-García and F. Martín, "Artificial left-handed transmission lines for small size microwave components: Application to power dividers", *36th European Microwave Conference*, Manchester, United Kingdom, vol. 1-4, pp. 130-133, September 2006.
- [44] M. Gil, I. Gil, J. Bonache, J. García-García and F. Martín, "Metamaterial transmission lines with extreme impedance values", *Third Workshop on Metamaterials and Special Materials for Electromagnetic and TLC Applications*, Rome, Italy, pp. 34, March 2006.
- [45] S. A. Ramakrishna, “Physics of negative refractive index materials,” *Rep. Prog. Phys.* 68, pp. 449–521, 2005.
- [46] N. Engheta, R. W. Ziolkowski, “A Positive Future for Double- Negative Metamaterials,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 53, 4,pp. 1535-1556, 2005.

- [47] L.I. Mandelshtam, Lectures on some problems of the theory of oscillations (1944), in Complete Collection of Works, vol. 5, Moscow: Academy of Sciences, 1950, pp. 428-467 (in Russian).
- [48] S. A. Tretyakov, "Research on negative refraction and backwardwave media: A historical perspective," EPFL Latsis Symposium 2005. Negative refraction: revisiting electromagnetics from microwaves to optics, Lausanne, pp. 30-35R, 28.2-2. 03. 2005.
- [49] J. B. Pendry, A. J. Holden, W. J. Stewart and I. Youngs: "Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures," Physical Review Letters, Vol. 76, No. 25, pp. 4773-4776, 17 June 1996.
- [50] M. Beruete, M. Aznabet, M. Navarro-Cia, and M. Sorolla, "Electroinductive waves role in left-handed stacked complementary split rings resonators", Optics Express, vol. 17, no. 3, Feb 2009.
- [51] F. Falcone, T. Lopetegi, J. D. Baena, and M. Sorolla, "Effective Negative- $\epsilon$  Stropband Microstrip Lines Based on Complementary Split Ring Resonators", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 14, no. 6, pp. 280-282, Jun 2004.
- [52] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martin, and T. Lopetegi, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 53, pp. 1451-1460, Apr 2005.
- [53] C. Caloz and T. Itoh, "electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications", John Wiley & Sons, Inc., 2006
- [54] G. V. Eleftheriades, A. K. Iyer, and P. C. Kremer, "Planar refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, pp. 2702-2712, Dec 2002
- [55] C. Caloz and T. Itoh, "Novel microwave devices and structures based on the transmission line approach of meta-materials", IEEE-MTT Int' l Symp., vol. 1, pp. 195-198, Philadelphia, PA, June 2003
- [56] C. Caloz and T. Itoh, "Transmission Line Approach of Left-Handed (LH) Materials and Microstrip Implementation of an Artificial LH Transmission Line", IEEE Trans. Antenna and propagation, vol. 52, no.5, pp. 1159-1166, May 2004 [3.5] A. Lai

and T. Itoh, "Composite Right/Left-handed Transmission Line Metamaterials", IEEE Microwave magazine, pp. 35-48, Sept 2004

[57] A. Lai and T. Itoh, "Composite Right/Left-handed Transmission Line Metamaterials", IEEE Microwave magazine, pp. 35-48, Sept 2004

[58] J. -Q. Gong and Q. -X. Chu, "Synthesis of Resonant-Type CRLH Transmission Lines Based on CSRR with Dual Band Behavior", ICMMT2008 Proceeding, 2008

[59] J. Bonache, M. Gil, I. Gil, J. G. Garcia, and F. Martin, "Limitations and Solutions of Resonant-Type Metamaterial Transmission Lines for Filter Applications: the Hybrid Approach", Microwave Symposium Digest, 2006, IEEE MTT-S International, US, pp. 939-942, 2006

[60] W. Wei and H. Li, "Inhomogeneous Composite Right'/Left-Handed Transmission Line", ICMMT2008 Proceeding, 978-1-4244-1880-0/08

[61] A. F. Abdelaziz, T. M. Abuelfadl, and O. L. Elsayed, "Realization of composite right/left-handed transmission line using coupled lines", Progress In Electromagnetics Research, PIER 92, pp. 299-315, 2009

[62] C. Caloz, S. Abielmona, H. V. Nguyen, and A. Rennings, "Dual composite right/left-handed (D-CRLH) leaky-wave antenna with low beam squinting and tunable group velocity", Phys. Stat. sol., no. 4, pp. 1219-1226, Mar 2007

[63] S. N. Burokur, M. Latrach, and S. Toutain, "Study of the effect of dielectric split-ring resonators on microstrip line transmission", Microwave Opt Techno Lett, vol. 44, pp. 445-8, Mar 2005

[64] M. Kafesaki, T. Koschny, and R. Penciu, "Left-handed metamaterials: detailed numerical studies of the transmission properties", J. Optics A: Pure Applied Optics 7, pp. S12-S22, 2005

[65] I. Gil, J. Bonache, M. Gil, J. G. Garcia, and F. Martin, "Accurate circuit analysis of resonant-type left handed transmission lines with inter-resonator coupling" Journal of applied physics, vol. 100, Oct 2006

- [66] I. Gil, J. Bonache, M. Gil, J. G. Garcia, F. Martin, and R. Marques, "Modeling complementary split rings resonator (CSRR) left-handed lines with inter-resonator's coupling", IEEE Melecon 2006, pp. 225-228, May 2006
- [67] K. Aydin, K. Guven, M. Kafesaki, L. Zhang, C. M. Soukoulis, and E. Ozbay, "Experimental observation of true left-handed transmission peaks in metamaterials", Optics Letters, vol. 29, no. 22, pp. 2623-2625, Nov 2004
- [68] C. Caloz and T. Itoh, "Transmission Line Approach of Left-Handed (LH) Materials and Microstrip Implementation of an Artificial LH Transmission Line", IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 52, no. 5, pp. 1159-1166, May 2004
- [69] D. M. Pozar, MICROWAVE ENGINEERING 3rd edition, J. Wiley & Sons, 2005
- [70] M. Beruete, M. Aznabet & etc., "Electroinductive waves role in left-handed stacked complementary split rings resonators", Optics Express, vol. 17, no. 3, pp. 1274-1281, Feb 2009
- [71] M. Gil, J. Bonache, I. Gil, J. G. Garcia, and F. Martin, "On the transmission properties of left-handed microstrip lines implemented by complementary split rings resonators", Int. J. Numer. Model, pp. 87-103, John Wiley & Sons, Ltd., 2006
- [72] J. Bonache, F. Martin, I. Gil, J. G. Garcia, R. Marques, and M. Sorolla, "Microstrip Bandpass Filters with Wide Bandwidth and Compact Dimensions", Microwave and Optical Technology Letters, Vol.45, No.4, Aug 2005, pp. 343-346.
- [73] I. Gil, J. Bonache, M. Gil, J. G. Garcia, and F. Martin, "Left-handed and Right-handed transmission properties of microstrip lines loaded with complementary split rings resonators", Microwave and Optical Technology Letters, Vol.48, No.12, Dec 2006, pp. 2508-2511
- [74] I. Gil, J. Bonache, M. Gil, J. G. Garcia, and F. Martin, "Accurate circuit analysis of resonant-type left-handed transmission lines with inter-resonator coupling", Journal of Applied Phy., 100, 2006, pp. 07498-1-10.
- [75] J. Bonache, M. Gil, I. Gil, J. G. Garcia, and F. Martin, "Limitations and Solutions of Resonant-Type Metamaterial Transmission Lines for Filter Applications: the Hybrid Approach", IEEE Microwave Symposium Digest, 2006, pp. 939-942 .

- [76] Ansoft corporation, HFSS 10 User's guide, 2005.
- [77] A. M. Nicolson and G. F. Ross, "Measurement of the intrinsic properties of materials by Time-Domain techniques," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 4, pp. 377–382, 1970.
- [78] W. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 1, pp. 33–36, 1974.
- [79] D. R. Smith, S. Schultz, P. Markoš, and C. M. Soukoulis, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients," *Phys. Rev. B*, vol. 65, p. 195104, Apr 2002.
- [80] X. Chen, T. M. Grzegorzcyk, B.-I. Wu, J. Pacheco, and J. A. Kong, "Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials," *Phys. Rev. E*, vol. 70, p. 016608, Jul 2004.
- [81] J. -S. Hong and M.J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, Wiley, New York, 2001.
- [82] B. Xia, L. S. Wu, and J. F. Mao, "An Ultra-Wideband Balanced Bandpass Filter Based on Defected Ground Structures", *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 25, 133-144, 2012.
- [83] J. S. Hong and M. J., "Theory and Experiment of Novel Microstrip Slow-Wave Open-Loop Resonator Filters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 45, No. 12, pp. 2358-2365, December 1997.
- [84] R. Lerdwanittip, A. Namsang, and P. Akkaraektalin, "Bandpass Filters using T-shape Stepped Impedance Resonators for Wide Harmonics Suppression and their Application for a Diplexer", *Journal of Semiconductor Technology and Science*, Vol. 11, No. 1, March 2011.
- [85] S. Y. Lee and C. M. Tsai, "Design of microstrip filter using multiple capacitively loaded coupled lines", *IET Microwave Antennas Propagation*, Vol. 1, pp. 651-657, June 2007.

- [86] M. Chen, Y. C. Lin, and M. H. Ho, "Quasi-Lumped Design of Bandpass Filter Using Combined CPW and Microstrip", *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 9, 59-66, 2009.
- [87] M. Keshvari and M. Tayarani, "A Novel Miniaturized Bandpass Filter Based on Complementary Split Ring Resonators (CSRRs) and Open-Loop Resonators", *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol.23, 165-172, 2011.
- [88] D. M. Choi, D. O. Kim, and C. Y. Kim, "Design of a Compact Narrow Band Pass Filter Using the Rectangular CSRRs", *PIERS Online*, Vol. 5, No.5, 2009.
- [89] X. Lai, Q. Li, P. Y. Qin, B. Wu, and C. H. Liang, "A Novel Wideband Bandpass Filter Based on Complementary Split-Ring Resonator", *Progress In Electromagnetics Research C*. Vol. 1, 177-184, 2008.
- [90] M. Gil, J. Bonache and F. Martin, "On the transmission properties of left-handed microstrip lines implemented by complementary split rings resonators", *Int. J. Numer. Model*, 19:87-103, 2006.
- [91] M. Gill, I. Gill, J. Bonache, and F. Martin, "Metamaterial transmission lines with extreme impedance values", *Microwave and Optical Technology letters*, Vol. 48, No. 12, pp. 2500-2505, December 2006.
- [92] C. Li, K.-Y. Liu and F. Li, "Design of microstrip highpass filters with complementary split ring resonators", *Electronics Letters*, Vol.43, No.1, 4<sup>th</sup> Jan 2007.
- [93] P. A. Rizzi, *Microwave Engineering: Passive Circuits*, Prentice Hall, 1988. 148
- [94] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley and Sons, Inc., 2<sup>nd</sup> edition 1998.
- [95]. A. Grbic and G.V. Eleftheriades, "Experimental verification of back-ward-wave radiation from a negative index metamaterial," *Journal of Applied Physics*, Vol. 92, No. 10, November 2002, pp. 5930-5934.
- [96]. Zeng, Wang, Zhang, and Zhu, *Microwave & Optical Technology Letters*, Vol. 52, No. 2, February 2010, p. 430.

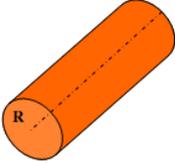
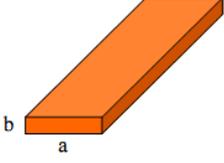
- [97]. P. Mondal, M.K. Mandal, A. Chaktabarty, and S. Sanyal, "Compact bandpass filters with wide controllable fractional bandwidth," *IEEE Microwave & Wireless Components Letters*, Vol. 16, 2006, pp. 540-542.
- [98]. M. Gil, J. Bonache, and F. Martín, "Metamaterial Filters: A Review," *Science Direct*, August 2008, pp. 186-197.
- [99]. Gil, Morata, Fernandez, Rottenberg, and De Raedt, *Microelectronic Engineering*, Vol. 88, 2011, pp. 1-5.
- [100]. J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. García, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, R. Marqués, F. Medina, and M. Sorolla, "Super compact split ring resonators CPW band pass filters," *Proceedings of the IEEE-MTT International Microwave Symposium Digest*, Fort Worth, TX, June 2004, pp. 1483–1486.
- [101]. P. Mondal, M.K. Mandal, A. Chaktabarty, and S. Sanyal, "Compact bandpass filters with wide controllable fractional bandwidth," *IEEE Microwave & Wireless Components Letters*, Vol. 16, 2006, pp. 540-542.
- [102]. J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. García-García, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, R. Marqués, F. Medina, and M. Sorolla, "Compact coplanar waveguide band pass filter at S-band," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 46, 2005, pp. 33-35.
- [103]. Guo Deng and Che Li, *Microwave & Optical Technology Letters*, Vol. 53, No. 7, July 2011, p. 1483; Azna Velez, Duran-Sindreu, and Martin Bonache, *IET Microwave Antennas & Propagation*, Vol. 5, No. 3, February 2011, pp. 277-281.
- [104]. Yang Tang, *Microwave & Optical Technology Letters*, Vol. 52, No. 11, November 2010, p. 2592.
- [105] P. Weiss, "La variation du ferromagnétisme avec la température", *Comptes Rendus des Séances de l'Académie des Sciences*, vol. 143, pp 1136-1139, 1906.
- [106] P. Weiss, "L'hypothèse du champ moléculaire et la propriété ferromagnétique", *Journal de Physique*, vol. 6, p 661, 1907.
- [107] G.T. Rado, "Theory of the microwave permeability tensor and Faraday effect in non-saturated ferromagnetic materials", *Phys Review*, vol. 89, p 529, 1953.

- [108] P. Quéffélec, “Les composites magnétique en hyperfréquences : du matériau au dispositif”, Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Bretagne Occidentale, pp 56-100, Septembre 2002.
- [109] E. Schloemann, “Microwave behaviour of partially magnetized ferrites”, *Journal of Applied Physics*, vol. 41, N° 1, pp 204-214, January 1970.
- [110] P. Gelin, K.B. Pichvant, “New consistent model for ferrite permeability tensor with arbitrary magnetization state”, *IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, N° 8, pp 1185-1192, August 1997.
- [111] D. Polder, “On the theory of resonance”, *Physica*, vol. 15, N° 1-2, pp 253-255, april 1949.
- [112] C. Kittel, “Physical theory of ferromagnetic domains”, *Reviews of modern Physics*, vol. 21, N° 4, pp 541-583, 1949.
- [113] Y. He, P. He, S.D. Yoon, P.V. Parimi, F.J. Rachford, V.G. Hrris and C. Vttoria “Tunable negative index metamaterial using Yttrium Iron Garnet”, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 313, N° 1, pp 187-191, June 2007.
- [114] L. Kang, Q. Zhao, H. Zhao and J. Zhou “Magnetically tunable negative permeability metamaterial composed by split ring resonators and ferrite rods”, *Optics Express*, vol. 16, N° 12, pp 8825-8835, 2008.
- [115] M. Abdalla and Z. Hu, “On study of CPW dual band left handed propagation with reciprocal and nonreciprocal characteristics over ferrite substrates”, *IEEE Antennas and Propagation Symposium*, pp 2578-2581, June 2007.
- [116] M. Tsutsumi and Y. Ueda, “Nonreciprocal left-handed microstrip lines using ferrite substrate”, *IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques International Symposium*, Vol. 1, pp 249-252, June 2004.
- [117] M. Abdalla and Z. Hu, “A nonreciprocal left handed coplanar waveguide on ferrite substrate with only shunt inductive load”, *Proceeding of metamaterials*, October 2007.
- [118] Y. Huang, G. Wen, T. Li and K. Xie, “Low-Loss, Broad- band and Tunable Negative Refractive Index Metamaterial,” *Journal of Electromagnetic Analysis & Applications*, Vol. 2, pp. 104-110, 2010

- [119] L. Kang, Q. Zhao, H. J. Zhao and J. Zhou, "Ferrite-Based Magnetically Tunable Left-Handed Metamaterial Composed of SRRs and Wires," *Optics Express*, Vol. 16, No. 22, 2008, pp. 17269-17275.
- [120] H. J. Zhao, J. Zhou, Q. Zhao, B. Li, L. Kang and Y. Bai, "Magnetotunable Left-Handed Material Consisting of Yttrium Iron Garnet Slab and Metallic Wires," *Applied Physics Letters*, Vol. 91, 2007,
- [121] Q. Zhao, L. Kang, B. Du, B. Li, J. Zhou, H. Tang, X. Liang and B. Zhang, "Electrically Tunable Negative Permeability Metamaterials Based on Nematic Liquid Crystals," *Applied Physics Letters*, Vol. 90, 2007,
- [122] Y. X. He, P. He, S. D. Yoon, P. V. Parimi, F. J. Rachford, V. G. Harris and C. Vittoria, "Tunable Negative Index Metamaterial Using Yttrium Iron Garnet," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 313, No. 1, 2007, pp. 187-191.
- [123] T. H. Feng, Y. H. Li, H. T. Jiang, W. X. Li, F. Yang, X. P. Dong and H. Chen, "Tunable Single-Negative Metamaterials Based on Microstrip Transmission Line with Varactor Diodes Loading," *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. 120, 2011, pp. 35-50.
- [124] H.M. Greenhouse, "Design of planar rectangular microelectronic inductors", *IEEE Transactions on Parts, Hybrids and Packaging*, vol. 10, N° 2, pp 101-109, June 1974.

## ANNEXE 1

## Moyenne arithmétique et moyenne géométrique

|          |   |   |
|----------|---|---|
| Sections |  |  |
| GMD      | $0,7788 * R$  | $(a+b) * 0,22313$   |
| AMD      | $R$   | $(a+b)/3$   |

GMD et AMD correspondent à une ligne de section circulaire et rectangulaire respectivement [124].

## Facteur de correction T

| Fréquence (GHz) | Épaisseur du ruban | T      |
|-----------------|--------------------|--------|
| 1               | 0,0025mm           | 0,9986 |
| 1               | 0,0075mm           | 0,9095 |
| 10              | 1nm                | 0,9974 |

Variation du coefficient de correction en fonction de la fréquence et en fonction de l'épaisseur du ruban [124].

## ANNEXE 2

## Correspondance entre les systèmes d'unités SI et CGS

| Grandeurs              | SI        | CGS                 | Relations                            |
|------------------------|-----------|---------------------|--------------------------------------|
| Champ magnétique H     | A/m       | Oe                  | $1\text{A/m}=4\pi 10^{-3}\text{Oe}$  |
| Aimantation M          | A/m       | uem/cm <sup>3</sup> | $1\text{A/m}=10^{-3}\text{uem/cm}^3$ |
| Induction magnétique B | Tesla (T) | Gauss (G)           | $1\text{T}=10^4\text{Gauss}$         |