REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DU 20 AOUT 55 SKIKDA

Faculté : Technologie

Département : Génie Electrique

Thèse

Présentée pour l'obtention du grade de DOCTORAT 3ème Cycle

Option : Electronique

Spécialité : Traitement de signal et génie biomédical

Thème

Etude et Conception de Capteur à Base de Métamatériaux Appliqué en Biomédical

Présentée Par :

Sekkache Hocine

Devant le jury composé de :

Nom Prénom :	**Qualité :**	**Affiliation :**
Pr. Djemili Rafik	Président	U. 20 août 1955 Skikda.
Pr. Lashab Mohamed	Directeur de thèse	U. Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi.
Pr. Ouchtati Salim	Co- directeur	U. 20 août 1955 Skikda.
Pr. Mouestsi Souheil	Examinateur	U. Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi.
Dr. Ait Kaki Abdelaziz	Examinateur	U. Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi.
Pr. Belmeguenai Aissa	Examinateur	U. 20 août 1955 Skikda.
Dr. Djouablia Linda	Examinateur	U. 20 août 1955 Skikda.

Année Universitaire : 2024/2025

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

Ma très chère mère et mon très cher père, à leur grand sacrifice et le dévouement pour mon bonheur.

Ma femme, mes enfants, mes frères et sœurs et toute ma famille.

A mes amis et toute personne qui m'aidée de loin ou de prés.

Remerciements

Avant tout je remercie **ALLAH**, mon créateur qui m'a soutenu en bonheur et en malheur et m'avoir donné la patience et le courage durant ces longues années d'études.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à mon directeur de recherche, **Pr**. **Mohamed Lashab**, et au co-directeur **Pr**. **Salim Ouchtati** pour leurs soutien vital et leurs conseils avisés tout au long de ma formation doctorale, et de toutes les activités de recherche qui y sont associées.

Je tiens aussi à présenter mes remerciements et ma gratitude au **Pr**. **Djemili Rafik** le responsable du comité de formation doctorale en biomédical pour son aide, sa compréhension et son soutien dans les moments difficiles.

Je présente mes remerciements et ma gratitude à tous les enseignants du département de Génie Electrique de l'université de 20 août 1955 Skikda, qui l'ont toujours enrichie de leurs savoirs.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance au professeur **Raed A. Abd-Alhameed**, du département biomédical et électronique, de l'Université de Bradford, Grande Bretagne, pour son aide dans la réalisation et les mesures des capteurs réalisés.

Merci également aux membres de jury de ma soutenance de thèse d'avoir accepté de faire partie du jury. Leurs commentaires et suggestions ont été précieux et m'ont permis d'en améliorer la qualité.

Enfin, j'adresse mes remerciements à toutes les personnes qui m'ont aidé et soutenu durant cette période de près ou de loin.

Table des matières

Dédicace ii
Remerciements iii
Table des matières iv
Liste des figures vii
Liste des tableaux xii
Abréviations xiii
Résumé xiv
Abstract xv
ملخص xvi
Introduction générale 1

Chapitre I Généralités sur les métamatériaux et leurs applications

I.1. Introduction 4
I.2. Définitions et classification des métamatériaux 4
I.3. Synthèse des métamatériaux 13
I. 3.1 Milieu à permittivité négative 13
I. 3.2 Milieu à perméabilité négative 15
I. 3.3 Milieu doublement négatif 17
I.4. Théorie des métamatériaux 19
I. 4.1 Domaine d'application des ondes électromagnétique 19
I. 4.2 Propagation électromagnétique dans un milieu homogène 21
I. 4.3 Propagation électromagnétique en milieu métamatériaux 23
I.5. Les surfaces sélectives en fréquence (FSS) 26
I.6. Applications des métamatériaux 28
I.7. Les capteurs à base de métamatériaux en biomédical 33
I.8. Conclusion 38
Références du chapitre I 39

Chapitre II Les lignes de transmission métamatériaux

II.1. Introduction 42
II.2. Modélisation de la ligne de transmission 42
II.3. Analyse des lignes de transmission artificielles 46
II.4. Théorie de la ligne de transmission métamatériaux 48
II.4.1. Ligne de transmission main gauche 48

II.4.2. Les lignes de transmission composite main droite / main gauche 51
II.5. Mise en œuvre des lignes de transmission du CRLH 57
II.5.1. Lignes chargées par LC 57
II.5.2. Lignes chargées de résonateur.....58
II.6. Conclusion.....60
Références du chapitre II.....61

Chapitre III Etude des cellules unitaire à base de métamatériaux

III.1. Introduction.....64
III.2. Technique et procédure d'homogénéisation 64
III.3. Résonateur à activité magnétique.....68
III.3.1. Le résonateur en anneau fendu symétrique (avec tige métallique) 68
III.3.2. Le résonateur en anneau fendu (RAF) circulaire 72
III.3.3. Le résonateur en anneau fendu (RAF) carré.....74
III.3.4. Résonateur en anneau fendu complémentaire «RAFC».....76
III.4. Conclusion.....79
Références du chapitre III 80

Chapitre IV Application aux capteurs électromagnétique

IV.1. Introduction.....82
IV.2. La méthode numérique et les outils de simulation de métamatériaux 82
IV.2.1. La méthode des éléments finis.....82
IV.2.2. Logiciel HFSS.....83
IV.2.3. Les techniques d'extraction des paramètres effectifs.....84
IV.3. Simulation du capteur basé sur des résonateurs métamatériaux.....85
IV.4. Capteur microfluidique basé sur un résonateur à anneau fendu (RAF) 87
IV.5. Conception d'un capteur basé sur CRLH.....92
IV.6. Capteur basé sur un résonateur composite droite-gauche d'ordre zéro 95
IV.6.1. Structure du capteur et modèle de circuit équivalent 95
IV.6.2. Conception du capteur.....96
IV.6.3. Processus de fabrication 98
IV.6.4. Résultats et discussion.....100
IV.7. Conclusion 105
Références du chapitre IV.....106
Conclusion générale 108

Annexe : Etudier la sensibilité du capteur microfluidique proposé.....110
Liste des publications et conférences 113

Liste des figures

Chapitre I

Figure I. 1 Exemples de structures de métamatériaux fabriquées par répétition de méta-atomes ou métamolécules (cellules unitaires) [2].....5
Figure I. 2 Métamatériaux électromagnétiques : ses caractéristiques structurelles, qui sont plus petites que la longueur d'onde. 5
Figure I. 3 Résonateur en anneau fendu RAF avec double anneaux sous la forme : (a) circulaire et (b) carrée. 7
Figure I. 4 Résonateur à anneau fendu et son circuit équivalent [7]. 8
Figure I. 5 Représentation d'un complémentaire résonateur en anneau fendu (RAFC) et son modèle de circuit équivalent [8]. 9
Figure I. 6 Différents types de cellules unitaires EBG [9]. 10
Figure I. 7 Le schéma circuit d'une cellule unitaire symétrique d'une ligne CRLH, (a) modèle type T, (b) modèle type π [10]. 11
Figure I. 8 Classification des métamatériaux électromagnétiques sur la base de la perméabilité (μ) et de la permittivité (ε) [12]. 12
Figure I. 9 Structure du réseau de fils métalliques minces proposé par Pendry pour avoir un milieu à permittivité négative [14].....14
Figure I. 10 (a)Les RAFs proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative(b) Le circuit équivalent d'un double SRR [15].....15
Figure I. 11 Exemple d'un réseau de RAFs (a) la perméabilité (partie réelle) est négative autour de 8.5 GHz (b) La permittivité (partie réelle) reste toujours positive [17].....16
Figure I. 12 La structure proposée par D. Smith qui combine les fils minces et les RAF pour avoir un milieu doublement négatif (métamatériaux) [18]. 17
Figure I. 13 (a) Exemple de la permittivité et de la perméabilité d'un réseau constitué de fils minces et de RAF (b) l'indice de réfraction [17].....18
Figure I. 14 Le spectre électromagnétique [19].....19
Figure I. 15 Représentation schématique d'une onde électromagnétique (E : champ électrique, B : champ magnétique et λ : longueur d'onde). 20
Figure I. 16 Vecteur d'onde et vecteur de Poynting : (a) milieu conventionnel. (b) milieu main-gauche. 24

Figure I. 17 Schéma de la réflexion-transmission d'une onde plane lors d'un saut d'indice : réfraction normale à droite, réfraction négative à gauche [15]. 25
Figure I. 18 Propagation électromagnétique dans différents milieux [20].....25
Figure I. 19 Classification des FSSs [22].....27
Figure I. 20 Les quatre différents groupes de base des nouvelles FSS [22]. 27
Figure I. 21 Modèles d'application des métamatériaux pour améliorer le gain de puissance des antennes : (a) cellules unitaires entourant le patch rayonné, (b) utilisant les métamatériaux comme chargement d'antenne [4].....29
Figure I. 22 Module capteur assemblé [24].....30
Figure I. 23 Disposition et photographie d'un filtre UWB comprenant des résonateurs à anneau fendu complémentaires (RAFC) [25].....31
Figure I. 24 Schéma de la cellule unitaire avec résonateur métamatériau absorbant [26]...31
Figure I. 25 (a) Récupération des ondes propageant, (b) Amplification de l'onde évanescente [19].....32
Figure I. 26 Le rayon lumineux est en rouge et l'objet camouflé est entouré par la zone en bleu [19]. 32
Figure I. 27 Le résonateur à anneau divisé complémentaire (RAFC), Ebrahimi et al [30] .34
Figure I. 28 Schéma fonctionnel d'un biocapteur. 35
Figure I. 29 La topologie de l'échantillon DSRR pour la détection biologique [31]. 35
Figure I. 30 Scénario d'un réseau de santé sans fil. 36
Figure I. 31(a) Schématisation de l'antenne RFID sur le modèle humain homogène, (b) Antenne sur le modèle du bras humain. 37
Figure I. 32(a) La structure du métamatériau dans la boîte TEM, (b) les paramètres S de la structure [32].....37

Chapitre II

Figure II. 1 (a)Une ligne de transmission, (b) Circuit équivalent d'un tronçon de ligne de transmission [5]. 43
Figure II. 2 Une coupe transversale d'une ligne micro-ruban [5]. 43
Figure II. 3 Configuration des champs électrique ($\vec{E}$) et magnétique ($\vec{H}$) pour une ligne de transmission en technologie micro-ruban [5]. 44
Figure II. 4 Une coupe transversale d'une ligne coplanaire [5]. 44
Figure II. 5 La configuration des champs dans un CPW [5]. 45
Figure II. 6 Représentation en quadripôle. 45

Figure II. 7 Modèle de circuit de cellule unitaire d'une structure périodique d'une ligne de transmission artificielle :(a) en T et (b) en π [6].....46
Figure II. 8 Cellules unitaires d'une ligne de transmission. Le réseau en T d'une cellule unitaire : (a) TL à main-droite et (b) TL à main-gauche.....49
Figure II. 9 Exemple d'une cellule CRLH (a) vue de dessus, (b) en bas, et (c) circuit équivalent [8].....51
Figure II. 10 Diagrammes de dispersion correspondant aux deux cas idéaux de lignes main gauche et de ligne main droite [9]. 52
Figure II. 11 Modèles de tronçons de ligne CRLH sans pertes.....53
Figure II. 12 Diagramme de dispersion correspondant à une ligne CRLH [9]. 53
Figure II. 13 CRLH-TL ZOR proposée par Sanada et al [10].....54
Figure II. 14 ZOR à l'état de résonance [10]. 55
Figure II. 15 Diagramme de dispersion du CRLH TL et fréquence de résonance du résonateur d'ordre zéro (ZOR) [10]. 56
Figure II. 16 La photographie de la conception de ZOR utilisant des fentes de couplage au niveau des ports d'entrée et de sortie [12]. 57
Figure II. 17 Mise en œuvre du CRLH- TL chargé LC [13].....58
Figure II. 18 Une topologie typique de résonateurs métamatériaux (a) résonateur à anneau fendu (RAF), (b) résonateur à anneau fendu complémentaire(RAFC) [13]. 59
Figure II. 19 Ligne de transmission artificielle en technologie micro-ruban : (a) Une ligne micro-ruban chargée de RAF sur les côtés. (b) Paramètres S simulés de la structure [13]. 60

Chapitre III

Figure III. 1 Vue simple d'une structure en anneau fendu dans un réseau carré (espacement des réseaux a) [6]. 68
Figure III. 2 Cellule unitaire du RAF symétrique. La bande métallique verticale au centre se trouve sur la face opposée du substrat FR4. 69
Figure III. 3 Paramètres S obtenus pour la cellule RAF symétrique. 70
Figure III. 4 Réponse électromagnétique du RAF symétrique : a) Impédance relative (z) ; b) Indice de réfraction (n) ; c) Permittivité effective (ε) ; d) Perméabilité effective (μ). 71
Figure III. 5 Configuration de la cellule RAF circulaire (g=0.2mm, t=0.15mm, w=0.2mm). 72
Figure III. 6 les coefficients de réflexion et de transmission de la cellule RAF circulaire. .73
Figure III. 7 Perméabilité effective (μ) extraite de la cellule unitaire RAF circulaire. 73

Figure III. 8 Configuration de la cellule RAF carré imprimée sur un substrat de FR4-epoxy, la cellule est mise dans une boite de calcul HFSS (g=0.3mm, t=0.2mm, w=0.15mm). 74
Figure III. 9 Les coefficients de réflexion et de transmission de la cellule RAF carré. 75
Figure III. 10 Perméabilité effective (μ) extraite de la cellule unitaire RAF carré. 75
Figure III. 11 Topologie du RAF (a) et du RAFC (b). 76
Figure III. 12 Représentation et paramètres d'une unité de cellule du RAFC circulaire. 77
Figure III. 13 les coefficients de réflexion et de transmission de la cellule RAFC circulaire. 78
Figure III. 14 Permittivité effective extraite de la cellule unitaire RAFC circulaire. 78

Chapitre IV

Figure IV. 1 Interface principale d'ANSYS HFSS. 84
Figure IV. 2 Organigramme de la démarche méthodologique de conception de capteurs avec des cellules métamatériaux, simulé par HFSS.....86
Figure IV. 3 Capteur microfluidique basé sur un résonateur RAF simulé par HFSS.....88
Figure IV. 4 Coefficient de transmission sans et avec métamatériaux. 90
Figure IV. 5 La permittivité complexe du capteur proposé. 90
Figure IV. 6 La perméabilité complexe du capteur proposé. 91
Figure IV. 7 L'indice de réfraction.....91
Figure IV. 8 Coefficient de réflexion et coefficient de transmission, les fréquences de résonance apparentes se situent autour de 6 GHz et 9 GHz. 92
Figure IV. 9 Capteur proposé : Le capteur est chargé avec un résonateur CRLH-TL. 93
Figure IV. 10 Le capteur est chargé d'un mélange liquide. 93
Figure IV. 11 Coefficient de transmission sans le mélange de liquide. 94
Figure IV. 12 Les coefficients de transmissions du capteur avec le mélange de liquide.....94
Figure IV. 13 Le circuit électrique équivalent du capteur proposé 95
Figure IV. 14 Le capteur proposé (N°1) conçus et simulés à l'aide du logiciel HFSS. 96
Figure IV. 15 Les capteurs que nous avons également conçus. 97
Figure IV. 16 Prototype pratique du capteur 1 (a), avec une goutte d'échantillon de mélange liquide et des connecteurs d'analyseur de réseau (b). 98
Figure IV. 17 Position de la surface d'essai.....98

Figure IV. 18 Paramètres S simulés du capteur hyperfréquence et du circuit équivalent (ADS). 99
Figure IV. 19 Coefficient de transmission simulé et mesuré (S21) du capteur : (a) chargé d'éthanol, (b) chargé d'air. 100
Figure IV. 20 Coefficient de transmission de la fraction volumique eau-éthanol : (a) capteur : 1 (b) capteur : 2 (c) capteur : 3. 102
Figure IV. 21 Résultats simulés du capteur proposé 1 :(a) facteur Q, (b) atténuation, en fonction de la fréquence de résonance de la fraction volumique de l'Ethanol. 103
Figure IV. 22(a) Cellule unitaire sur HFSS et (b) diagramme de dispersion. 104

Annexe

Figure A1 : Représentation du coefficient de transmission S21 de la fraction volumique eau-éthanol par MATLAB……112

Liste des tableaux

Chapitre III

Tableau III. 1 Paramètres du RAF symétrique en (mm). 69

Chapitre IV

Tableau IV. 1 Paramètres du capteur proposé en (mm).....93
Tableau IV. 2 Paramètres du capteur proposé en (mm). 96
Tableau IV. 3 Valeurs de référence de la permittivité complexe aux mélanges binaires eau-éthanol, à environ 2 GHz.....99
Tableau IV. 4 Comparaison entre différents capteurs hyperfréquences dans la littérature105

Abréviations

Abréviations en français

ADN= Acide Désoxyribonucléique

pH = potentiel Hydrogène

RAF = Résonateur en Anneau Fendu

RAFC = Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire

RF = Radio fréquence

S_{11} = Coefficient de réflexion

S_{21} = Coefficient de transmission

Abréviations en anglais

ADS = Advanced Design System

CPW = Coplanar Waveguide

CRLH= Composite Right Left Hand

CSRR = Complementary Split Ring Resonator

CST = Computer Science Technology

DNG = Double Negative Materials

HFSS = High Frequency Structure Simulator

LHM = Left Handed Materials

MTMs = Metamaterials

SRR = Split Ring Resonator

UMTS = Universal Mobile Telecommunication System

UWB = Ultra Wide Band

ZOR= Zero Order Resonator

Résumé

Ce travail stimule l'utilisation des capteurs biomédicaux basés sur des métamatériaux pour identifier et classifier les mélanges liquides. Les métamatériaux sont des matériaux manufacturés qui ont des propriétés que l'on ne retrouve pas dans d'autres matériaux, telles que des paramètres diélectriques à double négativité, la perméabilité (μ) et la permittivité (ε). Ces unités de base sont constituées de certains matériaux comme l'or et le verre. L'application des métamatériaux en électromagnétiques est un domaine qui a récemment devenus l'un des sujets de recherche les plus actifs dans les domaines de l'ingénierie, de la chimie, de la biologie et du biomédical. Les antennes et les capteurs micro-ondes utilisés dans le domaine biomédical ont de nombreuses utilisations telles que l'imagerie par résonance magnétique, la tomographie micro-ondes, l'étalonnage du sang, la mesure de concentration moléculaire, l'analyse de l'ADN, l'estimation du pH, etc.

Mots clés : Capteurs, sensibilité, biomédical, Métamatériaux, électromagnétique.

Abstract

This work stimulates the use of biomedical sensors based on metamaterials to identify and classify liquid mixture. metamaterials are manufactured materials that have properties that we do not find in other materials, such as double negative dielectric parameters, in permeability (μ), and in permittivity (ε). Its basic units are made of some materials such as gold and glass. Electromagnetic metamaterials have recently become one of the most active research topics in the fields of engineering, chemistry, biology and biomedical. Microwave antennas and sensors used in the biomedical field have many uses such as magnetic resonance imaging, microwave tomography, calibration of blood, molecular concentration measurement, DNA investigation, pH estimation, etc.

Keywords: Sensors, sensitivity, biomedical, Metamaterials, electromagnetic.

ملخص

يحفز هذا العمل على استخدام أجهزة الاستشعار الطبية الحيوية المعتمدة على المواد الخارقة لتحديد وتصنيف الخليط السائل، والمواد الخارقة هي مواد مصنعة لها خصائص لا نجدها في مواد أخرى، مثل معاملات العزل السلبي المزدوج، النفاذية (μ)، والسماحية (ε). وحداته الأساسية مصنوعة من بعض المواد مثل الذهب والزجاج. أصبحت المواد الكهرومغناطيسية مؤخرًا واحدة من أكثر موضوعات البحث نشاطًا في مجالات الهندسة والكيمياء والبيولوجيا والطب الحيوي. لهوائيات وأجهزة الاستشعار بالموجات الدقيقة المستخدمة في المجال الطبي الحيوي العديد من الاستخدامات مثل التصوير بالرنين المغناطيسي، والتصوير المقطعي بالموجات الدقيقة، ومعايرة الدم، وقياس التركيز الجزيئي، وفحص الحمض النووي، وتقدير الرقم الهيدروجيني، وما إلى ذلك.

الكلمات المفتاحية: أجهزة الاستشعار، الحساسية، الطبية الحيوية، المواد الفوقية، الكهرومغناطيسية.

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Le capteur est un composant essentiel de tout système de mesure ou de contrôle moderne. Comme les domaines d'utilisation des capteurs ont augmenté ces derniers temps, notamment dans le domaine biomédical. De nombreux types de capteurs différents peuvent être utilisés dans des applications biomédicales telles que : un capteur de pression artérielle, une électrode électrochimique, des capteurs électromagnétiques pour détecter les tumeurs et d'autres pour déterminer la nature des fluides ...etc.

La détection et la quantification des produits chimiques dangereux utilisés dans divers environnements est un processus essentiel. Par exemple, l'ingestion ou l'inhalation de méthanol au-dessus d'une certaine limite endommage le système nerveux central provoquant la cécité, le coma ou la mort. Ces produits chimiques dangereux pourraient être analysés par une technique microfluidique, où seule une petite quantité d'échantillons chimiques est nécessaire. Selon la littérature, la plupart des capteurs microfluidiques sont constitués d'un canal microfluidique, à travers lequel des échantillons liquides sont chargés.

Des capteurs pour la caractérisation des mélanges liquides qui ont été développés ces dernières années. Des méthodes et des études récentes se sont concentrées sur l'augmentation de la sensibilité des capteurs, y compris la dépendance aux métamatériaux. Le métamatériau est un matériau d'ingénierie qui peut posséder simultanément à la fois la perméabilité et la permittivité négative ($\mu < 0$ et $\varepsilon < 0$), (Veselago, 1967), et la première observation pratique n'a eu lieu qu'environ 30 ans plus tard, dans une expérience développée par JB Pendry, en 1999. Les dimensions techniques des résonateurs SRR, CSRR et CRLH, leur emplacement, le type de substrat utilisé et la technologie de ligne de transmission utilisée devraient être bien adaptés pour obtenir de bons capteurs.

Quelques études récentes sur les métamatériaux impliquaient des applications microfluidiques. Ces études reposent sur l'ajout de cellules métamatériaux (comme : SRR, CSRR et CRLH) pour le capteur haute fréquence. Ce type de capteur reconnaît la nature de la solution ou détermine la proportion de la solution si l'échantillon testé est un mélange de liquides (comme : Eau – Méthanol ou Eau – Ethanol) pour diverses fractions volumiques dans toute la plage de concentration.

Dans les applications biomédicales, les appareils de mesure et de détection jouent tous deux un rôle important en facilitant le travail des spécialistes et en collectant les informations sur les patients. Par conséquent, des efforts doivent être faits pour développer ces appareils et les rendre plus précis.

La réalisation de capteurs métamatériaux soulève de nombreux défis que ce soit dans les étapes de simulation, de conception, de calcul ou dans la phase de fabrication. L'objectif de notre travail est d'étudier et concevoir des capteurs hyperfréquences à base de métamatériaux, dans le but d'améliorer la sensibilité des capteurs, dans les applications biomédicales. Aussi, le but est de proposer de nouvelles approches et de nouveaux concepts novateurs de capteurs hyperfréquences.

Le premier chapitre a pour objectif principal de décrire un état de l'art et des généralités sur les métamatériaux, aussi les domaines de leur application.

Le deuxième chapitre présente une nouvelle approche des lignes de transmission. Elle est basée sur le nouveau concept de métamatériaux de ligne de transmission composites main droite / main gauche (CRLH), qui a conduit au développement de nouvelles ondes guidées, ondes rayonnées et ondes réfractées.

Le troisième chapitre, est consacré à l'étude des métamatériaux (MTMs) qui ont un comportement résonant, nous donnerons les géométries de ces structures et les études paramétriques des cellules métamatériaux, notamment le résonateur en anneau fendu et son complémentaire, qui sont susceptible de présenter une perméabilité ou une permittivité effective négative dans un spectre donné. Pour cela, les cellules unitaires de ces résonateurs sont conçues et étudiées en utilisant le logiciel de simulations HFSS.

Le quatrième chapitre et dernier est consacré à la partie expérimentale et les résultats du capteur métamatériaux conçu. Les simulateurs et logiciels utilisés durant la conception sont HFSS et MATLAB.

Enfin, le rapport de ce manuscrit est terminé par une conclusion générale dans laquelle on dresse un bilan du travail effectué ainsi que les perspectives sur les travaux futurs.

Chapitre I

Généralités sur les métamatériaux et leurs applications

I.1. Introduction

Le travail dans le domaine des matériaux artificiels (métamatériaux) est intéressant et moderne, ses caractéristiques uniques donnent un saut qualitatif dans le développement de plusieurs appareils, dont des antennes, des capteurs, ...etc. Dans ce chapitre, nous fournissons des informations générales sur les métamatériaux, certaines définitions, caractéristiques et domaines d'application. Ce chapitre passe brièvement en revue le concept et la théorie fondamentale des métamatériaux en tant que connaissances de base pour les autres chapitres de ce manuscrit.

I.2. Définitions et classification des métamatériaux

- Définition des métamatériaux

Le terme métamatériaux (MTMs) est composé de deux mots méta et matériaux, "Meta" vient du grec et signifie "au-delà" ou "plus que."

Le terme métamatériau a été synthétisé par Rodger M. Walser, université du Texas à Austin, en 1999, qui a été à l'origine défini en tant que " composés macroscopiques ayant une architecture cellulaire périodique, artificielle, tridimensionnelle, conçus pour produire une combinaison optimisée, non disponible dans la nature, de deux réponses ou plus à une excitation spécifique. " [1].

On peut donc donner la définition suivante :
« Les métamatériaux sont des matériaux composites artificiels constitués d'inclusions appelées méta-atomes ou métamolécules, qui peuvent être organisées périodiquement ou aléatoirement (amorphes) et sont superposées ou incorporées dans certains matériaux diélectriques » [2].

Plusieurs synonymes de métamatériaux existent dans la littérature. Ils se résument comme suit :

- Matériaux main gauche (*left-handed materials* LHM).
- Matériaux doublement négatif (*double-negative materials* DNG).
- Matériaux à indice de réfraction négatif (*negative refractive index materials*).
- Matériaux à onde réfléchie (*backward wave materials*).
- Matériaux de Veselago (*Veselago medium*).
- Matériaux à vitesse de phase négative (*negative phase velocity medium*).

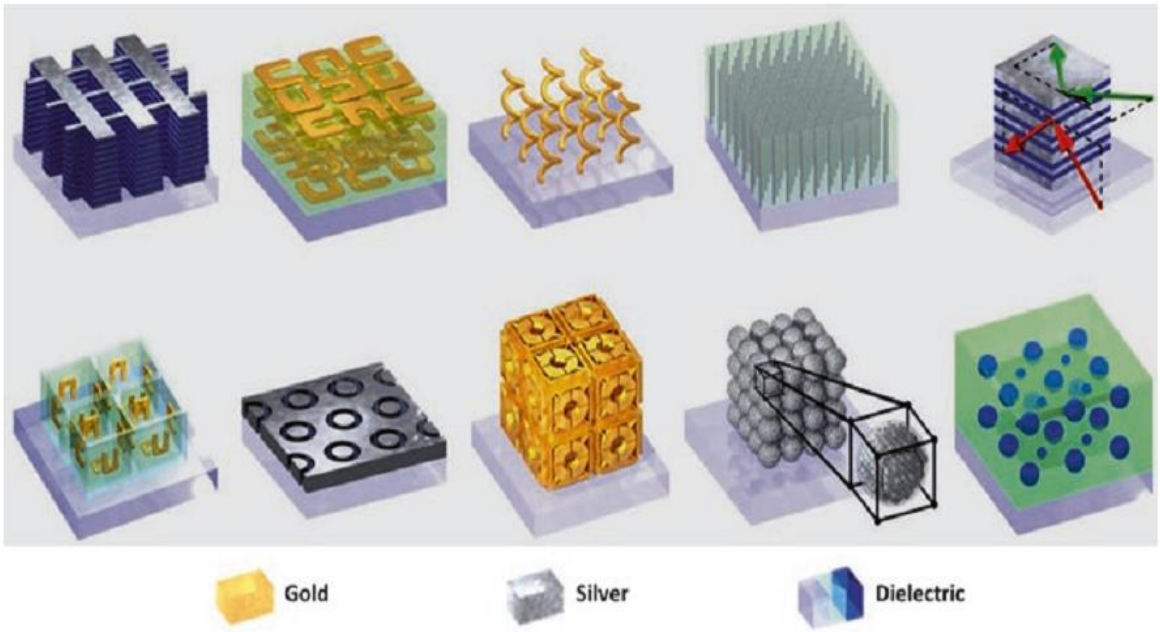


Figure I. 1 Exemples de structures de métamatériaux fabriquées par répétition de méta-atomes ou métamolécules (cellules unitaires) [2].

Un métamatériau électromagnétique affecte les ondes électromagnétiques qui frappent ou interagissent avec ses caractéristiques structurelles, qui sont plus petites que la longueur d'onde. Pour se comporter comme un matériau homogène décrit avec précision par un indice de réfraction efficace, ses caractéristiques doivent être bien inférieures à la longueur d'onde.

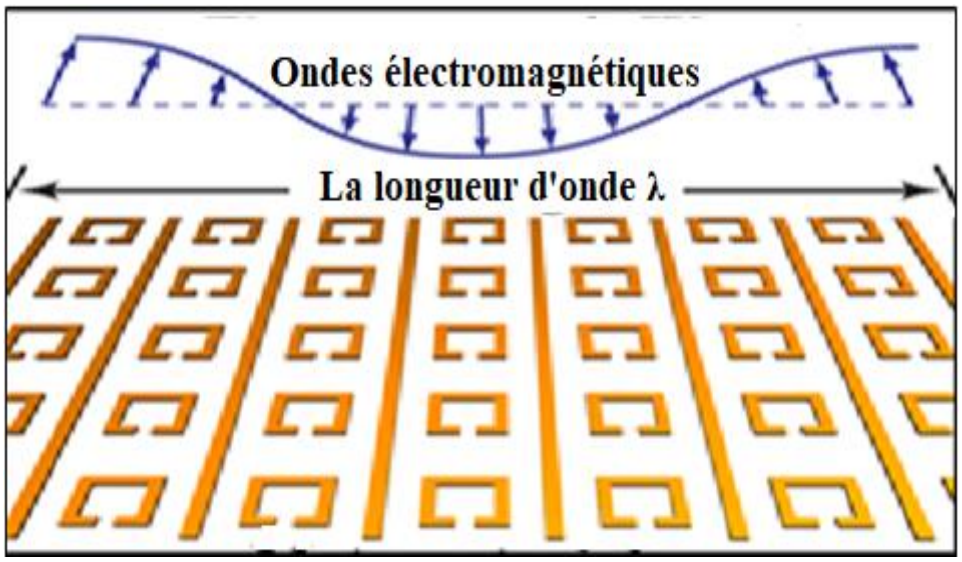


Figure I. 2 Métamatériaux électromagnétiques : ses caractéristiques structurelles, qui sont plus petites que la longueur d'onde.

Pour le rayonnement micro-ondes, les caractéristiques sont de l'ordre du millimètre. Les métamatériaux hyperfréquences sont généralement construits sous forme de réseaux d'éléments électriquement conducteurs (tels que des boucles de fil) qui ont des caractéristiques inductives et capacitives appropriées [3].

De nombreuses définitions sont suggérées au sujet des métamatériaux électromagnétiques, qui peuvent toutes nous donner une compréhension du métamatériau électromagnétique comme suit :

• Les métamatériaux électromagnétiques (MTM) sont des matériaux artificiels qui sont créés en disposant des structures métalliques homogènes et ayant des propriétés inhabituelles que les matériaux naturels ne sont pas disponibles.

• La taille d'une structure homogène efficace pour former une cellule unitaire de métamatériaux doit être beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée.

• Les métamatériaux sont générés en disposant des microstructures appelées «atomes» ou cellules.

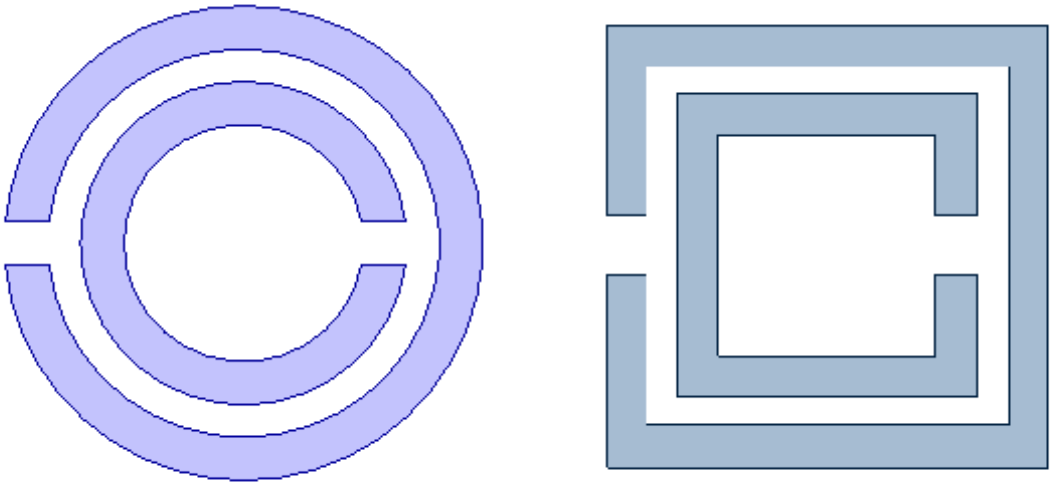
• Ces «atomes» peuvent être constitués de matériaux électriques, non électriques ou diélectriques.

• Ces structures peuvent être symétriques ou asymétriques, isotropes ou anisotropes.

• La disposition des atomes peut être ordonnée ou chaotique, dont le but est de créer les macro-caractéristiques souhaitées pour le métamatériau [4].

- Définition d'une cellule unitaire d'un métamatériau

Le métamatériau est composé de cellules résonantes périodiquement disposées. Étant donné que la dimension de chaque cellule unitaire est beaucoup plus petite que la longueur d'onde, ce type de composites périodiques artificiels pourrait être considéré comme de vrais matériaux. La cellule unitaire la plus populaire est le résonateur en anneau fendu en anglais (*Split Ring Resonator* « **SRR** »), qui a deux anneaux métalliques entrelacés avec deux espaces opposés, comme le montre la Figure I.3.



(a) (b)

Figure I. 3 Résonateur en anneau fendu RAF avec double anneaux sous la forme : (a) circulaire et (b) carrée.

Divers motifs géométriques ont été proposés pour développer des cellules unitaires artificielles magnétiques. L'idée clé pour produire des propriétés magnétiques est de générer un courant électrique qui imite un dipôle magnétique. La circulation de courant se produit dans un contour métallique des inclusions conduisant à une augmentation du champ magnétique. Afin d'augmenter la propriété capacitive de ces cellules, un autre contour métallique est positionné de manière concentrique adjacente au premier contour. Le couplage entre les deux contours crée une nouvelle capacité entre les deux. La propriété capacitive et l'inductance solénoïdale des anneaux conduit à une résonance magnétique. En conséquence, le champ magnétique devient plus fort dans le milieu, ce qui permet d'augmenter la valeur effective de la perméabilité du milieu. En effet, la capacité et l'inductance résultantes créent le potentiel de résonance à une certaine fréquence [5].

- Résonateur en anneaux fendus(RAF)

Les motifs métalliques permettant d'obtenir une perméabilité effective négative qui ont contribué à dynamiser la recherche sur les métamatériaux sont les résonateur en anneau fendu, propose par J. B. Pendry. Il s'appelle en anglais : «*Split ring resonator*(**SRR**)».Le résonateur en anneau fendu est constitué d'un ou de plusieurs anneaux métalliques concentriques ayant une ou plusieurs fentes gravées sur les côtés opposés de la structure. Le RAF peut avoir différents types de structures, il peut avoir des anneaux simples ou multiples

avec des fentes simples ou multiples. L'anneau peut prendre plusieurs formes (circulaire, carré,…), sur une ou deux faces du substrat. Cette structure montre une résonance magnétique à une fréquence particulière. La fréquence de résonance est ajustable en changeant les différents paramètres géométriques de RAF [6].

En analysant un RAF individuel comme une structure planaire, il est décomposé en un circuit équivalent LC ou RLC, comme illustré dans la Figure I.4. L'anneau est inductif, donnant au circuit une inductance équivalente et la fente de l'anneau crée un effet capacitif.

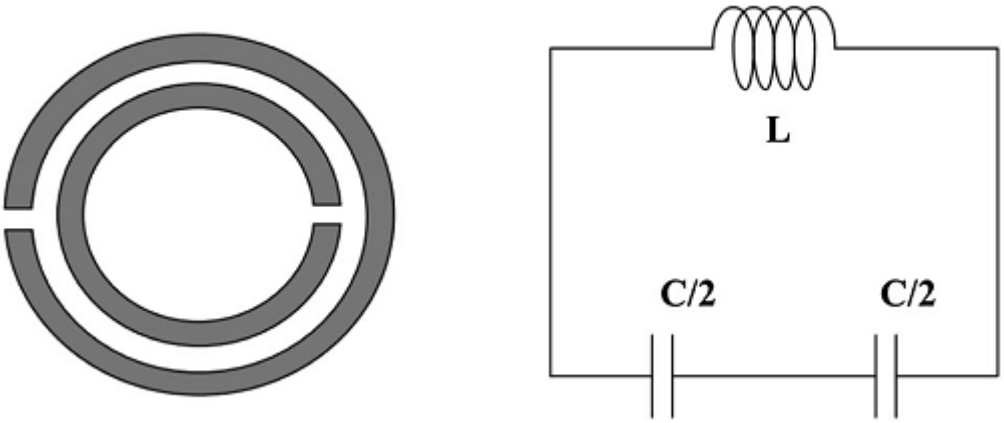


Figure I. 4 Résonateur à anneau fendu et son circuit équivalent [7].

Selon le modèle de circuit équivalent du RAF, la fréquence de résonance f peut être obtenue en fonction de la capacité totale C entre les anneaux et l'inductance effective L en utilisant l'équation :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad \text{I.1}$$

Des RAFs ont également été couplés à des lignes de transmission planes, pour la synthèse de métamatériaux de lignes de transmission. Différents types de capteurs basés sur des RAFs ont été proposés, tels que des capteurs à couche mince, des détecteurs de particules, des capteurs de contrainte, des capteurs microfluidiques, des capteurs de pression ou des capteurs de déplacement, entre autres. Dans la plupart de ces applications, la variation de la fréquence de résonance ou du facteur de qualité des particules, provoquée par des changements dans la variable à détecter, a été la stratégie de détection considérée.

- Résonateur en anneau fendu complémentaire «RAFC»

Le complémentaire résonateur en anneau fendu (RAFC) : la figure I.5. Dans ce cas, les anneaux formant le résonateur sont gravés sur une surface métallique. Dans telles structures complémentaires, champs électriques et magnétiques, les courants et tensions, 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.

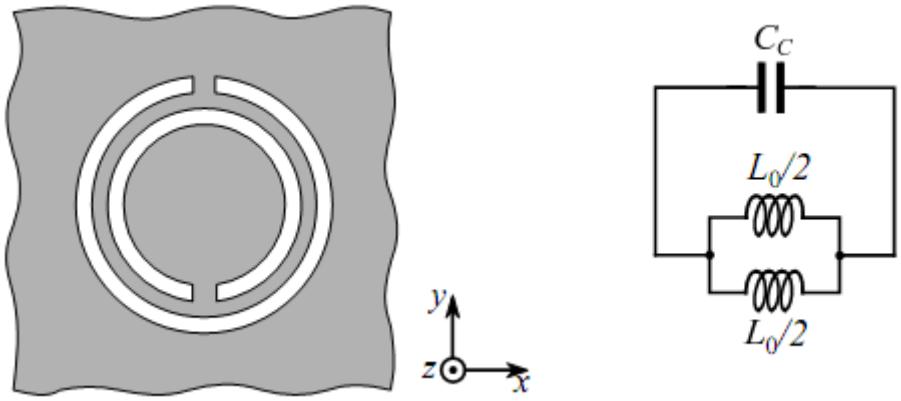


Figure I. 5 Représentation d'un complémentaire résonateur en anneau fendu (RAFC) et son modèle de circuit équivalent [8].

Des RAF et des RAFC couplés magnétiquement et électriquement, respectivement, à des lignes de transmission ont été utilisés pour la mise en œuvre de filtres à bande d'arrêt en technologie microruban et guide d'ondes coplanaire (CPW).

- Bande interdite électromagnétique

La structure à bande interdite électromagnétique (BIE ou EBG pour Electromagnetic Band Gap en anglais) est une structure qui crée une bande d'arrêt pour bloquer les ondes électromagnétiques de certaines bandes de fréquences en formant un motif fin et périodique de petites taches métalliques sur des substrats diélectriques. L'EBG fait référence à une telle bande d'arrêt ainsi qu'aux substances (milieu pour transmettre des ondes électromagnétiques) qui ont une telle structure. Les applications de la structure EBG comprennent des composants d'appareils électroniques pour supprimer le bruit électromagnétique.

D'un autre côté, la structure EBG réfléchit peu d'ondes électromagnétiques des bandes de fréquences qu'il peut détecter et les reçoit avec une sensibilité élevée. De plus, sa

résolution (la capacité de mesurer et de discriminer les ondes électromagnétiques) peut être améliorée en plaçant les plaques métalliques à une densité plus élevée. En raison de ces caractéristiques, la structure EBG est également utilisée pour les capteurs afin de mesurer le rayonnement électromagnétique.

Les structures EBG sont considérées comme des matériaux doubles négatifs (DNG), qui ont une permittivité négative ε et une perméabilité négative μ.

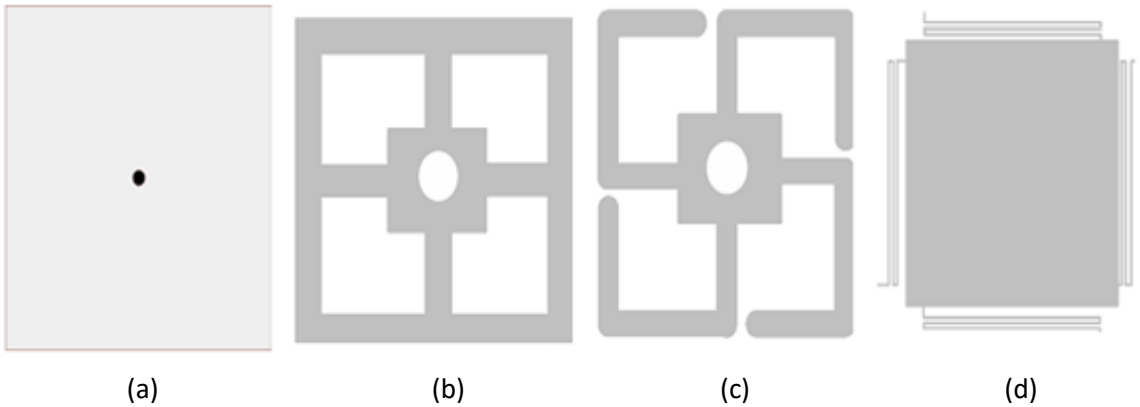


Figure I. 6 Différents types de cellules unitaires EBG [9].

Où : (a) Mushroom (b) Crosshair (c) Swastika (d) Meander lines planar.

- Métamatériaux de type CRLH TL

La théorie de la ligne de transmission est une approche pour décrire les métamatériaux en fonction des paramètres du circuit. Le concept de métamatériaux ligne de transmission composite main-droite/gauche (*Composite Right/Left Handed* CRLH-TL) est théorisé et construit sur la base de cette approche. Cette solution a été adoptée comme un outil d'analyse puissant pour la compréhension et la conception des dispositifs à base de métamatériaux.

Le schéma du circuit équivalant d'une cellule unitaire symétrique d'une ligne CRLH est représenté sur la Figure I.7 (Afin de simplifier le modèle, les pertes sont négligées). La capacité série (C_L) et l'inductance parallèle (L_L) contribuent à l'effet main gauche quant à l'inductance série (L_R) et la capacité parallèle (C_R) elles contribuent à l'effet main droite. La Figure I.7(a) présente le modèle de type T où les capacités (C_L) de la main gauche sont situées sur les deux extrémités. La Figure I.7(b) présente modèle de type π avec la capacité (C_L) de la main gauche au centre [10].

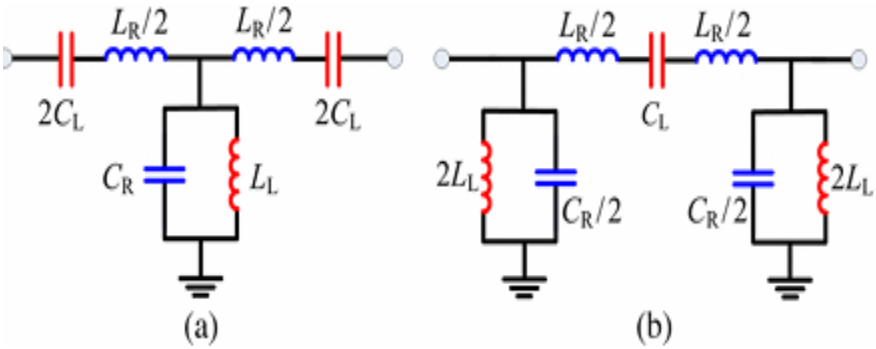


Figure I. 7 Le schéma circuit d'une cellule unitaire symétrique d'une ligne CRLH, (a) modèle type T, (b) modèle type π [10].

- Classification des métamatériaux

Différents types de métamatériaux ont été explorés, tels que les métamatériaux électromagnétiques par la manipulation des ondes transversales des ondes radio, des micro-ondes, des tétra-ondes, des ondes infrarouges aux ondes lumineuses visibles; les métamatériaux acoustiques manipulés avec des ondes longitudinales associées aux vibrations des métamatériaux sismiques (ondes transversales et longitudinales), et de plus en plus de métamatériaux émergents comme les métamatériaux thermiques et les métamatériaux mécaniques. Ici, les métamatériaux électromagnétiques seraient pris comme représentant pour démontrer la méthodologie de classification des métamatériaux [2].

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels ou artificiels avec des éléments métalliques disposés périodiquement, dont les tailles sont bien inférieures à la longueur d'onde de l'onde électromagnétique incidente (λ) .En général, le changement de la réponse électromagnétique de l'onde incidente dépend de deux paramètres fondamentaux, la permittivité (ε) et perméabilité (μ) du matériau. Ces paramètres fondamentaux sont uniques pour chaque matériau en fonction de leurs configurations atomiques.

Les métamatériaux étant des structures sub-longueur d'onde (généralement λ/10), ils ne sont pas exposés et semblent invisibles à l'onde incidente. Ainsi, les structures métamatériaux disposées périodiquement se comportent comme un nouveau matériau avec une réponse électromagnétique unique, quels que soient les matériaux constitutifs. Par conséquent, dans les structures de métamatériaux disposées périodiquement, chaque structure présente des caractéristiques dipolaires similaires à celles des atomes dans les matériaux naturels, ce qui fait que ε ou μ ou les deux sont négatifs. Cependant, presque tous les matériaux naturels ont des ε et μ positifs sur tout le spectre électromagnétique, sauf les

métaux (négatifs ε près des fréquences visibles) et les ferrites (μ négatifs aux fréquences inférieures) [11]. La classification ci-dessus des matériaux basée sur ε et μ est représentée sur la Figure I.8.

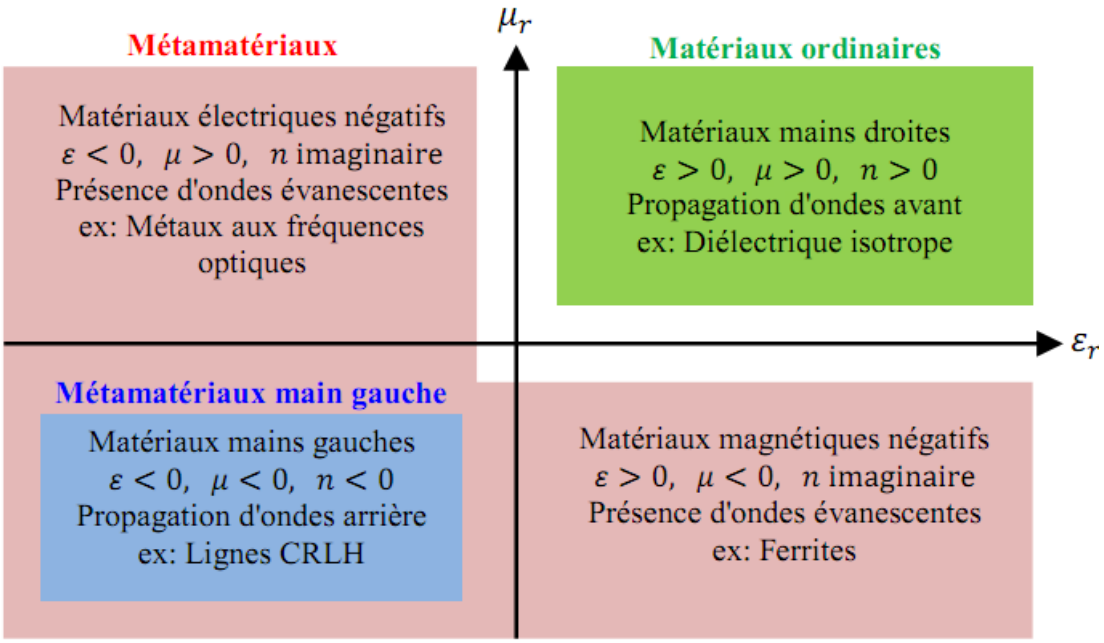


Figure I. 8 Classification des métamatériaux électromagnétiques sur la base de la perméabilité (μ) et de la permittivité (ε) [12].

La réponse de tout matériau aux ondes électromagnétiques appliquées peut être caractérisée par deux paramètres électromagnétiques, la perméabilité magnétique μ et la permittivité électrique ε. Ces deux caractéristiques physiques sont combinées dans un produit pour définir le carré d'un indice de réfraction: $n = \pm\sqrt{\varepsilon\mu}$. En règle générale ε et μ sont à la fois positifs dans des matériaux ordinaires, cela signifie que l'indice de réfraction est positif. Les différentes possibilités du couple (ε, μ) sont (+,+), (+,−), (−,+) et (−,−).

Les matériaux à permittivité et perméabilité simultanément positives (ε> 0, μ> 0) sont appelés matériaux à double positif (DPS) ou métamatériaux droitiers (RHM). Les matériaux naturels abondants comme la plupart des diélectriques relèvent de cette désignation.

Les matériaux dont la permittivité est inférieure à zéro et la perméabilité supérieure à zéro (ε <0, μ> 0) sont appelés matériaux epsilon négatifs (ENG) ou métamatériaux électriques. Dans certains régimes de fréquence, des matériaux naturels limités comme de nombreux plasmas électriques présentent ces caractéristiques, tels que les métaux nobles aux longueurs d'onde optiques, les matériaux ferroélectriques et les semi-conducteurs dopés à certaines fréquences inférieures à la fréquence du plasma [2].

Les matériaux dont la permittivité est supérieure à zéro et la perméabilité inférieure à zéro ($\varepsilon > 0$, $\mu < 0$) sont appelés matériaux mu-négatifs (MNG) ou métamatériaux magnétiques - qui ne se produisent pas naturellement aux fréquences optiques. Dans certains régimes de fréquence, certains matériaux gyrotropes ou ferrites présentent cette caractéristique. Cependant, les réponses magnétiques s'estompent rapidement au-dessus des fréquences micro-ondes.

Les matériaux dont la permittivité et la perméabilité sont inférieures à zéro ($\varepsilon < 0$, $\mu < 0$) sont appelés matériaux à double négatif (DNG) ou métamatériaux gauchers (LHM). Cette classe de matériaux n'a été démontrée qu'avec des constructions artificielles. Dans la nature, ce matériel n'existe pas.

Les métamatériaux à indice de réfraction nul ou presque nul présentent des propriétés uniques, notamment un retard de phase nulle. Ce retard implique une possibilité de vitesse de phase quasi infinie et de longueur d'onde infinie. L'onde électromagnétique à l'intérieur du matériau à indice zéro est statique dans le domaine spatial [2].

I.3. Synthèse des métamatériaux

La réalisation pratique du premier métamatériau a été obtenue grâce à l'évolution en trois étapes. D'abord, la réalisation d'un milieu avec une permittivité négative. Puis, d'un milieu avec une perméabilité négative. Enfin, la superposition des deux milieux pour obtenir un milieu doublement négatif.

I.3.1 Milieu à permittivité négative

La dépendance fréquentielle de la permittivité des métaux suit le modèle de Drude :

$$\varepsilon_r(f) = 1 - \frac{f_{pe}^2}{f^2 + j f_c f} \qquad \text{I.2}$$

Avec f_{pe} la fréquence plasma électrique donnée par l'équation I.3, f_c est la fréquence de collision donnée par l'équation I.4.

$$\omega_{pe} = \sqrt{\frac{ne^2}{\varepsilon_0 m_e}} \qquad \text{I.3}$$

$$\omega_c = \frac{1}{\tau} \qquad \text{I.4}$$

Avec **n** la densité d'électrons, **e** la charge élémentaire, $\mathbf{m_e}$ la masse, $\boldsymbol{\tau}$ le temps de collision.

Si on considère le cas idéal dans l'équation I.2, c'est-à-dire une partie imaginaire nulle, on déduit que les métaux présentent naturellement une permittivité négative en dessous de leur fréquence plasma électrique. Au vu des valeurs des éléments de l'équation I.3, cette fréquence plasma électrique se situe typiquement dans le domaine du visible et de l'ultraviolet.

Pour avoir une permittivité négative dans le domaine des micro-ondes, J. Pendry a proposé d'abaisser la fréquence plasma électrique [13]. La solution consiste à diluer le métal en créant un réseau périodique de fils minces métalliques séparés par de l'air, cela permet d'abaisser la densité des électrons dans l'équation I.3 car il revient à définir un milieu effectif régit également par le modèle de Drude, où n devient $\mathbf{n_{eff}}$ I.5. De plus, le courant qui circule le long des tiges métalliques induit un champ magnétique qui agit à son tour sur les charges en rendant leur masse effective plus élevée, $\mathbf{m_e}$ devient $\mathbf{m_{eff}}$ I.6.

$$n_{eff} = \frac{npr^2}{a^2} \qquad \text{I.5}$$

$$m_{eff} = \frac{\mu_0 e^2 \pi r^2 n}{2\pi} \ln\left(\frac{a}{r}\right) \qquad \text{I.6}$$

Avec n la densité d'électrons dans les tiges métalliques, r leur rayon et a l'espacement (le pas du réseau).

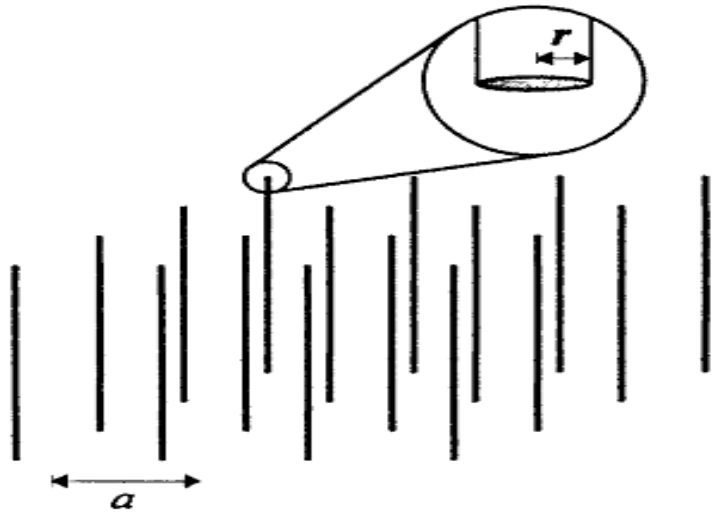


Figure I. 9 Structure du réseau de fils métalliques minces proposé par Pendry pour avoir un milieu à permittivité négative [14].

L'effet combiné de la dilution du milieu et de l'augmentation de la masse effective permet donc de diminuer la fréquence plasma électrique. Cette astuce a permis de créer un milieu présentant une permittivité négative exploitable dans le domaine des micro-ondes.

I.3.2 Milieu à perméabilité négative

Le magnétisme artificiel consiste à créer un comportement magnétique sans utiliser de matériaux magnétiques mais juste des conducteurs métalliques classiques. Pendry a proposé en 1999 un circuit appelé résonateur à anneau fondu (RAF) [7]. Il s'agit de deux cercles métalliques ouverts imbriqués. Ils sont excités par un champ électromagnétique dont le champ magnétique est dirigé selon l'axe des cercles (Figure I.10).

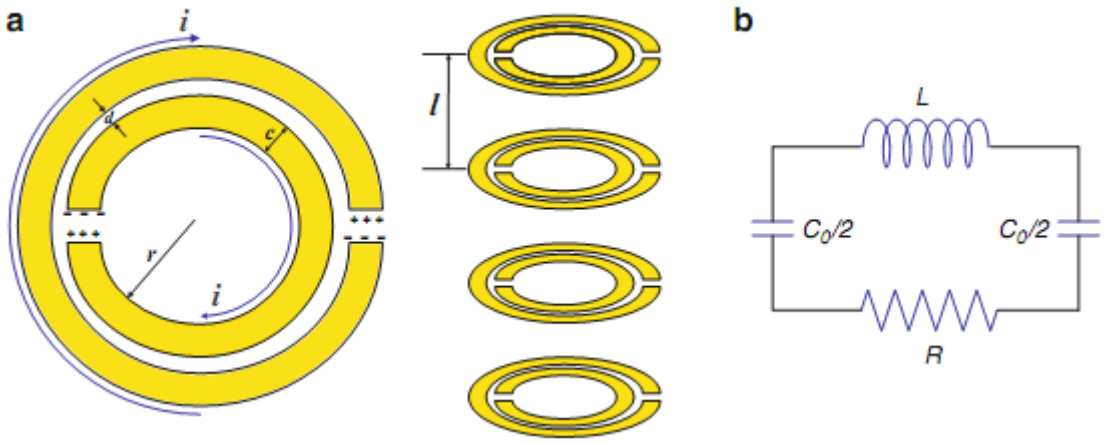


Figure I. 10 (a)Les RAFs proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative(b) Le circuit équivalent d'un double SRR [15].

La dépendance fréquentielle de la perméabilité suit un modèle de Lorentz donné par l'équation I.7 :

$$\mu_{eff}(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pm}^2 - \omega_m^2}{\omega(\omega + j\Gamma) - \omega_m^2} \qquad \text{I.7}$$

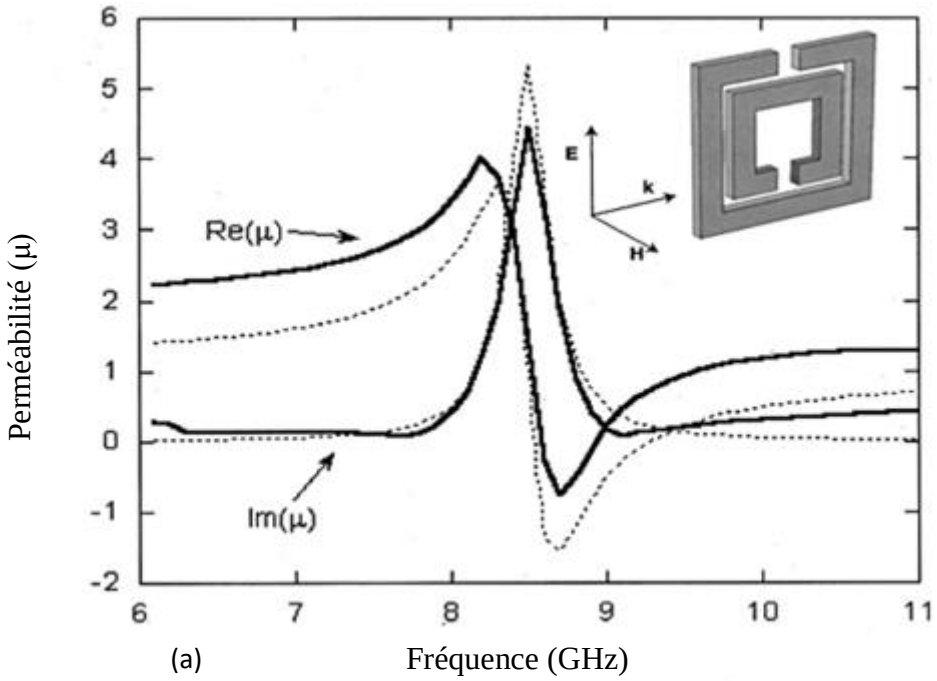
Avec ω_m la fréquence de résonance magnétique, ω_{pm} la fréquence plasma magnétique, Γ les pertes métallique du RAF. Ces fréquences peuvent s'écrire en fonction des paramètres géométriques des RAF (Figure I.10) à l'aide des équations :

$$\omega_m = \sqrt{\frac{3lc_0^2}{\pi \ln(\frac{2c}{d}) r^3}} \qquad \text{I.8}$$

$$\omega_{pm} = \frac{\omega_m}{\sqrt{1 - \frac{\pi r^2}{a^2}}} \qquad \text{I.9}$$

Si les pertes métalliques sont suffisamment faibles, le SRR donne une valeur de perméabilité négative dans la bande de fréquences comprises entre ω_m et ω_{mp} [16]. Notez que la capacité totale entre deux électrodes en forme d'anneau ($c_0 = 2\pi r\varepsilon_0(c + t)/d$)

Un exemple est présenté dans la Figure I.11, la perméabilité (partie réelle) d'un RAF carré passe par une valeur négative autour de 8.5 GHz, la permittivité quant à elle reste positive.



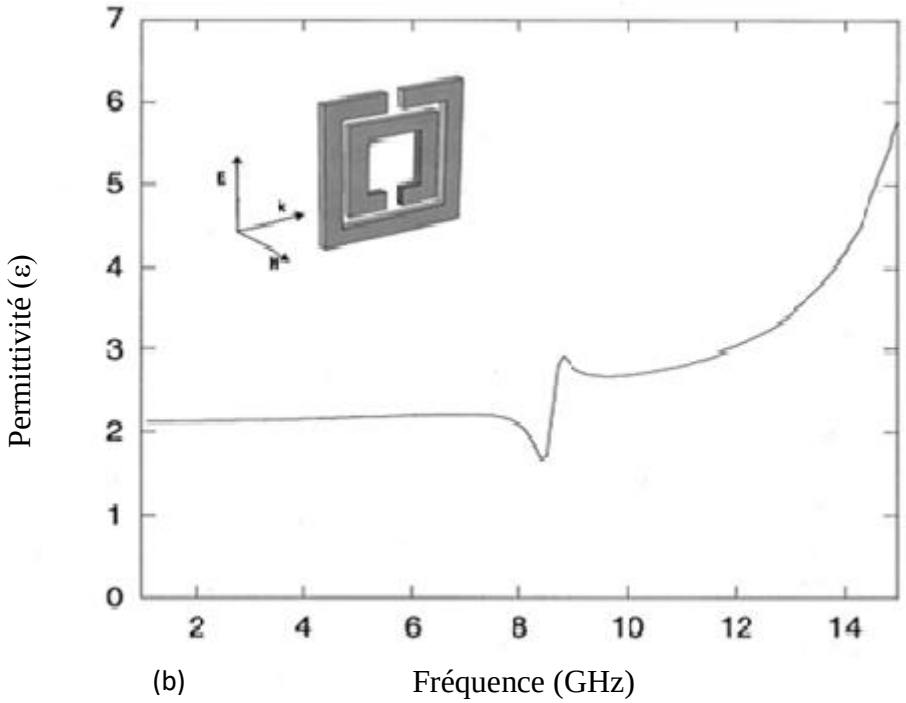


Figure I. 11 Exemple d'un réseau de RAFs (a) la perméabilité (partie réelle) est négative autour de 8.5 GHz (b) La permittivité (partie réelle) reste toujours positive [17].

I.3.3 Milieu doublement négatif

La première démonstration expérimentale d'un milieu composite doublement négatif a été présentée par D. Smith en 2000. En s'inspirant des travaux de J. Pendry, il a superposé un réseau de fils et un réseau de RAF (Figure I.12). Il a observé ainsi une transmission à travers ce milieu dans la bande de fréquence dans laquelle la permittivité et la perméabilité sont négatives. Cette expérimentation a démontré pour la première fois la théorie des milieux main gauche introduite par Veselago, qui prévoit une propagation des ondes électromagnétiques à travers un milieu doublement négatif. Ce fut le premier métamatériau réalisé.

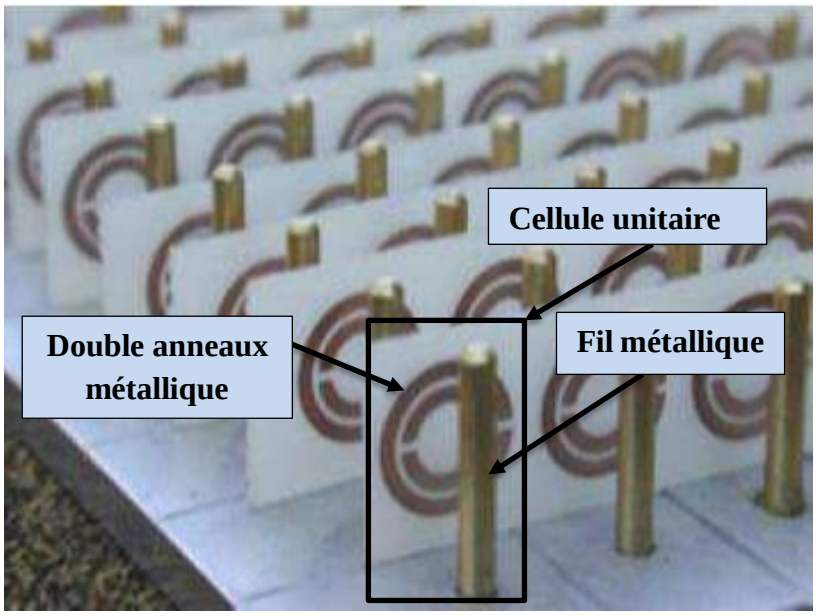
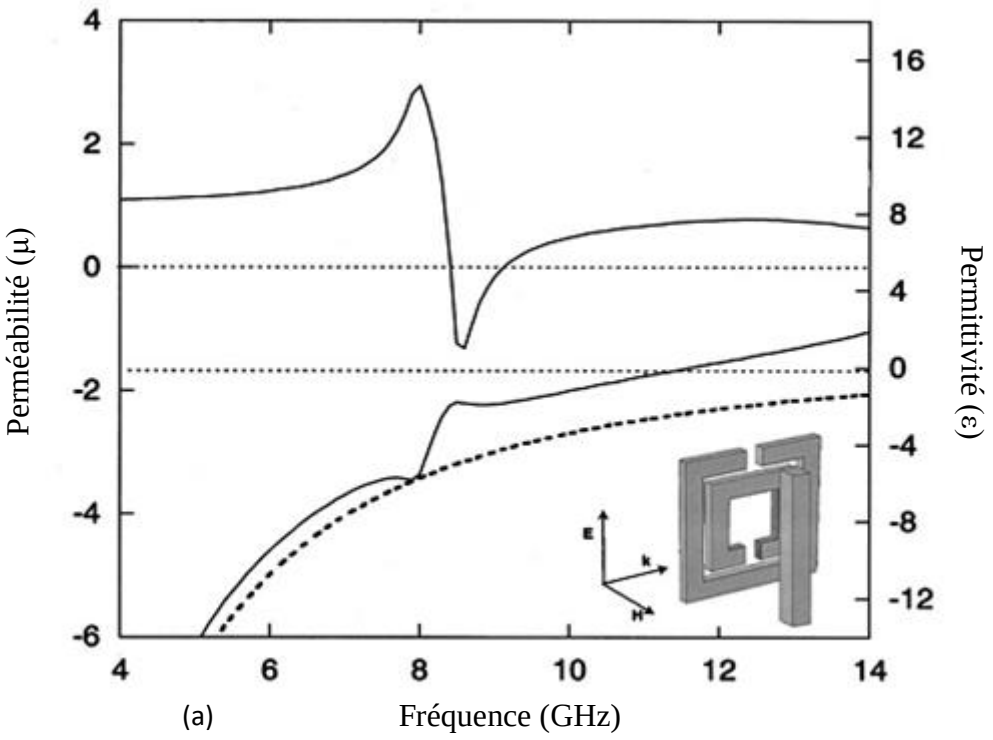


Figure I. 12 La structure proposée par D. Smith qui combine les fils minces et les RAF pour avoir un milieu doublement négatif (métamatériaux) [18].

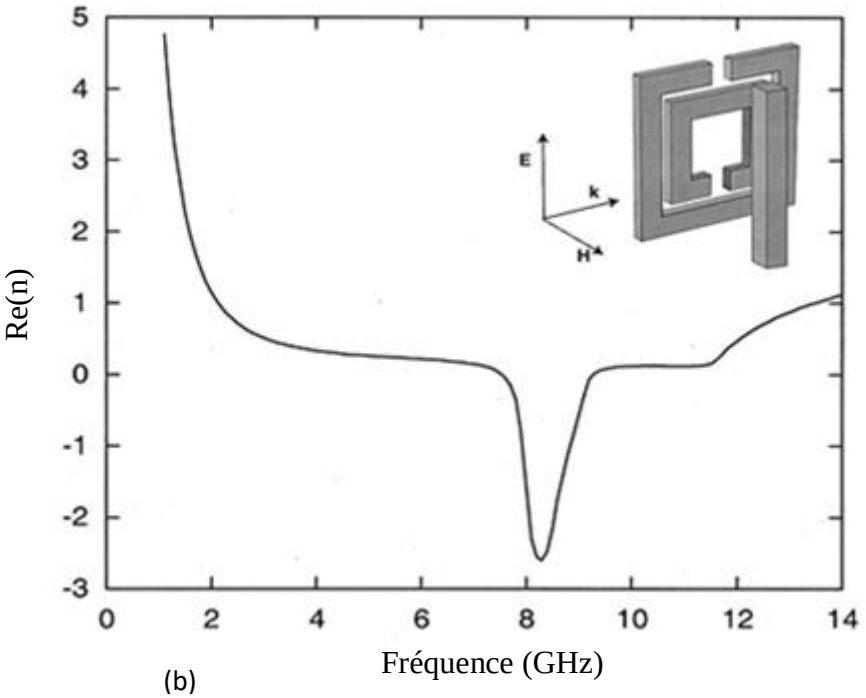
La Figure I.13 présente la permittivité et la perméabilité d'une structure faite de superposition du réseau de fil (Figure I.9 : a) et du réseau de RAF (Figure I.10), cette superposition donne une bande de fréquence entre 8.5 et 9 GHz où ε et μ sont toutes deux négatives.

Pour avoir une bonne adaptation d'impédance avec l'air, les valeurs de ε et μ doivent être proches comme le montre l'équation de l'impédance normalisée :

$$Z_n = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \qquad \text{I.10}$$



(a)



(b)

Figure I. 13 (a) Exemple de la permittivité et de la perméabilité d'un réseau constitué de fils minces et de RAF (b) l'indice de réfraction [17].

On observe (Figure I. 13 a) l'existence d'une bande de fréquences entre 8.5 et 9 GHz où les deux (la permittivité et la perméabilité) sont négatives.

I.4. Théorie des métamatériaux

En physique, en électromagnétisme, le terme métamatériau désigne un matériau composite artificiel qui présente des propriétés électromagnétiques qu'on ne retrouve pas dans un matériau naturel. Il s'agit en général de structures périodiques, diélectriques ou métalliques, qui se comportent comme un matériau homogène n'existant pas à l'état naturel. Il existe plusieurs types de métamatériaux en électromagnétisme, les plus connus étant ceux susceptibles de présenter à la fois une permittivité et une perméabilité négatives. Mais il en existe d'autres : milieux d'impédance infinie, milieu à permittivité relative inférieure à 1, etc. En réalité les métamatériaux sont très anciens, puisqu'on peut considérer par exemple les verres colorés utilisés dans les vitraux des cathédrales comme des métamatériaux optiques. De même on peut considérer les cristaux photoniques comme des métamatériaux.

I.4.1 Domaine d'application des ondes électromagnétique

Le spectre électromagnétique est constitué de l'ensemble des rayonnements électromagnétiques (Le rayonnement électromagnétique peut être décrit de manière corpusculaire comme la propagation de photons, ou de manière ondulatoire comme une onde électromagnétique.), organisés selon une échelle fréquentielle, longueur d'onde ou énergétique. Le spectre électromagnétique se prolonge en fréquence théoriquement de zéro à l'infini (ou en longueur d'onde), sans aucune discontinuité. Les ondes radioélectriques ou les ondes hertziennes, les micro-ondes (la gamme hyperfréquences), le térahertz, les radiations infrarouges, la lumière visible, les rayons ultraviolets, les rayons X et les rayons gamma ce sont tous des rayonnements électromagnétiques constituent le spectre électromagnétique (Figure I.14).

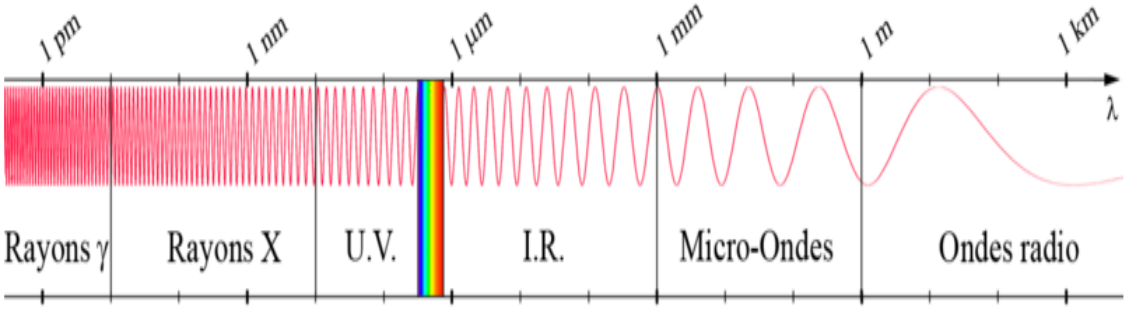


Figure I. 14 Le spectre électromagnétique [19].

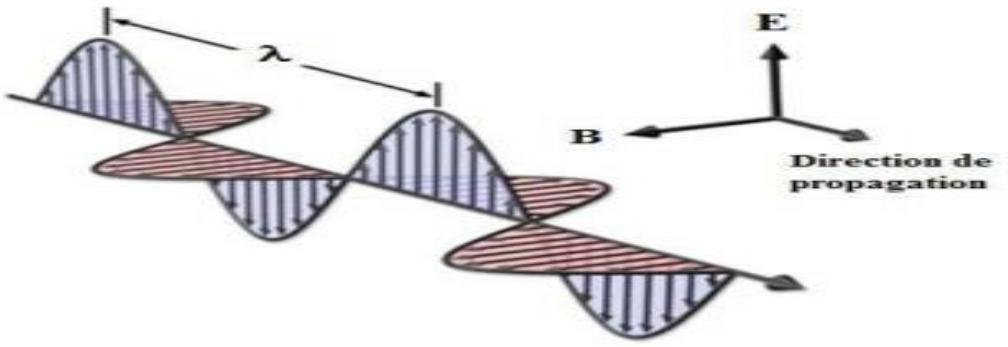


Figure I. 15 Représentation schématique d'une onde électromagnétique (E : champ électrique, B : champ magnétique et λ : longueur d'onde).

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

- **Les rayons gamma (γ) :** ils sont dus aux radiations émises par les éléments radioactifs lors de la désintégration radioactive d'un noyau instable. Très énergétiques. Leurs longueurs d'onde s'étendent d'un 10^{-14} m à un 10^{-12} m.
- **Les rayons X :** ils sont utilisés notamment en médecine (les radiographies), dans l'industrie (contrôle des bagages dans le transport aérien), et dans la recherche scientifique (l'étude de la matière). Ce rayonnement électromagnétique couvre les longueurs d'ondes comprises entre 10^{-12} m et 10^{-8} m.
- **Les rayons ultraviolets :** se considèrent assez énergétiques, Les sources d'ultraviolets sont naturelles (le Soleil et les étoiles produisent des ultraviolets). Leurs longueurs d'onde s'échelonnent d'un 10^{-8} m à 4.10^{-7} m.
- **Le domaine visible :** correspond à la partie très étroite du spectre électromagnétique perceptible par notre œil. L'intervalle de longueurs d'onde est souvent donné avec des valeurs arrondies [400 nm ; 800 nm] plus faciles a retenir.
- **L'infrarouge :** D'une façon générale, tous les corps chauffés émettent de l'énergie sous forme d'infrarouge, même s'ils ne sont pas lumineux. Leurs utilisations sont pour mesurer la température des surfaces terrestres et océaniques, ainsi que celle des nuages. Couvre les longueurs d'onde allant de 8.10^{-7} m à un millimètre 10^{-3}m.
- **Les rayons micro-ondes ou hyperfréquences :** Cette région du spectre est utilisée pour mesurer le rayonnement émis par la surface terrestre et s'apparente dans ce cas à la télédétection dans l'infrarouge thermique, mais également par les capteurs actifs comme les systèmes radar. cette gamme est utilisée aussi pour : la télédiffusion, radiodiffusion numérique, radioamateurs, radiocommunications professionnelles, transmissions militaires y compris aéronautiques, liaisons gouvernementales, liaisons satellites, FH terrestres,

radiolocalisation et radionavigation, usages spatiaux, satellites météo, téléphonie GSM, UMTS et DECT, liaisons Wifi et Bluetooth, systèmes radar, fours à micro-ondes. Le domaine des hyperfréquences s'étend des longueurs d'onde de l'ordre d'un millimètre (10^{-3} m) jusqu'au un mètre. Dans cette étude, les différentes conceptions et structures seront réalisées pour qu'elles puissent se fonctionner dans la gamme hyperfréquences.

- **Les ondes radio :** Ce rayonnement électromagnétique est le plus vaste du spectre électromagnétique et concerne les ondes qui ont les plus basses fréquences. Il s'étend des longueurs d'onde de quelques mètres à plusieurs km. Relativement faciles à émettre et à recevoir, les ondes radio sont utilisées pour la transmission de l'information (radio, télévision et téléphone) [19].

I.4.2 Propagation électromagnétique dans un milieu homogène

Pour une onde électromagnétique monochromatique qui se propage dans un milieu homogène, on peut réécrire les équations de Maxwell sous cette forme [17] :

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad \text{et} \quad \nabla \times \vec{H} = -\frac{\partial D}{\partial t} \qquad \text{I.11}$$

Avec :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad \text{et} \quad \vec{D} = \varepsilon \vec{E} \qquad \text{I.12}$$

Où :E représente le champ électrique, H le champ magnétique, B l'induction magnétique et D l'induction électrique, μ la perméabilité magnétique, ε la permittivité électrique avec :

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad \text{et} \quad \varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \qquad \text{I.13}$$

Où : ε_r et μ_r représentent respectivement la permittivité relative et la perméabilité relative du milieu de propagation, ε_0 et μ_0 représentent respectivement la permittivité et la perméabilité du vide.

Pour une onde plane qui se propage selon la direction z, un caractère ondulatoire (e^{jwt}) et propagatif ($e^{-\gamma z}$) sont associés aux champs électromagnétiques E et H. L'équation de propagation s'écrit alors :

$$E = E_0 e^{jwt} e^{-\gamma z} \quad \text{et} \quad H = H_0 e^{jwt} e^{-\gamma z} \qquad \text{I.14}$$

La variation des champs E et H étant liée par les équations de Maxwell, l'onde est représentée fréquemment par un seul de ses champs : en général le champ électrique est utilisé dans un but de simplification.

E_0 représente l'amplitude du champ électrique, ω la pulsation qui est définie par :

$$\omega = 2\pi f \qquad \text{I.15}$$

Avec : f la fréquence.

Dans l'équation de propagation (1.14), γ est appelée la constante de propagation, elle est définie par :

$$\gamma = \alpha + j\beta \qquad \text{I.16}$$

Avec : α l'atténuation, β la constante de phase.

La valeur de γ est purement réelle : $\gamma = \alpha$ l'onde électromagnétique est évanescente, elle décroit exponentiellement lors de sa propagation.

La valeur de γ est purement imaginaire : $\gamma = j\beta$, l'onde électromagnétique est propagative.

La valeur de γ est complexe : $\gamma = \alpha + j\beta$, l'onde électromagnétique est propagative avec un terme de pertes.

Si on considère l'onde qui se propage sans pertes, on peut écrire les équations I.14 :

$$E = E_0 e^{jwt} e^{-jkz} \qquad \text{et} \qquad H = H_0 e^{jwt} e^{-jkz} \qquad \text{I.17}$$

Avec : **k** le nombre d'onde, sachant que dans l'hypothèse d'une propagation TEM :

$$\beta = K \qquad \text{I.18}$$

A partir des équations I.11, I.12 et I.17, on peut réécrire les équations de Maxwell sous cette forme :

$$\vec{K} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} \qquad \text{et} \qquad \vec{K} \times \vec{H} = -\omega\varepsilon\vec{E} \qquad \text{I.19}$$

I.4.3 Propagation électromagnétique en milieu métamatériaux

A partir de l'équation I.19, nous pouvons déduire qu'avec ε et μ simultanément positives, les vecteurs $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$ forment un trièdre direct ou main droite (Figure I.16.a). Le flux d'énergie est décrit par le vecteur de Poynting qui s'écrit :

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{K} \qquad \text{I.20}$$

Par conséquent $\vec{S}$ et $\vec{K}$ suivent la même direction.

Nous pouvons également déduire qu'une autre possibilité satisfait cette équation, c'est le cas où ε et μ sont simultanément négatives. Dans ce cas, les vecteurs $\vec{E}, \vec{H}, \vec{K}$ forment un trièdre indirect ou main gauche (Figure I.16.b).

La propriété électromagnétique de ces métamatériaux peut être décrite par les équations de Maxwell. La transformation de cette équation permet de mettre en évidence les propriétés des métamatériaux, elles sont données dans l'ensemble des équations :

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \qquad \text{I.21}$$

$$\nabla \times \vec{H} = -j\omega\varepsilon\vec{E} \qquad \text{I.22}$$

La partie réelle du vecteur Poynting $\vec{S}$, qui détermine le flux d'énergie, est représentée par la formule suivante :

$$\vec{S} = \frac{1}{2}\vec{E} \times \overrightarrow{H^*} \qquad \text{I.23}$$

Dans ce cas, les valeurs de ε et μ sont négatives simultanément ; ainsi, les équations I.19 peuvent être réécrites comme :

$$\vec{K} \times \vec{E} = \omega|\mu|\vec{H} \quad \text{et} \quad \vec{K} \times \vec{H} = -\omega|\varepsilon|\vec{E} \qquad \text{I.24}$$

C'est l'hypothèse théorique qui était introduite pour la première fois en 1967 par Veselago. Le chercheur russe a exposé plusieurs propriétés physiques d'un tel matériau qui n'existe pas dans la nature d'où le nom de métamatériau. La Figure I. 16 présente ces propriétés électromagnétiques des champs électriques et magnétiques et du vecteur d'onde k et du vecteur de Poynting S. Notez que pour un milieu gaucher, les trois vecteurs k, E et H forment un triplet gaucher.

Ainsi, alors que S et k dans un milieu droitier sont dans la même direction, dans les matériaux gauchers, ils sont dans des directions opposées. Les métamatériaux appelés également matériaux main gauche ou encore matériaux doublement négatifs n'existent pas dans la nature.

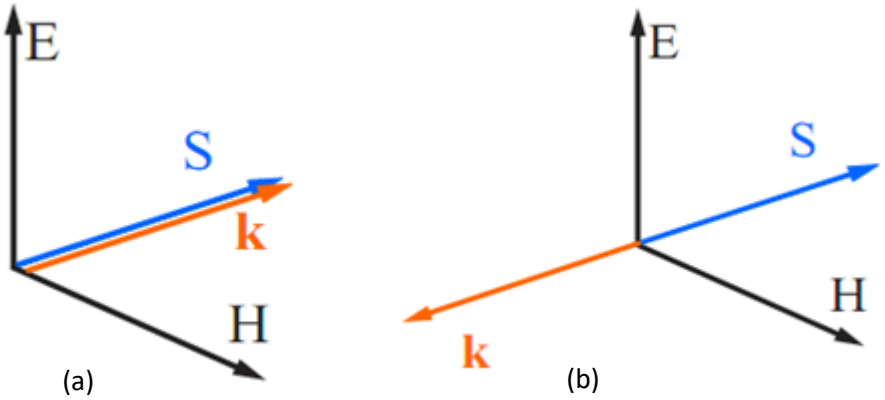


Figure I. 16 Vecteur d'onde et vecteur de Poynting : (a) milieu conventionnel. (b) milieu main-gauche.

La vitesse de phase est définie par l'équation I.25 et la vitesse de groupe par l'équation I.26 comme suit :

$$V_\varphi = \frac{\omega}{k} \qquad \text{I.25}$$

$$V_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} \qquad \text{I.26}$$

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

Milieu main droite : $V_\varphi > 0$ (k>0) et $V_g > 0$ I.27

Milieu main gauche : $V_\varphi < 0$ (k<0) et $V_g > 0$ I.28

Le fait que ε_r et μ_r soit toutes les deux négatives implique que l'indice de réfraction n du milieu est négatif, car : $n = \pm\sqrt{\varepsilon\mu}$.

Cela provoque l'inversion de la loi de Snell-Descartes (L'équation : I.29), car lors du passage d'un milieu main droite à un milieu main gauche, l'onde réfractée sera transmise du même côté de la normale que l'onde incidente.

La loi de Snell-Descartes est définie par l'équation I.29 comme suit :

$$n_{1\,sin\,\theta_i} = n_{2\,sin\,\theta_t} \qquad \text{I.29}$$

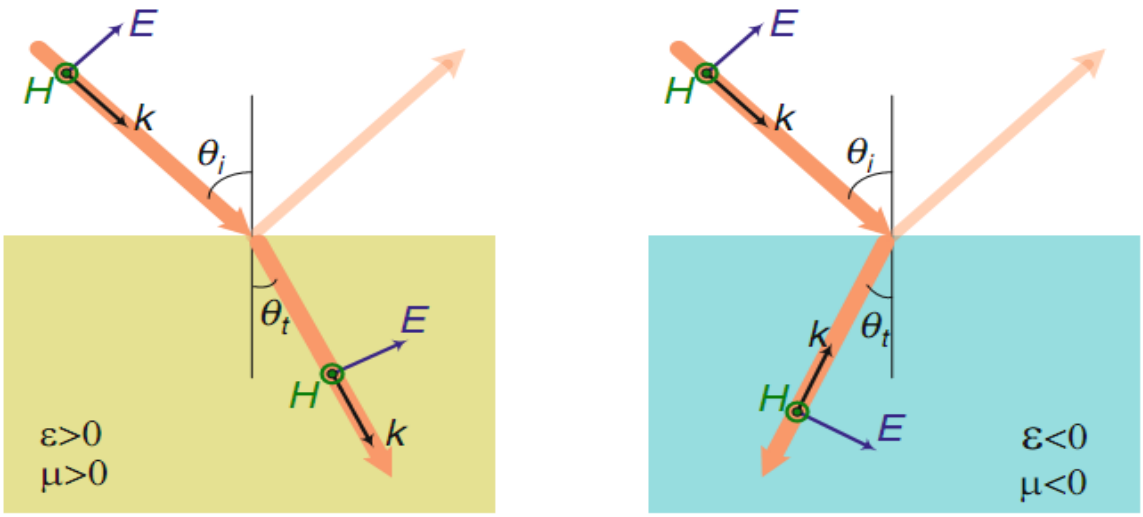


Figure I. 17 Schéma de la réflexion-transmission d'une onde plane lors d'un saut d'indice : réfraction normale à droite, réfraction négative à gauche [15].

À l'interface de deux milieux quelconques, la composante tangentielle du vecteur d'onde doit être continue. Par conséquent, la seule manière possible de mettre en œuvre le rayon réfracté est celle illustrée sur la figure I. 17.

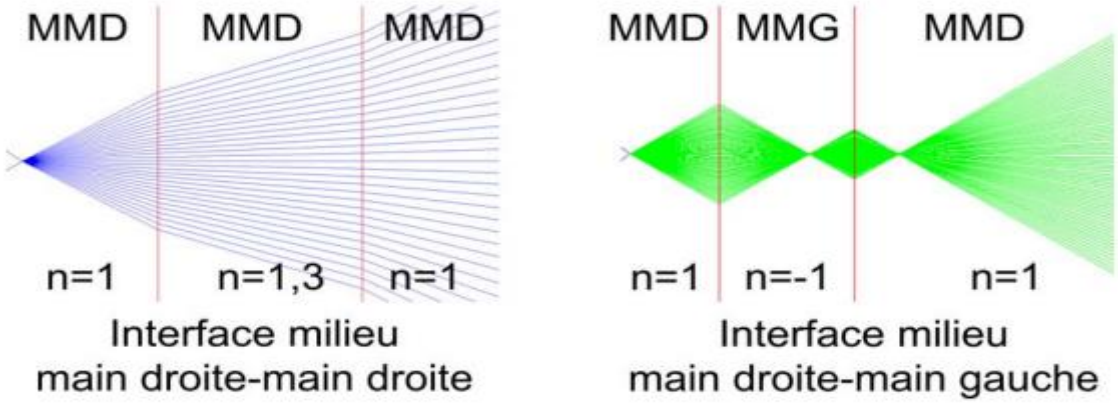


Figure I. 18 Propagation électromagnétique dans différents milieux [20].

Les matériaux main gauche impliquent d'autres changements sur des phénomènes physiques bien connus, comme l'inversion de l'effet Doppler, l'inversion de l'effet Cerenkov et l'inversion de la convergence et de la divergence dans les lentilles concaves et convexes respectivement.

I.5. Les surfaces sélectives en fréquence (FSS)

La Surface à fréquence sélective (SFS) est un sujet solidement étudié de la science électromagnétique, qui est des structures périodiques bidimensionnelles ayant des éléments de réseau métalliques plans (patch ou ouvertures) sur un substrat diélectrique, présentant une transmission et une réflexion à une certaine fréquence de résonance. Selon la conception de l'élément de réseau, une onde plane entrante sera soit transmise, soit réfléchie, complètement ou partiellement. Cela se produit lorsque la fréquence de l'onde plane correspond à la fréquence de résonance des éléments du SFS. Par conséquent, un FSS peut laisser passer ou bloquer les ondes EM avec certaines fréquences dans l'espace libre ; ils sont donc mieux identifiés comme des filtres spatiaux [21].

Il est à noter que le même principe peut être appliqué aux réseaux SRR pour la réalisation de métamatériaux en vrac ou de surfaces à fréquence sélective.

Classification des FSSs

Un filtre approprié est choisi selon les critères de conception qui sont : le niveau d'atténuation, la fréquence de coupure, la bande passante et la sensibilité à l'angle d'incidence d'ondes électromagnétiques. Des exemples typiques des quatre types de filtres sont décrits ci-dessous [22].

- Si la surface est composée de motifs périodiques métalliques, dans ce cas il s'agit d'une FSS capacitive qui a un comportement de filtre coupe-bande (Motif métallique) Figure I.19.a.
- Si la surface est composée d'ouvertures périodiques dans un plan métallique, dans ce cas, il s'agit d'une FSS inductive qui a un comportement de filtre passe-bande (Motif diélectrique) Figure I.19.b.
- Les FSS passe-haut peuvent être construites par perforation d'un plan conducteur avec des ouvertures ayant des formes quelconques (Figure I.19.c).
- Les FSS passe-bas : Un filtre passe bas peut être le complément de Babinet du filtre passe haut (Figure I.19.d).

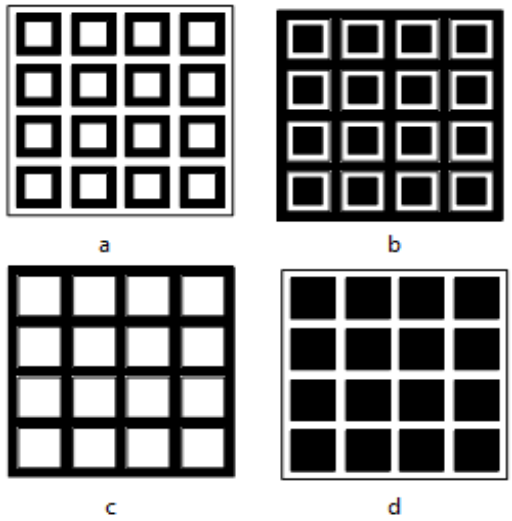


Figure I. 19 Classification des FSSs [22].

- **Les différents motifs des structures FSS**

La Figure I.20 montre les quatre types de base des FSSs. L'association de plusieurs motifs a pour avantage d'avoir une réponse particulière de la structure. Par exemple, la combinaison de deux ou trois anneaux métalliques permet d'avoir plusieurs résonances ainsi qu'une ou plusieurs bandes passantes, à l'intérieur de la résonance coupe-bande du motif anneau seul [22].

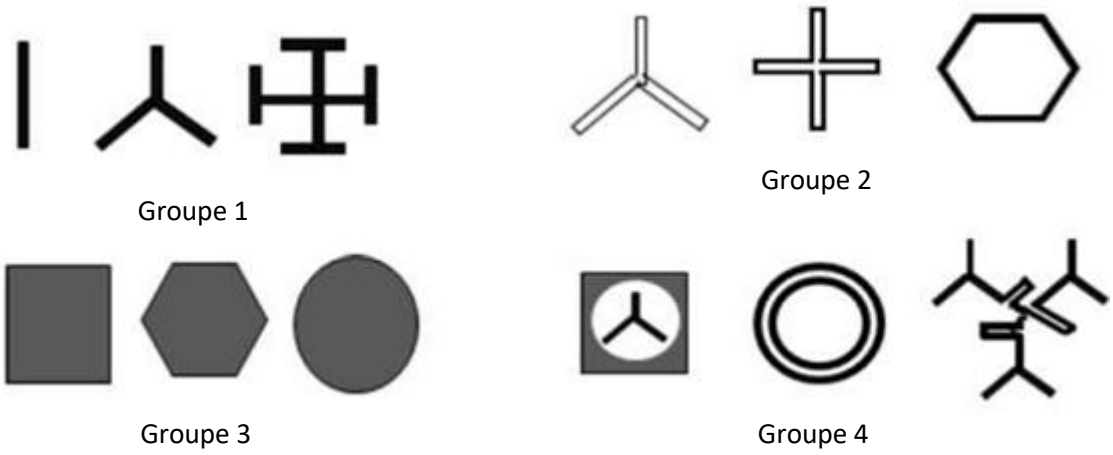


Figure I. 20 Les quatre différents groupes de base des nouvelles FSS [22].

- **Bande passante des structures FSS**

La bande passante de l'élément est un bon point de départ lors de la conception d'une FSS à large bande. Pour augmenter la bande passante de la FSS, il est important d'essayer d'arranger les éléments plus proches les uns des autres. Cet objectif peut être atteint en choisissant des éléments qui permettent de minimiser la taille de la cellule.

La bande passante d'une FSS coupe-bande ou passe-bande peut aussi être élargie en mettant deux FSS en cascade. En choisissant la distance entre les deux surfaces soigneusement, cette technique permet d'aplatir et d'élargir la courbe du coefficient de réflexion (ou de transmission) dans la bande de fréquences de fonctionnement. En plus, dans ce cas, le coefficient de réflexion (ou de transmission) tombe brusquement aux limites de bande [22].

I.6. Applications des métamatériaux

Les métamatériaux sont couramment définis comme des structures artificielles présentant une structuration très petite devant la longueur d'onde à une certaine fréquence de fonctionnement et dont le comportement face à une onde incidente de cette fréquence peut être modélisé sous la forme de paramètres effectifs. Le concept de métamatériau est donc applicable à tous les domaines de la physique qui traitent de phénomènes ondulatoires, tels que l'optique, l'acoustique, la fluidique, ...etc. Il s'agit d'une définition particulièrement large, puisqu'elle semble a priori inclure également tous les matériaux massifs conçus par l'homme (tels que l'acier ou la plupart des semi-conducteurs) ou même d'origine biologique [23].

Les résonateurs à anneau fendu (RAF) et les résonateurs à anneau fendu complémentaire (RAFC) sont les deux topologies de métamatériaux les plus exploitées et ont été utilisés pour la synthèse de diverses structures / composants, tels que les antennes de radiofréquence (RF), les capteurs, filtres et absorbeurs. Diverses formes de topologies RAF et RAFC ont été étudiées telles que circulaire, carrée, triangulaire, ...etc. et ont été utilisées en fonction des besoins des applications. Le RAF et le RAFC sont des éléments résonants et fournissent un facteur de qualité élevée aux fréquences micro-ondes et millimétriques.

- **Application aux antennes**

La conception d'antennes est l'une des applications les plus importantes des métamatériaux. En raison des propriétés inhabituelles des métamatériaux, nous pouvons réaliser des antennes avec de nouvelles caractéristiques qui ne peuvent pas être réalisées avec des matériaux traditionnels. L'objectif d'ajouter un métamatériau à l'environnement proche de l'antenne est d'améliorer ses caractéristiques : le gain, la directivité et l'adaptation.

Les métamatériaux employés dans les plans de sol entourant les antennes offrent une meilleure isolation entre les canaux radioélectriques ou hyperfréquences de réseaux

d'antennes à entrées multiples et à sorties multiples. Des plans de masse métamatériaux à haute impédance peuvent également être utilisés pour améliorer l'efficacité de rayonnement et les performances radio axiales d'antennes à profil bas situées à proximité de la surface du plan de sol. Les métamatériaux ont également été utilisés pour augmenter la plage de balayage du faisceau en utilisant à la fois les ondes avant et arrière dans les antennes à ondes qui fuient [6].

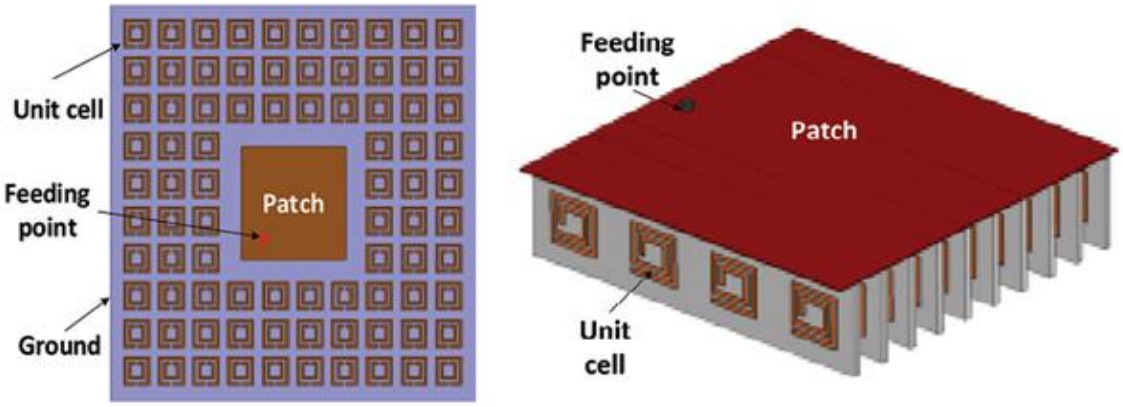


Figure I. 21 Modèles d'application des métamatériaux pour améliorer le gain de puissance des antennes : (a) cellules unitaires entourant le patch rayonné, (b) utilisant les métamatériaux comme chargement d'antenne [4].

- **Application aux capteurs**

Des résonateurs d'inspiration métamatériau tels que les RAF et les RAFC peuvent être utilisés pour concevoir des capteurs micro-ondes compacts et de haute précision**.** En principe, cela est dû à leur facteur de résonance haute qualité, à leur taille compacte et à la haute sensibilité de leur résonance par rapport aux paramètres géométriques et aux matériaux constitutifs environnants. De plus, il est démontré que la sensibilité des capteurs conventionnels peut être améliorée en incorporant des résonateurs à base de métamatériaux (Niu et al. 2010, Taya and Shabat 2011). Ainsi, les applications de détection des métamatériaux ont été un domaine de recherche très actif ces dernières années.

La Figure I. 22 présente un module de capteur assemblé (Wojciech et al.2018), où : (a) SRR couplé par microruban fabriqué. (b) Un zoom avant montrant la chambre microfluidique attachée au SRR. (c) Module entièrement assemblé avec des tubes en polymère délivrant du liquide dans la chambre et des câbles coaxiaux connectés à l'analyseur de réseau vectoriel [24].

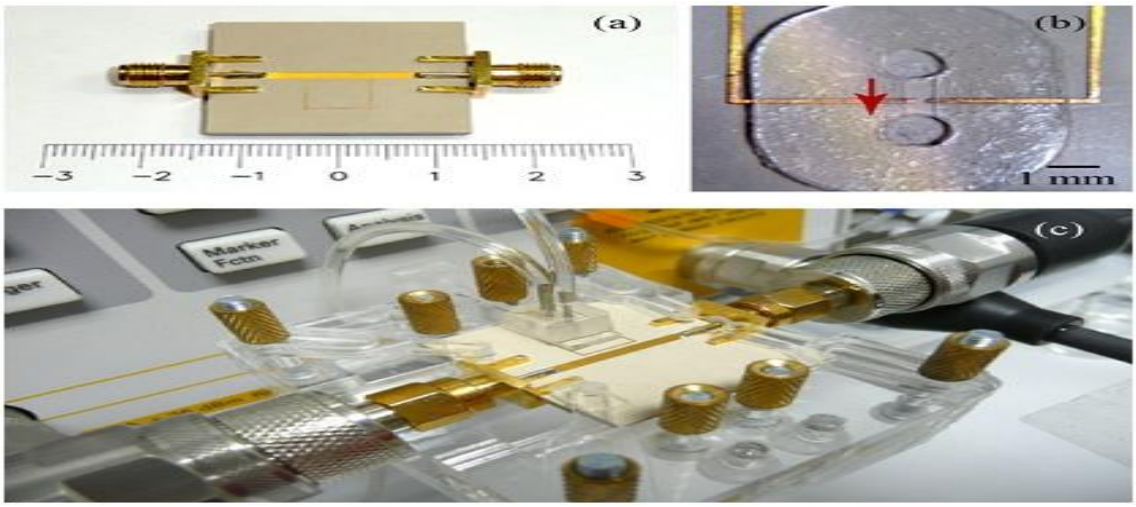


Figure I. 22 Module capteur assemblé [24].

Certains des derniers exemples de capteurs à base de métamatériaux sont : les capteurs de symétrie et de déplacement (Naqui et al.2011, Naqui et al.2012, Horestani et al.2013b), les capteurs de rotation (Horestani et al.2013a, Naqui et Mart´ın 2013), des capteurs biologiques (Lee et al.2012), des capteurs de déformation (Melik et al.2009b, Melik et al.2009a) et des capteurs microfluidiques pour la caractérisation diélectrique (Withayachumnankul et al.2013).

- **Application dans les filtres micro-ondes**

Les filtres compacts haute performance compatibles avec les technologies de circuits intégrés présentent un grand intérêt pour les systèmes de communication RF et les appareils portables. Les facteurs clés dans la conception des filtres micro-ondes planaires sont un facteur de haute qualité et la taille compacte. Les RAFs et les RAFCs ont ouvert la voie au développement de nouvelles stratégies de conception de filtres compacts.

Contrairement aux résonateurs conventionnels utilisés dans les conceptions de filtres tels que les lignes couplées parallèles, les résonateurs à boucle fermée ou ouverte, les RAFs fournissent des tailles beaucoup plus petites en raison de la capacité répartie entre les deux anneaux et l'inductance globale de l'anneau (Bonache et al. 2006a).

De nombreuses nouvelles structures de filtres compacts ont été conçues et mises en œuvre par différents groupes. Pour ne citer que quelques exemples, le comportement composite droitier / gaucher d'une ligne microruban non équilibrée chargée de RAFC a été utilisé pour concevoir un filtre passe-bande double bande (Wu et al. 2007, Bonache et al. 2008). Les filtres différentiels compacts avec suppression en mode commun sont développés

en combinant des SRR et des CSRR (V´elez et al. 2013). La taille effective des filtres a même été encore réduite en considérant les SRR et les CSRR en forme de S (Horestani et al. 2014b, Horestani et al. 2014a) [8].

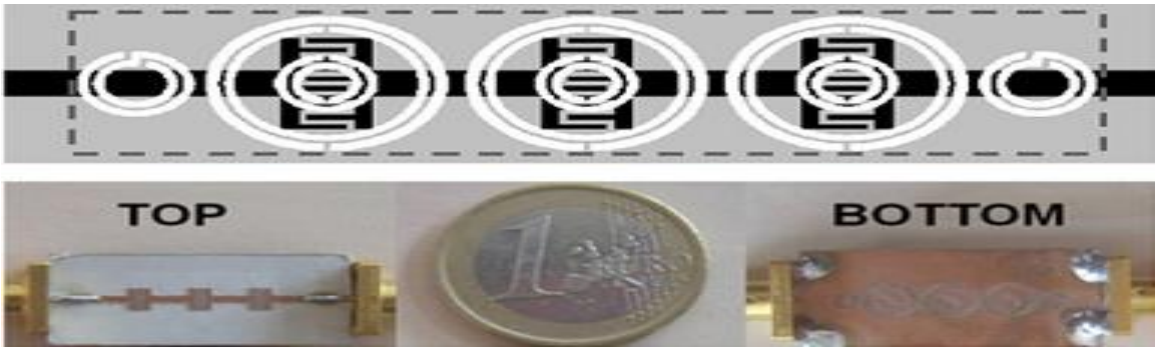


Figure I. 23 Disposition et photographie d'un filtre UWB comprenant des résonateurs à anneau fendu complémentaires (RAFC) [25].

- **Autres applications des métamatériaux**

➢ **Absorbeur métamatériaux**

Ces absorbeurs de métamatériaux sont bien connus pour absorber le rayonnement électromagnétique. Ces absorbeurs offrent de nombreux avantages que les absorbeurs conventionnels tels que la miniaturisation supplémentaire, une efficacité accrue et une adaptabilité plus large. Le premier absorbeur à base de métamatériaux de Landy [26] utilise trois couches, deux couches métalliques et une diélectrique et montre une absorptivité simulée de 99% à 11,48 GHz, comme la montre la Figure I.24.

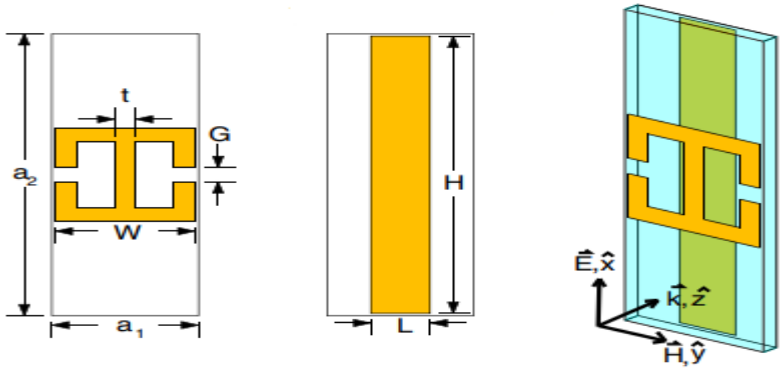


Figure I. 24 Schéma de la cellule unitaire avec résonateur métamatériau absorbant [26].

➢ **Super-lentille métamatériau**

Super-lentille est un appareil multidimensionnel qui utilise des métamatériaux avec des propriétés de réfraction négatives, pour atteindre une résolution derrière la limite de diffraction. Par conséquent, ce comportement permet à des matériaux à double négatif de

produire une vitesse de phase négative. Le chemin vers la super-lentille est son aptitude à améliorer et à récupérer de manière significative les ondes évanescentes qui transportent des informations à des échelles très petites. Aucune lentille n'est encore capable de reconstituer complètement toutes les ondes évanescentes émises par un objet. Le futur défi est donc de concevoir une super-lentille pouvant constituer toutes les ondes évanescentes pour obtenir une image parfaite.

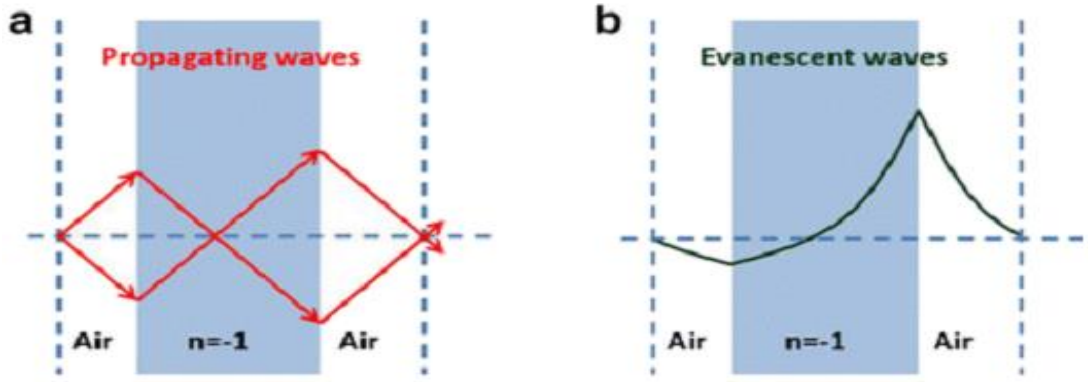


Figure I. 25 (a) Récupération des ondes propageant, (b) Amplification de l'onde évanescente [19].

En 2000, Pendry a fait une prédiction révolutionnaire, affirmant qu'une dalle d'un matériau à indice négatif est capable de produire des images impeccables en raison de sa propriété unique d'amplifier les ondes évanescentes.

- **Dispositifs de masquage**

Les métamatériaux sont le composant de base pour tenter de construire un dispositif de masquage pratique. Les faisceaux micro-ondes sont déviés par les capes de sorte qu'ils circulent autour des objets cachés avec une distorsion négligeable.

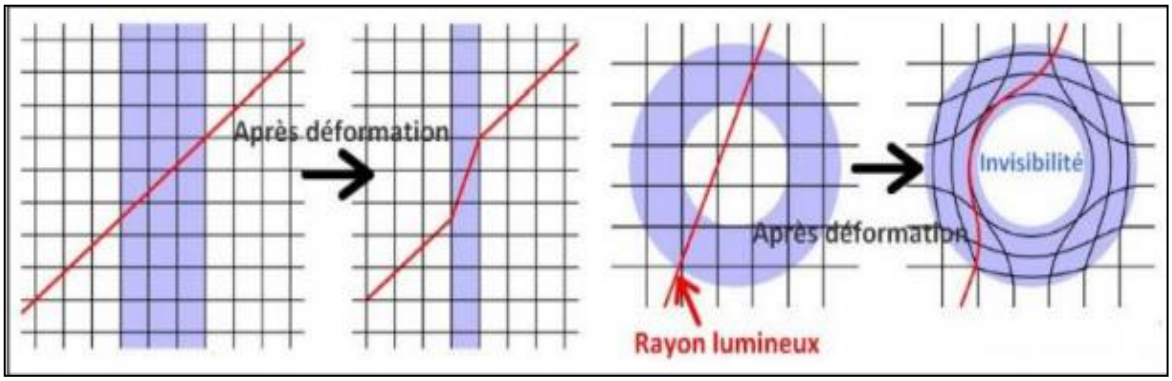


Figure I. 26 Le rayon lumineux est en rouge et l'objet camouflé est entouré par la zone en bleu [19].

- **Appareils électroniques**

Les métamatériaux sont utilisés comme dispositifs de commutation pour la construction de petits équipements phototoniques. Dans cet appareil, le semi-conducteur se combine avec les métamatériaux de l'appareil. Ces puces photoniques sont dix fois plus rapides que les puces actuelles en usage [27].

I.7. Les capteurs à base de métamatériaux en biomédical

Le capteur microfluidique

La microfluidique est la science et la technologie qui manipulent de petites quantités de liquide à l'aide de canaux de petites dimensions. Les systèmes microfluidiques offrent des avantages tels que de petits volumes d'échantillons, une faible consommation d'énergie, des temps de réponse rapides et une mise au rebut facile, qui permettent aux systèmes microfluidique de servir d'outil important aux frontières de la science médicale, des applications biomédicales, de l'analyse biologique, de la pharmacie, de la chimie, de l'environnement[28].

Certaines études de premier plan sur les capteurs métamatériaux basés sur différentes configurations ont été développées et peuvent représenter un sujet état de l'art pour notre travail. Withayachumnankul et al ont mis en œuvre le résonateur à anneau fendu boucle (SRR-boucle) comme capteur multicanaux à couches minces dans [29] et capteur micro fluidique dans [24], à la fréquence de résonance, la boucle RAF localise un champ électrique intense principalement dans la petite région de gap.

Le résonateur à anneau divisé complémentaire (RAFC) est également impliqué dans le travail de Ebrahimi et al [30], qui fondamentalement proposé un capteur microfluidique pour l'identification précise des échantillons liquides chimiques et biologiques. Haute sensibilité était montrée en raison du fort confinement du champ électrique dans le bord inférieur du RAFC à la fréquence de résonance.

Notre étude s'inscrit dans ce domaine (Chapitre 4), où nous avons conçu une version améliorée du capteur de détermination du mélange liquide. Le capteur proposé a été testé expérimentalement sur un mélange d'éthanol aqueux. Ce capteur est basé sur la structure métamatériau, qui est un résonateur composite gauche-droite (CRLH) avec un résonateur d'ordre zéro (ZOR).

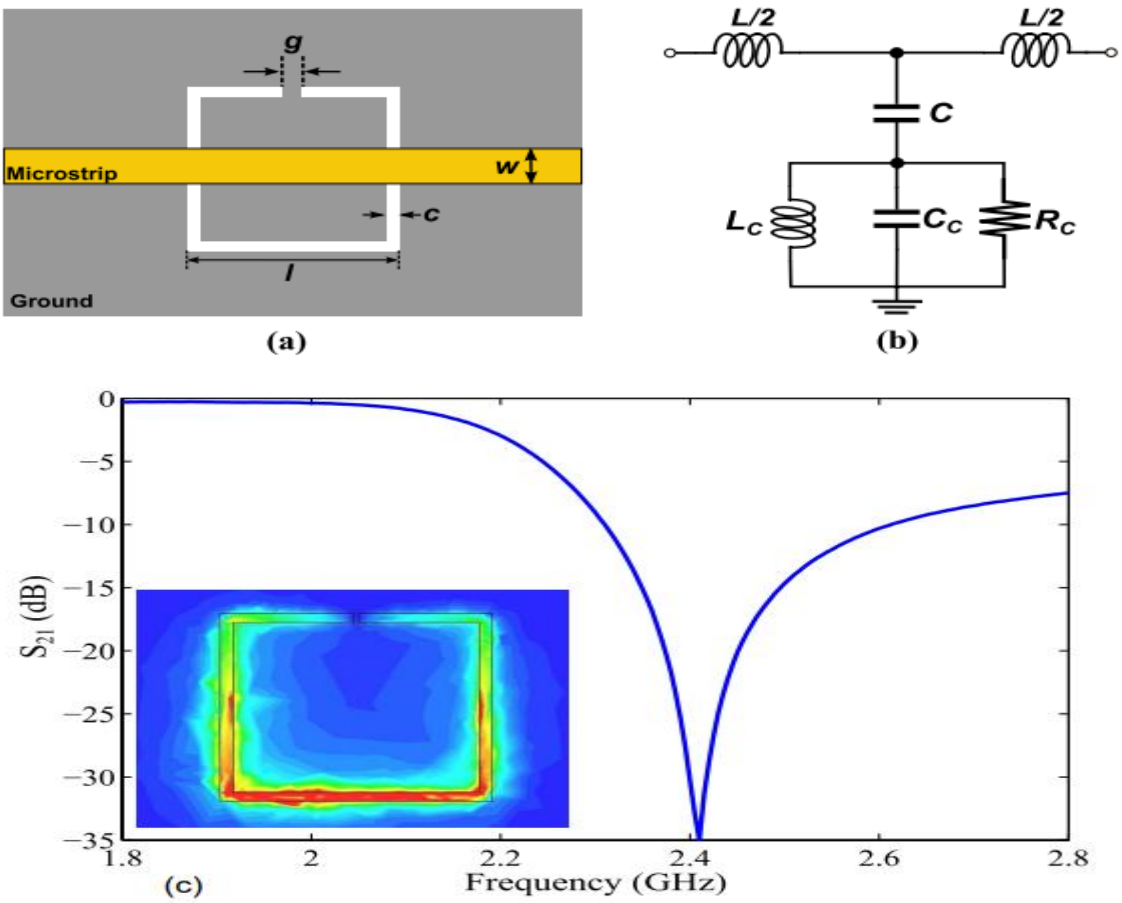


Figure I. 27 Le résonateur à anneau divisé complémentaire (RAFC), Ebrahimi et al [30]

Où : (a) Un RAFC couplé microruban avec la zone grise montrant le plan de masse et jaune montrant la métallisation microruban supérieure. (b) Son modèle de circuit équivalent avec L et C pour l'inductance de longueur unitaire et la capacité du microruban respectivement et {RLC} C pour le RAFC. (c) Résonance simulée du RAFC couplé microruban dans un studio micro-ondes CST de Ebrahimi et al.

La détermination du liquide dépend de la mesure du décalage de fréquence et en le comparant aux valeurs de référence pour l'éthanol aqueux.

- **Le biocapteur**

Bien que de nombreux biocapteurs soient des capteurs biomédicaux, tous les capteurs biomédicaux ne sont pas des biocapteurs. Les biocapteurs présentent un intérêt particulier en raison de la très grande sélectivité des réactions biologiques, mais la détection de cette réaction ou liaison est souvent insaisissable. La Figure I.28 illustre trois composants principaux d'un biocapteur qui consistent en un analyte, un bio-élément, un élément de détection et un élément de traitement de signal.

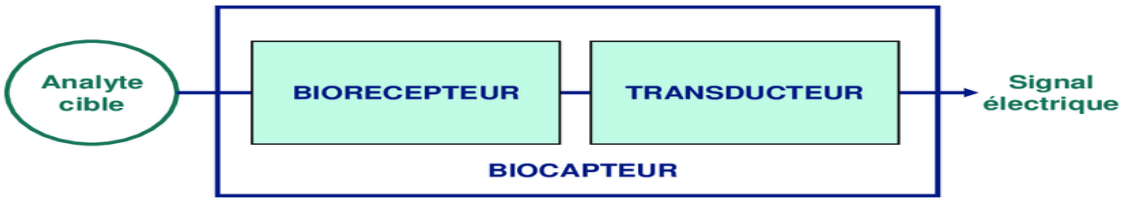


Figure I. 28 Schéma fonctionnel d'un biocapteur [31].

Les biocapteurs à base de métamatériaux ont suscité un regain d'intérêt grâce au développement de la microélectronique qui offre de nouvelles perspectives et capacités biomédicales. La technologie des capteurs biologiques nous a permis d'opérer à une échelle proche d'une cellule en contrôlant et en traitant les ondes avec précision à l'échelle nanométrique, facilitant ainsi la compréhension de nombreux phénomènes biologiques. En raison de leur petite taille, de leur facilité d'utilisation, de leur grande sensibilité et de la possibilité de les utiliser sur site, ils constituent des éléments d'analyse particulièrement utiles et intéressants. Le principe de découverte biologique de ces capteurs repose sur l'utilisation de dispositifs à plan résonant, intrinsèquement sensibles aux petites variations de paramètres. Ainsi, l'introduction d'espèces à tester sur ces résonances implique un décalage de la fréquence de résonance. Lee et al ont proposé des biocapteurs basés sur RAF pour la détection d'ADN [30]. La Figure (I.29) montre le travail effectué par Lee et al, Où : l'écart entre les anneaux est d = 0,1 mm, la largeur de chaque anneau est c = 0,18 mm, l'intervalle de séparation de chaque anneau est s = 0,2 mm, le rayon moyen entre les anneaux est a = 0,68 mm et l'écart entre le résonateur et la ligne microruban est g = 0,2 mm.

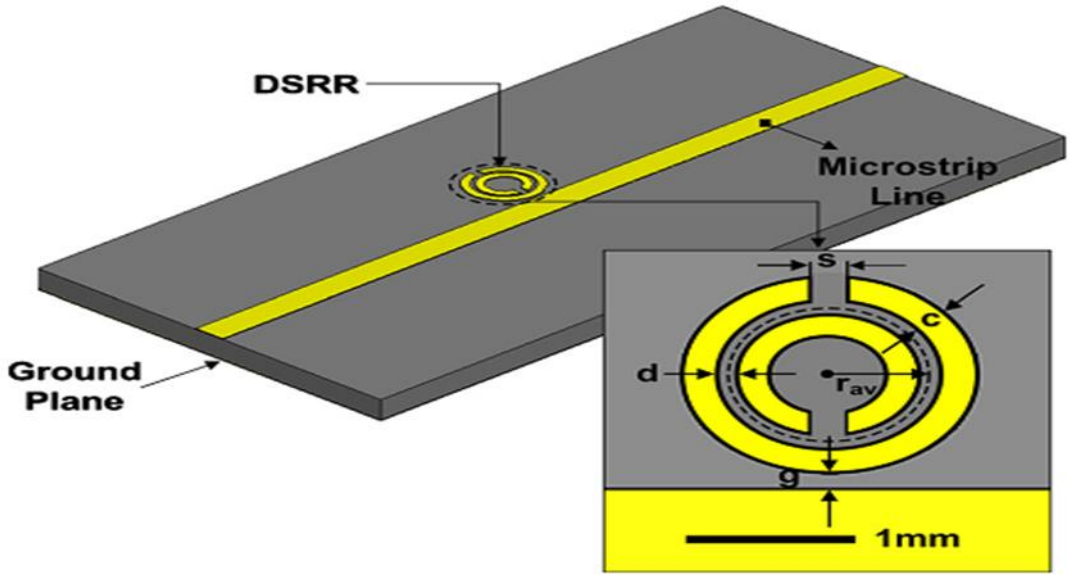


Figure I. 29 La topologie de l'échantillon DSRR pour la détection biologique [32].

Les antennes miniatures

Le développement d'antennes miniatures pour des applications biomédicales a attiré l'attention de nombreux chercheurs ces dernières années. La technologie RFID (de l'anglais radio frequency identification) est une technologie d'identification automatique utilisant des ondes radio. Un système RFID est composé de deux composants principaux, le lecteur et l'étiquette. Récemment, cette technologie connue a une grande résonance dans plusieurs domaines biomédicaux. Nous pouvons classer les applications hospitalières en termes de fonctionnalités en cinq catégories : traçage, identification et vérification, détection, interventions, alertes et déclencheurs. Grâce à l'avancée de la technologie RFID, il est désormais possible de contrôler et localiser les patients en temps réel à l'intérieur d'un hôpital, une maison ou dans un espace ouvert. Dans ce cas, l'étiquette RFID doit être déposée sur le corps humain et équipée de biocapteurs. Une fois la balise activée par le lecteur, l'identifiant de la balise et les bio-signaux peuvent être transmis, enregistrés et traités [32].

La Figure I.30 représente le scénario d'un réseau de santé sans fil. La demande croissante d'appareils RFID dans le domaine biomédical a souligné la nécessité de leur miniaturisation et l'augmentation de leur efficacité, afin de favoriser plus de confort lors de leur dépôt sur le tissu humain.

Ces appareils sont composés d'une puce et d'une antenne. La taille de la puce RFID étant de l'ordre de quelques millimètres cela signifie que la taille de l'antenne déterminera les performances de l'ensemble du système (antenne-puce).

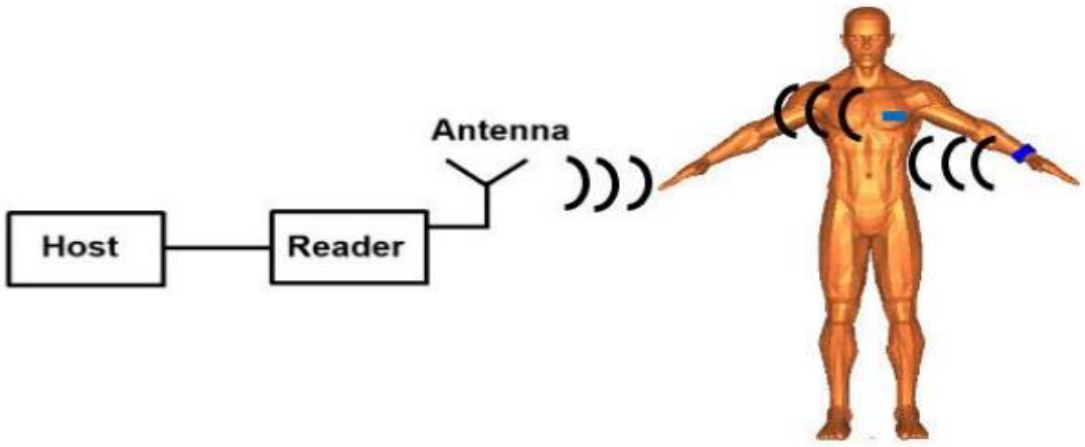
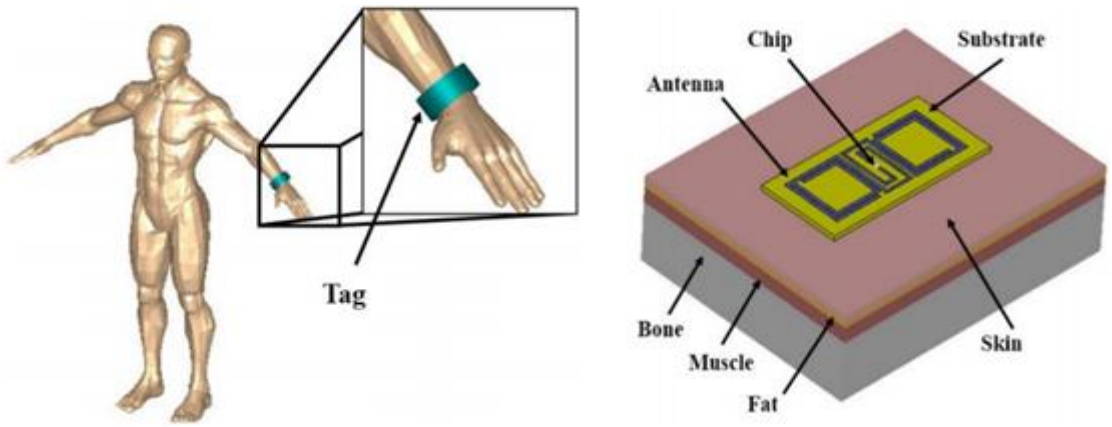


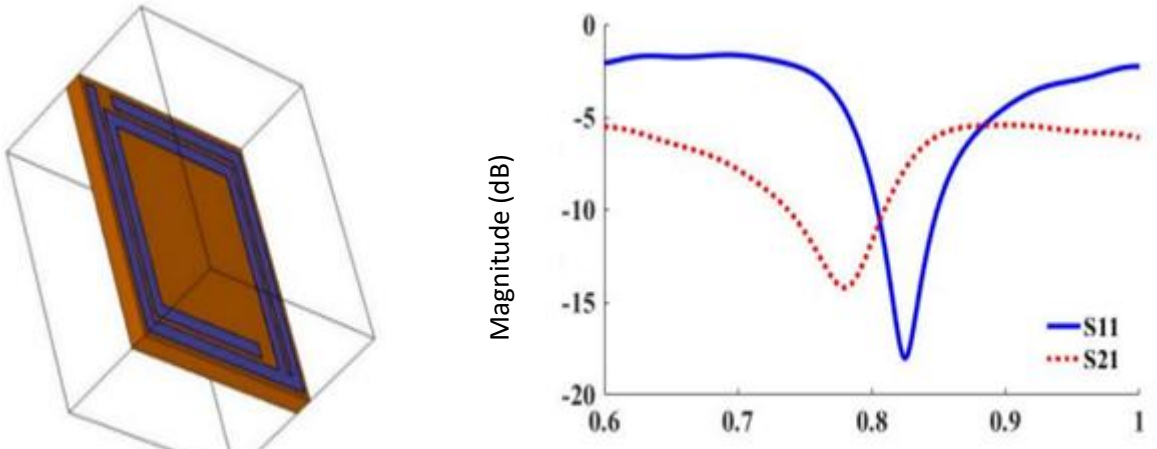
Figure I. 30 Scénario d'un réseau de santé sans fil [33].



(a) (b)

Figure I. 31(a) Schématisation de l'antenne RFID sur le modèle humain homogène, (b) Antenne sur le modèle du bras humain [33].

La figure I. 31(b) représente La structure conçue par Abdelhadi Ennajih et al constituée de deux résonateurs en anneau fendus à leurs extrémités et reliés entre eux par un embout. La figure I. 32 (b) affiche les paramètres S.



(a) (b)

Figure I. 32(a) La structure du métamatériau dans la boîte TEM, (b) les paramètres S de la structure [33].

De nombreuses études récentes ont choisi d'utiliser des structures en métamatériaux connus pour la puissance de miniaturisation des circuits hyperfréquences et l'amélioration des performances sous certaines conditions [33].

I.8. Conclusion

Ce chapitre a présenté la définition des métamatériaux et leurs implémentations. Les métamatériaux ont ouvert la porte pour de nombreuses applications à l'instar l'application aux antennes, aux capteurs, application dans les filtres micro-ondes, ...etc. Les métamatériaux sont en général des structures périodiques constituées de matériaux diélectriques et métalliques, qui, d'un point de vue électromagnétique se comportent comme un matériau parfaitement homogène. La constitution du métamatériau permet de créer un matériau avec la permittivité et/ou la perméabilité que l'on souhaite. Les capteurs microfluidiques basés sur des techniques de détection par radiofréquence (RF) ou micro-ondes ont attiré une grande attention ces dernières années. Où nous nous sommes concentrés sur ceux utilisés dans le domaine biomédical, ainsi que sur la possibilité de supporter leurs différentes conceptions avec des métamatériaux pour améliorer leurs performances.

Références du chapitre I

[1] W.S., Weiglhofer, Lakhtakia, A. “Introduction to complex mediums for optics and electromagnetics” SPIE Press, Bellingham, WA, USA (2003).

[2] Xingcun Colin Tong, “Functional Metamaterials and Metadevices” Volume 262, Springer, pp.1-3-45. 2018.

[3] https://en.wikipedia.org/wiki/Metamaterial#Electromagnetic_metamaterials.2020.

[4] Wojciech Jan and Thanh Nghia, “Metamaterials in Application to Improve Antenna Parameters”. Intech Open.2018.

[5] Imene Sassi, “Développement de nouveaux modèles de cellules métamatériaux pour les applications en Radiofréquences (RF)” phd. Univ du Québec. pp.21. 2015.

[6] Nacer Abdelghani, “Etude et conception de structures à base de métamatériaux pour application aux circuits microondes et antennes” phd. Univ, A.Belkaïd,Tlemcen, 2018.

[7] J. Pendry, A. H, D. R, and W. S, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena” IEEE, MW Theory and Tech, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, 1999.

[8] Amir Ebrahimi, “Metamaterial-Inspired Structures for Microwave and Terahertz Applications” these phd, Université d'Adélaïde, Australie, 2016.

[9] Kevin H. Nguyen, “ Planar Electromagnetic Band Gap for Broadband Switching Noise Mitigation in High-Speed PCB ” these phd, Melbourne, Florida,May, 2017.

[10] Nebil Kristou, “Étude et conception de métamatériaux accordables pour la miniaturisation d’antennes aux fréquences micro-ondes” phd.Univ, Rennes 1, 2018.

[11] A. Vivek, K. Shambavi, Zachariah C. Alex, "A review: metamaterial sensors for material characterization", Sensor Review, pp. 417-432, 2018.

[12] Tahar Bougoutaia, “Analyse ET Conception Des Antennes Microstrip a Base De Metamateriaux” phd.Univ, M’sila. pp.35. 2018.

[13] J. Pendry, A. Holden, W. Stewart, and I. Youngs, “Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures,” Physical Review Letters, vol. 76, no. 25, pp. 4773–4776, 1996.

[14] Pendry JB, Holden AJ, Robbins DJ, Stewart WJ, “Low frequency plasmons in thin-wire structures,” J Phys Condens Matter 10(22):4785–4809, 1998.

[15] Wenshan Cai, Vladimir Shalaev, “Optical Metamaterials” Springer Science + Business Media, LLC 2010, pp.78-80.

[16] B. Ouagague, “Etude théorique et expérimentale des métamatériaux et des techniques d’agilité pour la conception des circuits RF miniatures et reconfigurables” phd. Univ, HAL, 2014.

[17] D.R Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. N Nasser and S. Schultz, "Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity", P R L, V: 84, N: 18, 2000.

[18] D. R. Smith and S. Schultz, "Determination of eff permittivity and permeability of MTMs from reflection and transmission coeffs," Phy Rev B, vol. 65, no. 19, pp. 1–5, 2002.

[19] Belkadi Bachir, "Étude ET Conception De Filtres Hyperfrequences À Base De Nouveaux Matériaux", these phd, Université Djillali Liabès Sidi Bel Abbes, 2019.

[20] Shah Nawaz Burokur, "Mise En Œuvre De Metamateriaux En Vue D'application Aux Circuits Microondes ET Aux Antennes", these phd, Université de NANTES, 2005.

[21] R. S. Anwar, L. Mao and H. Ning, "Frequency Selective Surfaces: A Review," Appl. Sci. 2018, 8, 1689.

[22] Bencherif Karima, "Etude et modélisation des filtres microondes, planaires et compacts", these phd, Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd, 2019.

[23] Charles Croënne, "Contrôle de la propagation et du rayonnement électromagnétiques par les métamatériaux", these phd, Université lille 1, 2009.

[24] W.Withayachumnankul, K.J, A.T, C.F and D.A, "Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization" Sensors and Actuators A 189 (2013) 233–237.

[25] M. Gil, J. Bonache, F. Martín, "Metamaterial filters: A review", Metamaterials 2 (2008). pp. 186-197.

[26] N. I. Landy, S. Sajuyigbe, J. J. Mock, D. R. Smith and WJ Padilla, "Perfect metamaterial absorber", Phys. Rev. Lett, Vol. 100, pp. 207402, 2008.

[27] Zakka Hari Kishore, "Metamaterial unit cell structure" IJRTER-2017.

[28] Yong yuan Liang, "An LC Wireless Microfluidic Sensor Based on LowTemperature Co-Fired Ceramic (LTCC) Technology", Sensors 2019.

[29] W. Withayachumnankul, K.J, C.F, and D. Abbott, "Metamaterial-inspired multichannel thin-film sensor," IEEE Sensors J., vol. 12, no. 5, pp. 1455–1458, May 2012.

[30] A. Ebrahimi, W. Withayachumnankul, S. Al-Sarawi, and D. Abbott, "High-sensitivity metamaterial-inspired sensor for microfluidic dielectric characterization," IEEE Sensors J., vol. 14, no. 5, pp. 1345–1351, May 2014.

[31] Gaëlle Lehoucq, "Transistors à nanofils de silicium top-down. Application à la détection biologique," these PhD, Université paris, 2014.

[32] H. J. Lee, H. S. Lee, K.-H. Yoo and J.-G. Yook, "DNA sensing using split-ring resonator alone at microwave regime," J. Appl. Phys., vol. 108, no. 1, p. 014908, 2010.

[33] A. Ennajih, "A wearable UHF RFID tag antenna-based metamaterial for biomedical applications," Bulletin of Elec Eng and Inf, Vol. 9, No. 2, April 2020, pp. 676~684.

Chapitre II

Les lignes de transmission métamatériaux

II.1. Introduction

Les lignes de transmission et les guides d'ondes sont des composants essentiels de l'ingénierie des radiofréquences (RF) et des micro-ondes pour la transmission guidée de l'énergie électromagnétique (EM) (signaux de puissance et d'information) entre deux points. De plus, les lignes de transmission et les guides d'ondes sont des éléments clés pour la mise en œuvre de dispositifs RF/hyperfréquences passifs et actifs d'intérêt dans les communications sans fil (filtres, duplexeurs, séparateurs, coupleurs, amplificateurs, oscillateurs, mélangeurs, etc.). Dans la technologie planaire, des dispositifs à faible coût peuvent être fabriqués en gravant des motifs (un ensemble de lignes de transmission et de tronçons fournissant certaines fonctionnalités) dans une carte de circuit imprimé (PCB). Peu de temps après la première réalisation de médias à main-gauche, le concept de métamatériaux a été appliqué à la mise en œuvre de lignes de transmission à main-gauche dans les technologies planaires et multicouches.

En 2003, C. Caloz et T. Itoh ont présenté leurs premiers travaux sur les métamatériaux basés sur des lignes de transmission (TL) [1-2-3]. Ils ont introduit une nouvelle technologie micro-onde, à savoir les résonateurs d'ordre zéro (ZOR), celle-ci est basée sur le composite main droite / main gauche (CRLH), considéré comme un comportement métamatériau. En 2006, Nader Engheta et Richard W. Ziolkowski [4], ont publié leur première enquête sur l'aspect physique des métamatériaux, ils ont présenté des développements théoriques sur différents types de métamatériaux, milieu simple négatif (SGN) et double négatif (DNG), ainsi que quelques applications sur antennes.

II.2. Modélisation de la ligne de transmission

Les lignes de transmission sont des supports permettent le transfert des informations. Les distances à parcourir, la bande passante des signaux et la technologie utilisée dépendent du type d'information. Les caractéristiques électriques des lignes dépendent des dimensions des métallisations et des caractéristiques des matériaux utilisés (métaux et diélectriques).

Une ligne de transmission est schématisée par le modèle de la Figure II.1. (a), elle contient une tension et un courant qui varient en fonction du temps et en fonction de la distance z. On analyse une petite section ΔZ de la ligne. Cette petite section de ligne est modélisée à l'aide de circuit équivalent, comme montré à la Figure II.1. (b).

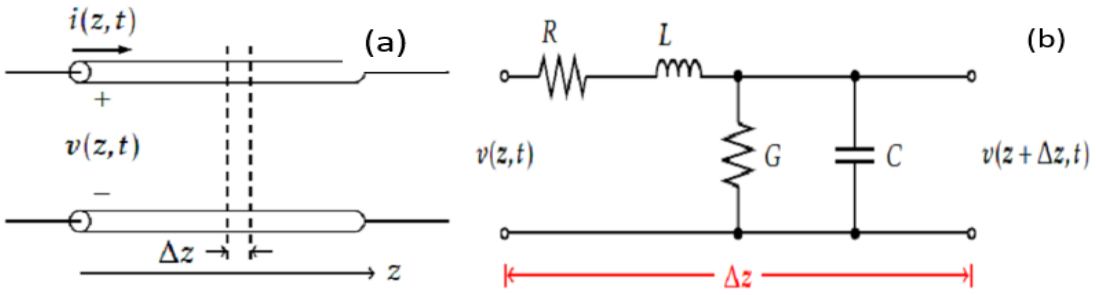


Figure II. 1 (a)Une ligne de transmission, (b) Circuit équivalent d'un tronçon de ligne de transmission [5].

Où : R est la résistance linéique en Ω/m, L : représente l'inductance série de la ligne, en H/m, G : est les pertes dans le diélectrique qui sépare les conducteurs, en S/m, C : est la capacitance parasite, puisque les deux conducteurs sont séparés par un diélectrique, en F/m (ces éléments élémentaires du circuit sont des grandeurs linéiques).

- **Ligne micro-ruban**

La ligne micro-ruban (ou la ligne microstrip) est une ligne de transmission sur un substrat diélectrique. Elle est composée de deux bandes conductrices (Figure II.2), la bande micro-ruban supérieure qui transmet le signal et le plan de masse en dessous. Souvent, son domaine d'utilisation se situe dans la fabrication de circuits hyperfréquences, du fait de la facilité d'intégration simple des composantes passives (résistance, capacité et inductance) et actives (diode et transistor) par montage en surface, et qu'elle convienne mieux à la procédure de fabrication photolithographique.

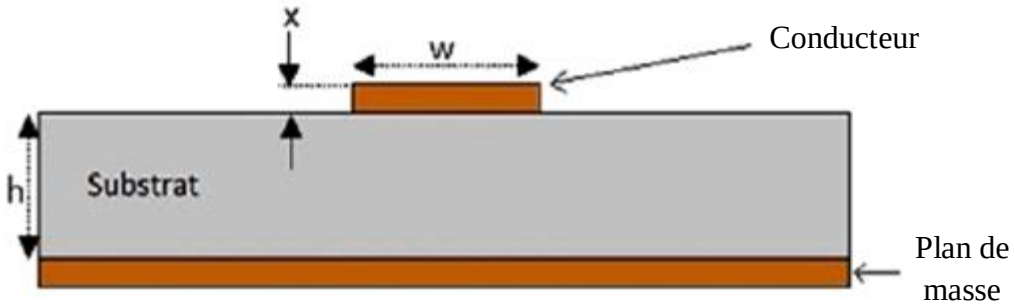


Figure II. 2 Une coupe transversale d'une ligne micro-ruban [5].

De nombreuses études ont montré qu'une ligne micro-ruban est le siège d'une onde se propageant en mode quasi-TEM (*Transverse Electro-Magnetic*), c'est à dire que les champs magnétique et électrique sont perpendiculaires à l'axe de la ligne transmettant le signal. Les lignes de champ sont surtout concentrées dans le diélectrique entre la ligne

métallisée et le plan de masse, bien qu'une faible portion se retrouve également dans l'air au-dessus du substrat (Figure II.3). L'impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban dépend de ses dimensions et de la nature du substrat isolant et les dimensions de la ligne varient en fonction de sa fréquence de fonctionnement [5].

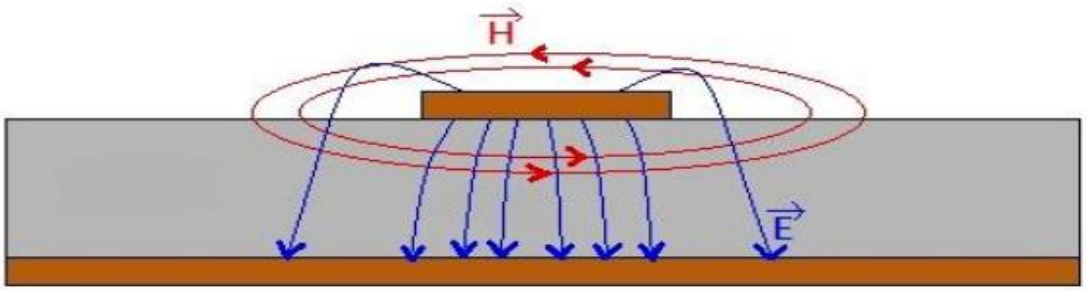


Figure II. 3 Configuration des champs électrique ($\vec{E}$) et magnétique ($\vec{H}$) pour une ligne de transmission en technologie micro-ruban [5].

❖ Ligne coplanaire

La ligne coplanaire (Ou : guide coplanaire et notée CPW (*Coplanar Waveguide*)) est un guide d'onde souvent utilisée dans les circuits intégrés. Il ressemble à la ligne micro-ruban, sauf que les mises à terre sont placées de chaque côté du conducteur (situées au même niveau du plan de la bande conductrice) : la Figure II.4. Parmi les avantages de cette ligne, on trouve qu'elle est de faible coût technologique, facilement réalisable (facilite la réalisation des circuits complexes comme les filtres et les duplexeurs), présente une souplesse de conception et de réalisation (la possibilité de réaliser une même impédance caractéristique avec différents dimensionnements de lignes). La facilité de report de composants (passifs ou actifs) en parallèle ou en série grâce à son caractère uniplanaire, l'élimination des trous métallisés et, par conséquent, des effets parasites associés, se propage en mode quasi-TEM.

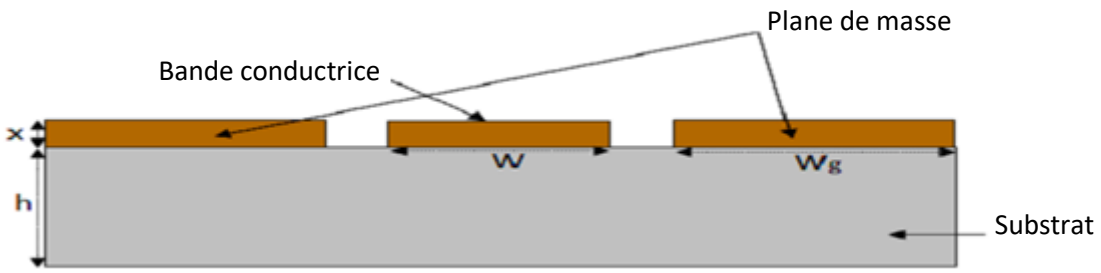


Figure II. 4 Une coupe transversale d'une ligne coplanaire [5].

Pour la Distribution de champs électrique et magnétique dans les lignes coplanaires on trouve que le champ électrique soit fortement concentré dans les bords de la bande conductrice (voir Figure II.5). Le champ magnétique est quasi-planaire au-dessus du conducteur, et tourne sur le ruban conducteur. Le champ électrique est quasi-planaire dans les fentes, et se boucle du ruban vers les plans de masse.

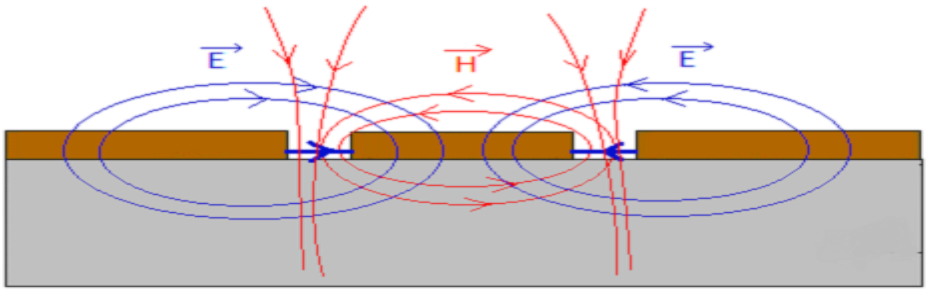


Figure II. 5 La configuration des champs dans un CPW [5].

❖ **Paramètres S**

L'utilisation de la matrice de répartition, ou matrice de paramètres S permet de caractériser une ligne comme étant un élément de circuit aux caractéristiques connues représentable sous la forme d'un quadripôle.

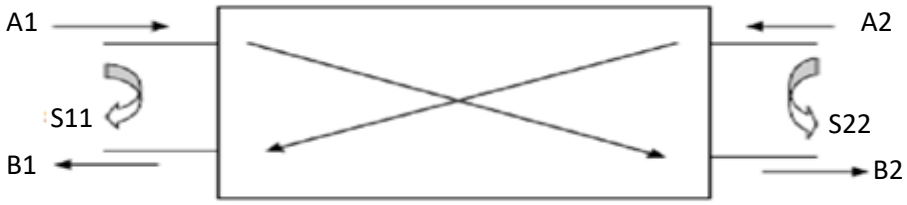


Figure II. 6 Représentation en quadripôle.

A1, A2, B1&B2 : sont des ondes de puissance :

$$B1 = S11 \times A1 + S12 \times A2 \qquad \text{II.1}$$

$$B2 = S21 \times A1 + S22 \times A2 \qquad \text{II.2}$$

- Le coefficient S11 correspond à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque A2= 0.
- Le coefficient S12 représente la transmission de la puissance entrant en sortie vers l'entrée lorsque A1= 0.
- Le coefficient S21 est le gain du quadripôle lorsque A2= 0.
- Le coefficient S22 est la réflexion en sortie du quadripôle lorsque A1=0.

II.3. Analyse des lignes de transmission artificielles

Les lignes de transmission artificielles bénéficient d'un niveau de miniaturisation plus élevé et plus important encore, d'une plus grande flexibilité dans l'adaptation de la constante de phase et de l'impédance caractéristique aux exigences de chaque conception. La théorie des structures périodiques est plus appropriée pour analyser les caractéristiques de ce type de lignes de transmission artificielles, soit en considérant une périodicité infinie, soit en s'adaptant parfaitement aux ports (Collin2000, Pozar 2009) [6]. De cette théorie, la caractéristique de dispersion d'une ligne de transmission artificielle périodique peut être déduite comme :

$$cos(\beta l) = \frac{A+D}{2} \qquad \text{II.3}$$

Où : A et D sont les paramètres diagonaux de la matrice ABCD de la cellule unitaire de la structure. Cette relation est valable pour toute structure périodique de taille de cellule arbitraire et peut être utilisée pour l'analyse d'une ligne de transmission artificielle avec les modèles généraux de circuit en T ou π de la Figure II.7 comme :

$$cos(\beta l) = 1 + \frac{Z_s \omega}{Z_p \omega} \qquad \text{II.4}$$

Où : Zs (ω) et Zp (ω) sont des impédances série et shunt du modèle de circuit de cellule unitaire.

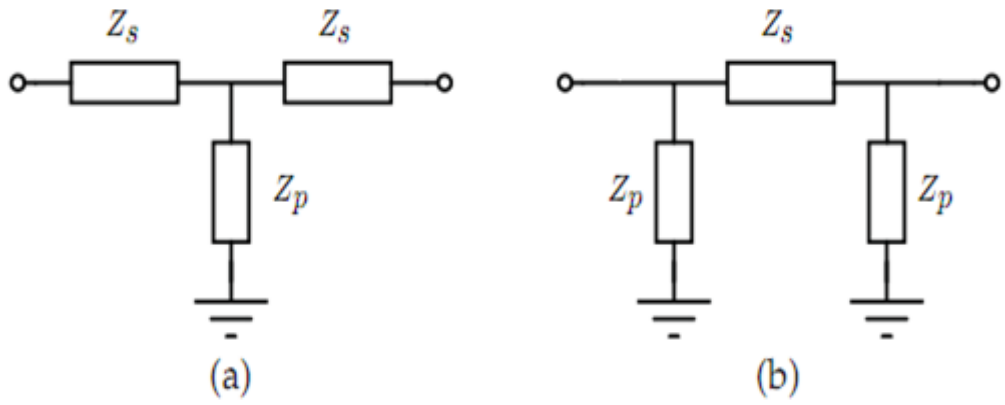


Figure II. 7 Modèle de circuit de cellule unitaire d'une structure périodique d'une ligne de transmission artificielle :(a) en T et (b) en π [6].

La relation de dispersion de II.4 peut être exprimée en termes de paramètres de diffusion simplement en considérant la relation entre les paramètres ABCD et S :

$$cos(\beta l) = \frac{1-S_{11}S_{22}+S_{21}S_{12}}{2S_{21}} \qquad \text{II.5}$$

Pour le cas d'une structure périodique sans perte, réciproque, symétrique et passive, cette dernière équation peut encore être réduite à :

$$cos(\beta l) = \frac{\cos \Phi_{21}}{|S_{21}|} \qquad \text{II.6}$$

Où : Φ_{21} est la phase de S_{21}.

Outre la constante de propagation, l'impédance caractéristique est l'un des paramètres les plus pertinents pour la caractérisation des lignes de transmission. Cependant, étant donné que la condition de cellule unitaire infiniment petite n'est pas satisfaite pour les lignes de transmission non homogènes, le concept classique d'impédance caractéristique de la ligne de transmission ne peut pas être utilisé. Par conséquent, nous considérons l'impédance dite de Bloch Z_B, qui est une impédance caractéristique définie aux bornes de la cellule unitaire d'une structure périodique (Pozar 2009).

Notez que le concept d'impédance de Bloch dans les structures périodiques relie la tension et les courants aux bornes de la cellule unitaire et joue le même rôle que l'impédance caractéristique dans les lignes de transmission homogènes. C'est pourquoi on l'appelle même parfois impédance caractéristique (Marqués et al. 2008). L'impédance de Bloch peut être obtenue à partir de la matrice ABCD de la cellule unitaire de la structure périodique par :

$$Z_B^{\pm} = \frac{-2BZ_0}{A-D\mp\sqrt{(A+D)^2-4}} \qquad \text{II.7}$$

Où A, B et D sont des paramètres de la matrice ABCD et Z_0 est l'impédance caractéristique de référence. Dans le cas de mailles unitaires symétriques, cette relation peut être réduite à :

$$Z_B^{\pm} = \frac{\pm BZ_0}{\sqrt{(A)^2-1}} \qquad \text{II.8}$$

Où : $Z_B^{\pm}$ correspond à l'impédance de Bloch pour les ondes positives et négatives, respectivement. En tenant compte de cela, l'impédance de Bloch d'une structure périodique est liée aux modèles généraux T ou π de la structure de la Figure II.7 par :

$$Z_{B_T} = \sqrt{Z_s(\omega)\left[Z_s(\omega) + 2Z_p(\omega)\right]} \qquad \text{II.9}$$

$$Z_{B_\pi} = \sqrt{\frac{Z_p^2(\omega)Z_s(\omega)}{2Z_p(\omega)+Z_s(\omega)}} \qquad \text{II.10}$$

Où : Z_{B_T} et Z_{B_π} sont les impédances de Bloch de la structure utilisant respectivement les modes T et π.

Il est très important de noter que si les modèles T et π d'une structure périodique aboutissent à la même constante de propagation, nous avons deux équations différentes II.9 et II.10 pour évaluer l'impédance de Bloch d'une structure identique. La raison en est que, selon la définition, l'impédance de Bloch relie les tensions et les courants aux bornes de la cellule unitaire, ainsi, elle variera lors du changement de l'emplacement du plan de coupe définissant les cellules unitaires (Collin 2000, Pozar 2009, Caloz et Itoh 2005). Ceci est en contraste avec le cas de l'impédance caractéristique pour une ligne de transmission homogène, qui est identique à n'importe quel plan de coupe le long de la ligne de transmission.

Un autre point important est que pour une structure passive sans perte, qui n'est composée que de composants réactifs, les équations II.9 et II.10 conduisent à une impédance de Bloch purement réelle ou purement imaginaire. La bande de fréquence dans laquelle l'impédance de Bloch est purement réelle correspond à la bande passante de la structure périodique, tandis que la région à impédance de Bloch purement imaginaire correspond à la bande de fréquence où la propagation des ondes est inhibée (Caloz et Itoh 2005). Ainsi, pour tout type de structure périodique sans perte, qui peut être modélisée avec des composants réactifs, la constante de propagation et l'impédance de Bloch peuvent être utilisées pour contrôler et/ou analyser le comportement de la structure afin d'obtenir une réponse en fréquence souhaitée [6].

II.4. Théorie de la ligne de transmission métamatériaux

La théorie des lignes de transmission est un outil puissant pour modéliser le comportement des métamatériaux. Elle repose sur une analogie entre la propagation des ondes électromagnétiques dans des lignes de transmission (telles que des câbles coaxiaux ou des guides d'ondes) et la propagation d'ondes dans les métamatériaux.

II.4.1.Ligne de transmission main gauche

Tout d'abord, concentrons-nous sur une ligne de transmission à main-droite. La cellule unitaire d'une telle ligne peut être modélisée avec le réseau en T de la Figure II.8 (a). Ainsi, l'impédance série Zs et l'impédance shunt Zp du réseau en T équivalent sont :

$$Z_s = j\omega \frac{L_R}{2} \quad \text{II.11}$$

$$Z_p = \frac{1}{j\omega C_R} \quad \text{II.12}$$

Où : L_R et C_R sont l'inductance série et la capacité shunt de la cellule unitaire, et l'indice R fait référence à la droite de la ligne. Par conséquent, en utilisant les équations II.4 et II.9, la constante de propagation et l'impédance de Bloch de la ligne peuvent être obtenues à partir de :

$$cos(\beta_R l) = 1 - \frac{L_R C_R}{2}\omega^2 \quad \text{II.13}$$

et :

$$Z_{BR} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{cR}^2}\right)} \quad \text{II.14}$$

Où : l est la longueur de la cellule unitaire, et $\omega_{cR} = 2/\sqrt{L_R C_R}$ est la fréquence angulaire de coupure de la ligne de transmission.

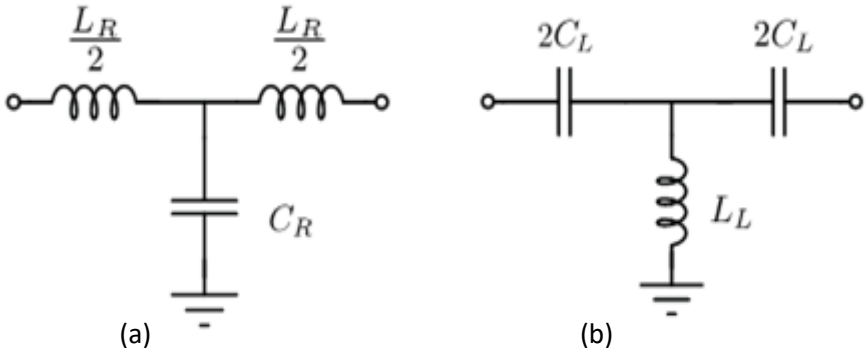


Figure II. 8 Cellules unitaires d'une ligne de transmission. Le réseau en T d'une cellule unitaire : (a) TL à main-droite et (b) TL à main-gauche.

D'autre part, les impédances séries et shunt du modèle de circuit en T du TL gaucher de la Figure II.8 (b) sont :

$$Z_s = \frac{1}{j\omega 2C_L} \quad \text{II.15}$$

$$Z_P = \frac{1}{j\omega L_L} \quad \text{II.16}$$

Où : C_L et L_L sont respectivement la capacité série et l'inductance shunt de la cellule unitaire, et l'indice L fait référence à la gaucherie de la ligne.

Par conséquent, en remplaçant II.15 et II.16 dans les équations II.4 et II.10, la constante de propagation et l'impédance de Bloch de la ligne peuvent être obtenues comme :

$$cos(\beta_L l) = 1 - \frac{1}{2L_L C_L \omega^2} \quad \text{II.17}$$

et :

$$Z_{BR} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}\left(1 - \frac{\omega_{CL}^2}{\omega^2}\right)} \quad \text{II.18}$$

En d'autres termes, pour modéliser correctement une ligne de transmission homogène à des fréquences plus élevées, nous devons réduire la taille de la cellule unitaire pour avoir une approximation valide à grande longueur d'onde. Sous cette approximation constante de propagation et impédance de Bloch d'une ligne de transmission droitier, c'est-à-dire que les expressions II.13 et II.14 se réduisent aux expressions bien connues suivantes :

$$\beta_R l = \omega\sqrt{L_R C_R} \quad \text{II.19}$$

et :

$$Z_{BR} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad \text{II.20}$$

D'après II.19, la vitesse de phase v_{pR} et la vitesse de groupe v_{gR} du milieu à main-droite sont données par :

$$v_{pR} = \frac{\omega}{\beta_R} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad \text{II.21}$$

$$v_{gR} = \left(\frac{\partial B_R}{\partial \omega}\right)^{-1} = v_{pR} \quad \text{II.22}$$

Notez que pour un milieu à main-droite homogène, les vitesses de phase et de groupe sont positives et constantes.

De la même manière, sous l'approximation des grandes longueurs d'onde, la constante de propagation et l'impédance de Bloch d'un milieu à main- gauche peuvent être réduites à :

$$\beta_L l = -\frac{1}{\omega\sqrt{L_L C_L}} \quad \text{II.23}$$

et :

$$Z_{BL} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad \text{II.24}$$

Ainsi, la vitesse de phase v_{pL} et la vitesse de groupe v_{gL} du milieu à main- gauche peuvent être obtenues à partir de II.23 comme :

$$v_{pL} = \frac{\omega}{\beta_L} = -\omega^2 l\sqrt{L_L C_L} \qquad \text{II.25}$$

et :

$$v_{gL} = \left(\frac{\partial B_L}{\partial \omega}\right)^{-1} = +\omega^2 l\sqrt{L_L C_L} \qquad \text{II.26}$$

Il est important de noter que les vitesses de phase et de groupe d'un milieu gaucher ont des signes opposés. Dans ces lignes à main- gauche, les vitesses de phase et de groupe sont opposées l'une à l'autre. La ligne de transmission à gauche est parfois considérée comme la version 1-D (unidimensionnelle) des soi-disant métamatériaux.

II.4.2. Les lignes de transmission composite main droite / main gauche

Les lignes de transmission composites droit / gauche (CRLH) représentent une ligne de transmission gaucher pratique, car les effets parasites droitier sont inévitables lorsque la réalisation d'une ligne de transmission gaucher est tentée. Une ligne de transmission CRLH 1-D a été conçue auparavant sous la forme d'un réseau en échelle à éléments localisés idéal, puis d'une implémentation microruban du CRLH TL, utilisant des condensateurs interdigités et des inductances de tronçon [7].

Plusieurs applications des métamatériaux basées sur l'approche CRLH ont été développées dans la littérature. La cellule unitaire CRLH composée d'une capacité interdigitale (IDC) et d'un stub court-circuité est largement utilisée. La structure est souvent implémentée sur circuit imprimé en technologie micro-ruban.

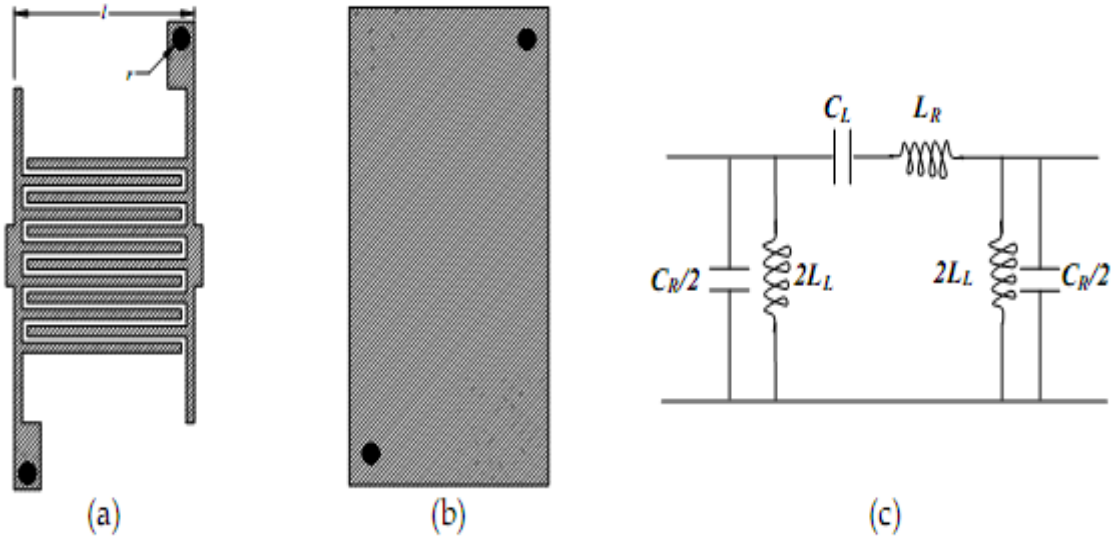


Figure II. 9 Exemple d'une cellule CRLH (a) vue de dessus, (b) en bas, et (c) circuit équivalent [8].

Dans ce cas on a :

$$\beta = -\frac{1}{\omega\sqrt{L_L C_L}} \qquad \text{II.27}$$

Le diagramme de dispersion de la ligne main droite est sous forme d'une droite compte tenu de la relation de dispersion II.28, les vitesses de phase et de groupe définies par les équations I.25 et I.26 sont de même signe positif.

$$\beta = \omega\sqrt{L_R C_R} \qquad \text{II.28}$$

Pour la ligne main gauche le diagramme est dispersif et β prend des valeurs négatives compte tenu de la relation de dispersion II.27, dans ce cas les vitesses de phase et de groupe sont opposées. Le signe négatif de β permet d'avoir une vitesse de groupe toujours positive (la pente des courbes est toujours positive) ce qui correspond à un cas physique où l'énergie se propage dans une direction positive (Figure II.10) [9].

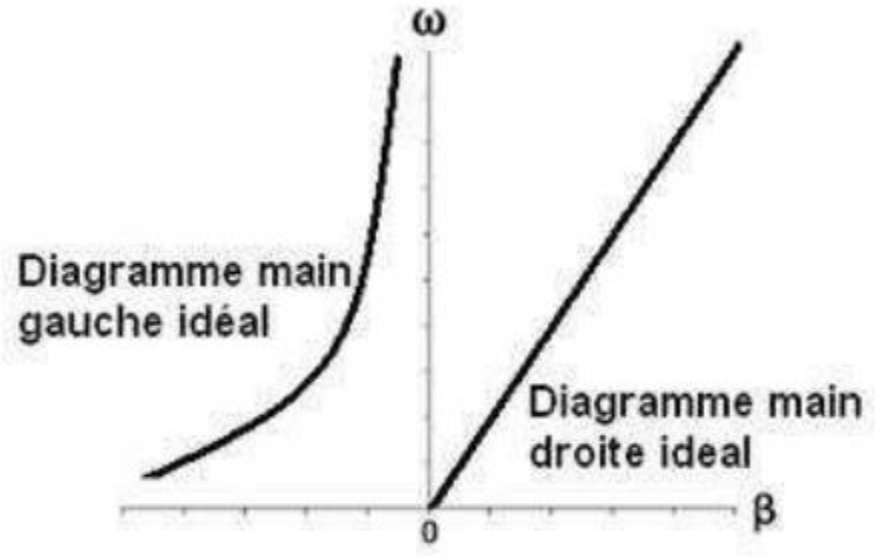


Figure II. 10 Diagrammes de dispersion correspondant aux deux cas idéaux de lignes main gauche et de ligne main droite [9].

Dans la pratique, il est difficile d'avoir une ligne purement main gauche, car les éléments main gauche ont besoin d'interconnexions pour les relier ce qui fait intervenir automatiquement des tronçons de ligne classique et donc des éléments main droite. Concrètement, on parle de la ligne CRLH. (Figure II.11) [1].

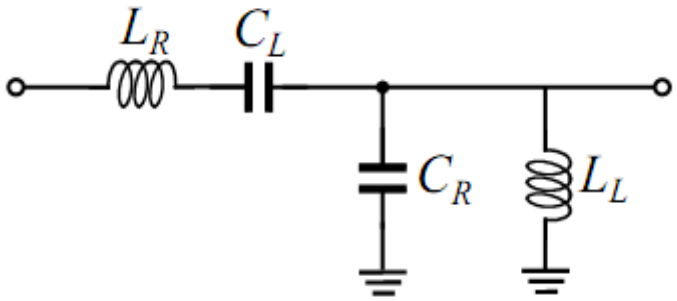


Figure II. 11 Modèles de tronçons de ligne CRLH sans pertes.

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

$$\beta = \pm\sqrt{\omega^2 L_R C_L + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L}\right)} \qquad \text{II.29}$$

La valeur de β tend vers un comportement purement main gauche en basses fréquences et vers un comportement purement main droite vers les hautes fréquences. Le diagramme montre clairement les bandes où l'onde se propage en tant que gauchère ou droitière, séparées par la bande interdite comme le montre la figure II.12 :

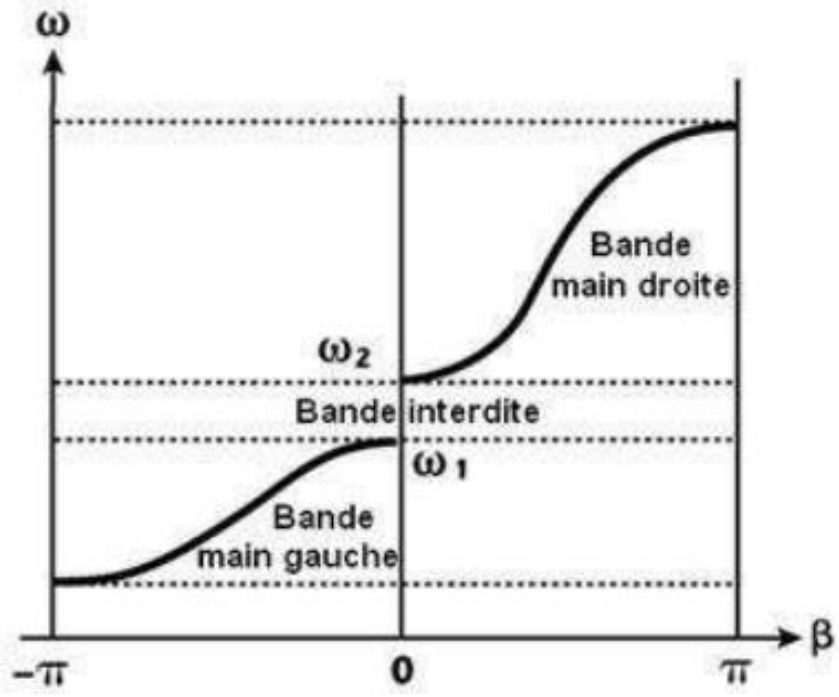


Figure II. 12 Diagramme de dispersion correspondant à une ligne CRLH [9].

Si : ω1 ≠ ω2 nous avons un cas non équilibré (présence d'une bande interdite), si : ω1 = ω2 nous avons un cas équilibré.

Les deux fréquences qui délimitent la bande interdite sont données par :

$$\omega_1 = min\left(\frac{1}{L_R C_L}, \frac{1}{L_L C_R}\right) \quad \text{et} \quad \omega_2 = max\left(\frac{1}{L_R C_L}, \frac{1}{L_L C_R}\right) \qquad \text{II.30}$$

Cette bande interdite peut ne pas exister, la transmission est alors continue entre la bande main gauche et la bande main droite. Ce cas est appelé cas équilibré, il est produit lorsque $\omega_1 = \omega_2$, c'est à dire lorsque les deux résonnances du circuit sont égales :

$$L_R C_L = L_L C_R \qquad \text{II.31}$$

La structure de la ligne de transmission est essentielle pour réaliser une résonance sans dépendance de sa dimension physique, cette structure prend en charge une longueur d'onde infinie dans son mode fondamental qui est nécessaire au résonateur d'ordre zéro. Puisque β devient nul à la fréquence de résonance, la longueur d'onde λ devient donc infinie et la fréquence de résonance du mode d'ordre zéro devient indépendante de la taille du résonateur.

L'une des nouvelles applications est l'antenne résonante d'ordre zéro (ZOR), basée sur une ligne de transmission composite droitier/gaucher (CRLH-TL) [10]. Ce type de résonateurs est basé sur des caractéristiques considérées comme le comportement des métamatériaux, introduites pour la première fois par Sanada et al [10].

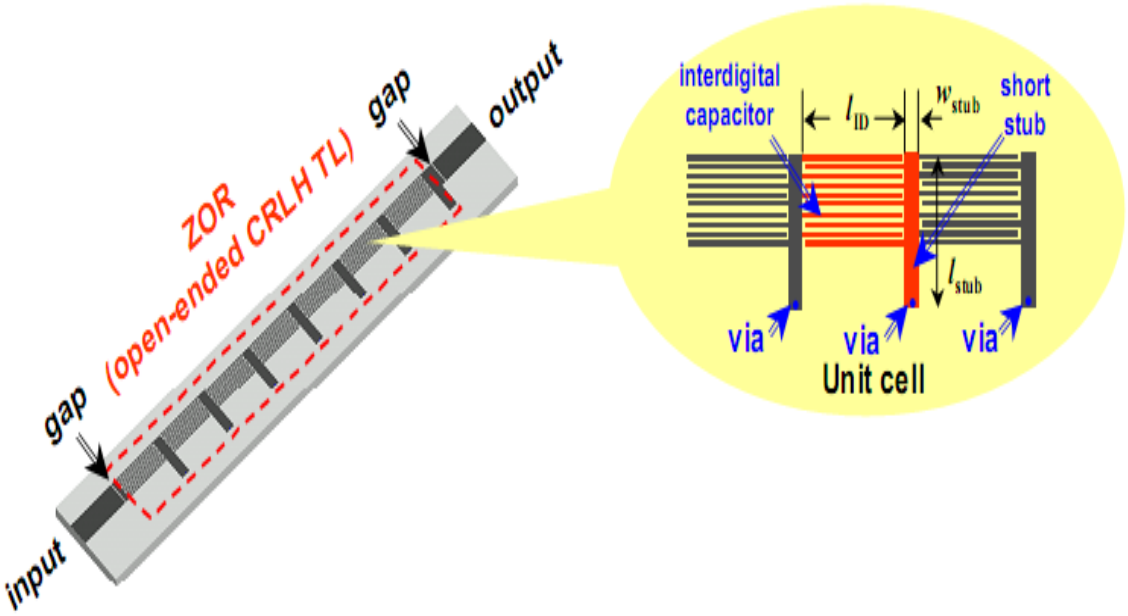
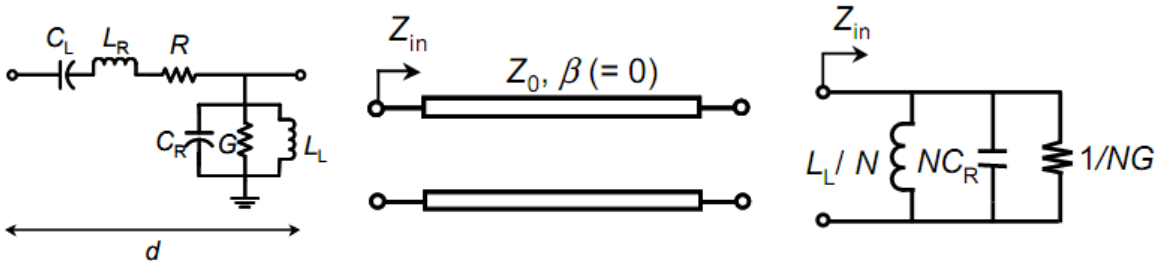


Figure II. 13 CRLH-TL ZOR proposée par Sanada et al [10].

Cependant, ces antennes CRLH-TL ZOR souffrent généralement de bandes passantes étroites. Ainsi, de nombreuses tentatives ont été faites pour étendre la bande passante des antennes MTM. Dans les travaux présentés dans [11], les caractéristiques de résonance d'ordre zéro ont été analysées en utilisant une relation de dispersion basée sur la théorie CRLH-TL et la simulation pleine onde est réalisée.



(a) CRLH-TL cellule (b) ZOR de CRLH-TL et son circuit équivalent

Figure II. 14 ZOR à l'état de résonance [10].

Sanada et al introduisent un modèle CRLH-TL réalisable synthétisé par une série de cellules unitaires. Les fréquences de résonance peuvent être trouvées comme solutions de la relation de dispersion du CRLH-TL obtenue en appliquant la théorie de Bloch-Floquet à la cellule unitaire du CRLH-TL de la Figure II.14 (a) comme :

$$\beta_n d = \frac{n\pi d}{l} = \frac{n\pi}{N}$$

$$= \cos^{-1}\left\{1 - \frac{1}{2}\left[\frac{\omega_L^2}{\omega_n^2} + \frac{\omega_n^2}{\omega_R^2} - \left(\frac{\omega_L^2}{\omega_{se}^2} + \frac{\omega_L^2}{\omega_{sh}^2}\right)\right]\right\}, \qquad \text{II.32}$$

(n=0, ±1, ±2,….±N-1)

Où : $\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}}$, $\omega_R = \frac{1}{\omega\sqrt{L_R C_R}}$, $\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}$, $\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}$,

Et : d est une longueur de la cellule unitaire, N (= l/d) est le nombre de cellules unitaires dans le résonateur.

Le CRLH-TL est supposé être sans perte (R = 0, G = 0). Les solutions de l'équation II.32 sont représentées sur la Figure II.15. Les fréquences de résonance sont réparties sur les courbes de dispersion (les lignes pleines sur la Figure II.15) avec un espacement constant de : π/N le long de l'axe β, comme indiqué par les points sur la Figure II.15.

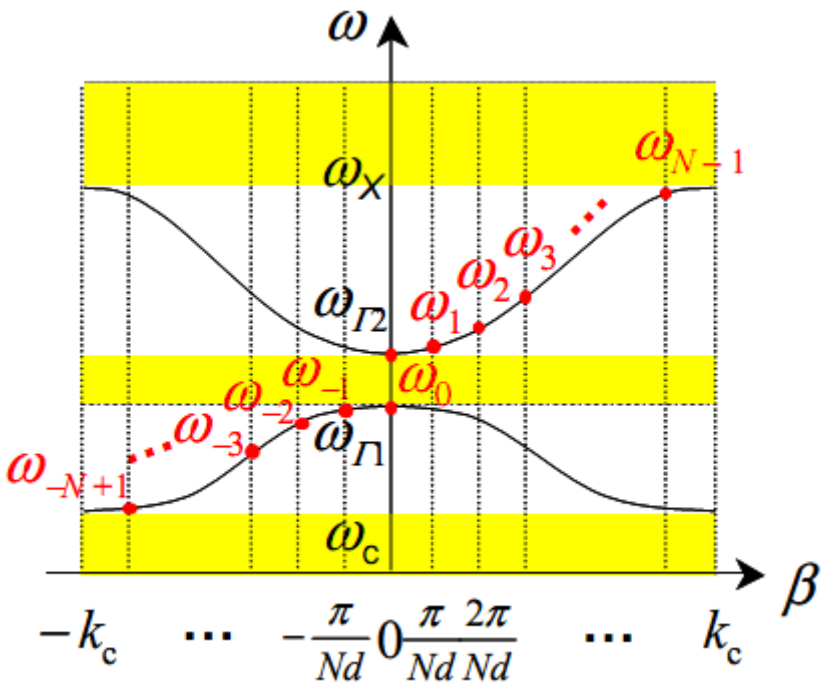


Figure II. 15 Diagramme de dispersion du CRLH TL et fréquence de résonance du résonateur d'ordre zéro (ZOR) [10].

Dans l'état d'ordre zéro ($\beta \to 0$) d'un ZOR ouvert, l'impédance d'entrée Z_{in} de l'une des extrémités ouvertes vers l'autre extrémité est donnée par :

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot \beta l^{\beta \to 0} = -jZ_0 \frac{1}{\beta l}$$

$$= j\sqrt{\frac{Z'}{Y'}}\left(\frac{1}{-j\sqrt{Z'Y'}}\right)\frac{1}{l} = \frac{1}{Y'}\frac{1}{Nd} = \frac{1}{NY} \qquad \text{II.33}$$

Ici, $Z' = j(\omega L_L - 1/\omega C_R)/d$, $Y' = j(\omega L_R - 1/\omega C_L)/d$ et $Y = Y'd$. Z_{in} présente l'impédance du circuit de réservoir anti-résonant LC avec une inductance de L_L/N et une capacité de NC_R, La fréquence de résonance du ZOR est donc donnée par :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{(L_L/N).NC_R}} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} = \omega_{sh} \qquad \text{II.34}$$

Donc le ZOR résonne à ω_{sh}. Cela suggère que la fréquence angulaire de résonance dépend uniquement de la fréquence de résonance du circuit de réservoir anti-résonant shunt avec l'inductance de L_L et la capacité de C_R de la cellule unitaire, et non de la longueur physique l du ZOR.

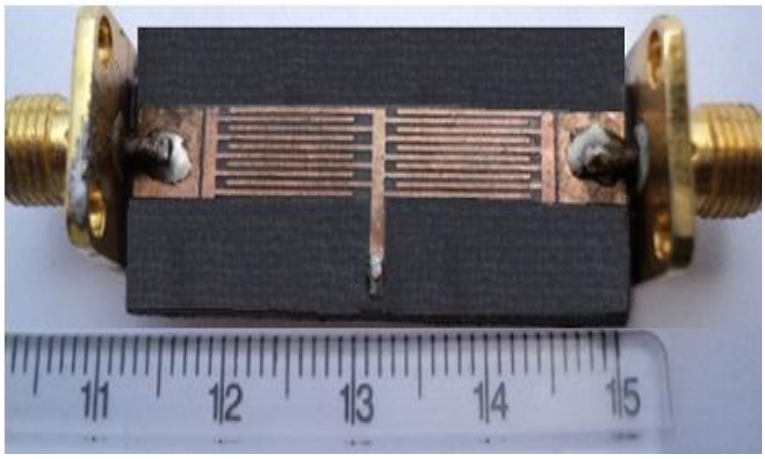


Figure II. 16 La photographie de la conception de ZOR utilisant des fentes de couplage au niveau des ports d'entrée et de sortie [12].

II.5. Mise en œuvre des lignes de transmission du CRLH

Les lignes de transmission CRLH peuvent être mises en œuvre de différentes manières dans diverses technologies de lignes de transmission. Cependant, nous pouvons généralement les diviser en deux grandes catégories comme suit : (i) les lignes chargées en LC. (ii) lignes chargées par le résonateur. Dans ce qui suit, nous présenterons brièvement les deux méthodes [13].

II.5.1. Lignes chargées par LC

Dans cette méthode, une ligne de transmission conventionnelle est périodiquement chargée avec des condensateurs en série et des inductances en parallèle. Ces éléments peuvent être ajoutés en utilisant des composants localisés discrets (Eleftheriades et al. 2002) ou ils peuvent être intégrés dans les lignes de transmission hôtes en utilisant des intervalles capacitifs en série et des tronçons inductifs parallèles.

La Figure II.17 montre trois exemples de cette configuration. Sur la Figure II.17 (a), une ligne de transmission CRLH est implémenté dans la technologie microruban en ajoutant des espaces capacitifs série inter numériques pour fournir une capacité série et des tronçons parallèles courts pour réaliser des inductances parallèles (Calozand Itoh 2004, Caloz et Itoh 2005). La Figure II.17 (b) indique une autre mise en œuvre possible dans la technologie microruban, où l'inductance parallèle est mise en œuvre en réalisant des trous via le plan de masse (Aznar et al. 2008a). Cette approche peut également être utilisée dans la technologie coplanaire en introduisant des ouvertures capacitives en série sur la ligne de bande du signal

et des chemins inductifs parallèles reliant la bande du signal à la métallisation de masse des deux côtés (Grbic et Eleftheriades 2002b). Cette structure est illustrée à la Figure II.17(c).

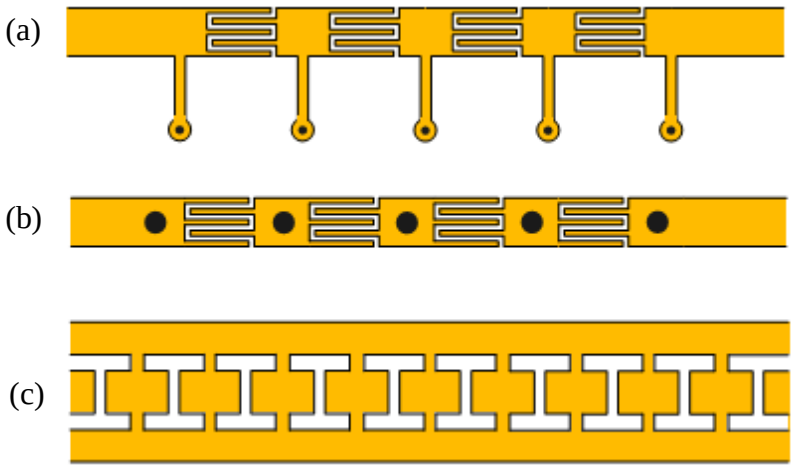


Figure II. 17 Mise en œuvre du CRLH- TL chargé LC [13].

Où : (a) Mise en œuvre dans la technologie des lignes micro-ruban avec des intervalles capacitifs en série et des tronçons inductifs à extrémité courte parallèles. (b) Mise en œuvre dans une ligne micro-ruban avec des trous via comme chemins inductifs parallèles au sol. (c) Réalisation en technologie de guide d'onde coplanaire avec des intervalles capacitifs en série et des chemins inductifs vers le sol. Après Aznar et al. (2008a), la métallisation est représentée par des trous jaunes et des trous noirs.

II.5.2. Lignes chargées de résonateur

Les lignes de transmission en métamatériau de type résonnant peuvent être conçues en chargeant périodiquement une ligne de transmission hôte avec des résonateurs de sous-longueur d'onde. Différents types de résonateurs peuvent être utilisés comme éléments de charge sur les lignes de transmission. Parmi tous, les résonateurs à anneau fendu RAF et sa structure complémentaire RAFC sont très courants en raison de leur taille compacte.

Lorsqu'un réseau périodique de RAF est considéré, il est possible d'obtenir soit une propagation du signal, soit une inhibition dans une bande étroite proche de la fréquence de résonance des RAF. Ils se comportent comme des résonateurs localisés et peuvent être conçus pour avoir une taille bien inférieure à la longueur d'onde. En raison de la résonance présente dans le milieu RAF, celui-ci aura une perméabilité extrême à la fois positive et négative autour de la fréquence de résonance et donc aucune propagation ne se produira à

cette fréquence. De plus, en incluant des poteaux ou des espaces métalliques, une permittivité négative simultanée peut également être obtenue, c'est-à-dire qu'un LHM peut être fabriqué dans une bande étroite au-dessus de la fréquence de résonance RAF [14].

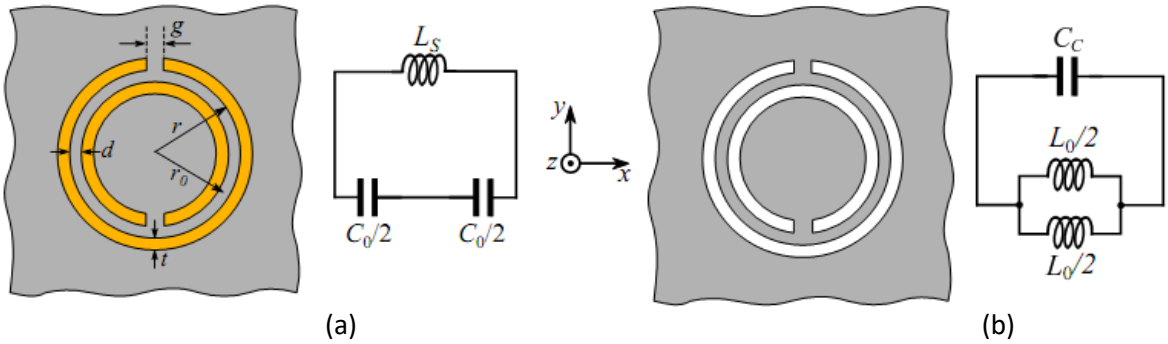


Figure II. 18 Une topologie typique de résonateurs métamatériaux (a) résonateur à anneau fendu (RAF), (b) résonateur à anneau fendu complémentaire(RAFC) [13].

Une structure de base d'un RAF avec son modèle de circuit équivalent est illustrée à la Figure II.18 (a). Dans cette figure, $C_0 = 2\pi r_0 C_{pul}$ représente la capacité totale entre les anneaux, où C_{pul} est la capacité par unité de longueur entre les anneaux (Baena et al. 2005). L'inductance L_S peut être approchée par un seul anneau avec le rayon moyen de r_0 et la largeur d'anneau de t (Marqués et al. 2003). Par conséquent, la fréquence de résonance d'un RAF peut être calculée comme$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_s \frac{C_0}{4}})$. Le RAF peut être excité par un champ magnétique axial dans la direction z. Il peut également être conduit à travers un champ électrique le long de l'axe x. Si les effets des épaisseurs de métal et de substrat ainsi que les pertes sont négligés, un comportement complémentaire exact duel peut être attendu du RAFC de la Figure II.18 (b). Le modèle de circuit du RAFC peut être déduit du modèle de circuit RAF, où le L_S dans RAF est remplacé par la capacité C_C d'un disque circulaire avec un rayon moyen de : r_0 - t/2 qui est entouré par le plan de masse à une distance : t de son bord. Par contre, les deux capacités $C_0/2$ sont remplacées par deux inductances parallèles $L_0/2$ représentant chacune le comportement inductif des pistes métalliques qui relient le disque interne au plan de masse. La fréquence de résonance d'un RAFC peut être obtenue comme$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{C_c \frac{L_0}{4}})$ et le RAFC peut être excité à travers un champ électrique axial dans la direction z ou à travers un champ magnétique dans la direction y (Baena et al. 2005). Ces résonateurs ont été largement utilisés pour la conception de lignes de transmission artificielles dans les technologies planaires [13].

La figure II. 19 montre une ligne de transmission artificielle en technologie micro-ruban chargée de RAF (Marqués et al 2011).

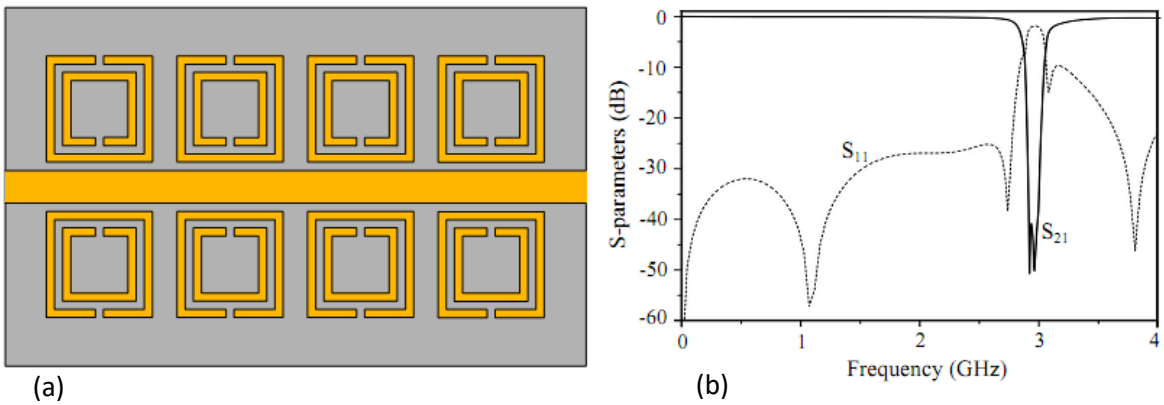


Figure II. 19 Ligne de transmission artificielle en technologie micro-ruban : (a) Une ligne micro-ruban chargée de RAF sur les côtés. (b) Paramètres S simulés de la structure [13].

Les lignes micro-ruban permettent de créer ces structures artificielles, intégrant des composants capacitifs et inductifs qui modifient la propagation des ondes électromagnétiques dans le circuit.

II.6. Conclusion

Nous avons abordé dans ce deuxième chapitre les lignes de transmission et les guides d'ondes qui sont des composants essentiels de l'ingénierie des radiofréquences (RF) et des micro-ondes. La ligne de transmission la plus générale consiste en la combinaison en série d'une ligne de transmission droitière (RH) conventionnel (passe-bas) et de son double, LH-TL (passe-haut), formant une ligne de transmission CRLH (passe-bande). Les caractéristiques physiques fondamentales d'une telle ligne de transmission CRLH peuvent être dérivées de la théorie élémentaire de la ligne de transmission. Les résonateurs CRLH sont considérés comme des structures métamatériaux, ils ont été utilisés dans des dispositifs sans fil pour améliorer les performances des structures électromagnétiques, et ce sont la combinaison des circuits électriques équivalents de la main droite (RH) et de la main gauche (LH). La fréquence de résonance de la structure basée sur CRLH est caractérisée par l'indépendance de sa dimension. Dans ce travail, la cible principale des lignes de transmission basées sur les RAFs est destinée aux applications biomédicales pour identifier et classifier les mélanges liquides.

Références du chapitre II

[1] 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.

[2] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh. "Characteristics of the composite right/left-handed transmission lines," IEEE Microwave Wireless Compon.Lett., vol. 14, no. 2, pp. 68–70, February 2004.

[3] C. Caloz, A. Sanada, and T. Itoh. "A novel composite right/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 52, no. 3, pp. 980–992, March 2004.

[4] Nader Engheta& Richard W. Ziolkowski, "Metamaterials, Physics and Engineering Explorations," Wiley & Sons, Canada, 2006.

[5] Belkadi Bachir, "Étude Et Conception De Filtres Hyperfrequences À Base De Nouveaux Matériaux", these phd, Université Djillali Liabès Sidi Bel Abbes, 2019.

[6] Ali Karami Horestani, "Metamaterial-Inspired Structures and Their Applications in Microwave, Millimeter-wave and Terahertz Planar Circuits", Université d'Adélaïde, Australie, 2014.

[7] 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 92,299-315, 2009.

[8] Xun-Ya Jiang, " METAMATERIAL ", InTech, Janeza Trdine 9, 51000 Rijeka, Croatia, 2012, pp. 483.

[9] Badreddine Ouagague, "Etude théorique et expérimentale des métamatériaux et des techniques d'agilité (MEMS, BST) pour la conception des circuits RF miniatures et reconfigurables" phd.HAL.pp.20. 2014.

[10] A. Sanada, C. Caloz and T. Itoh, "Zeroth Order in Composite right/left-handed transmission line resonators", Proc. Asia-pasific Microwave Conf. Seoul Kouria Nov. 2003

[11] Yu-Jen Chi and Fu-Chiarng Chen, "Compact CPW-based Zeroth-Order Resonant Antenna with Interleaving CRLH Unit Cells, " Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 40, 119–130, 2013.

[12] Dileep Kumar Upadhyay, Srikanta Pal, "An Improved Zeroth Order Resonator using Left Handed Metamaterial "Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, Vol. 12, No. 1, June 2013

[13] Amir Ebrahimi, “Metamaterial-Inspired Structures for Microwave and Terahertz Applications” these phd, Université d'Adélaïde, Australie, 2016.

[14] R. Marqués, F. Martin and M. Sorolla, “Metamaterials with Negative Parameters : Theory, Design and Microwave Applications,” John Wiley & Sons, Inc., Upper Saddle River, 2007.

Chapitre III

Etude des cellules unitaire à base de métamatériaux

III.1. Introduction

Dans la littérature, plusieurs inclusions de géométries différentes ont été proposées par les chercheurs afin d'obtenir des propriétés améliorées des cellules unitaires des métamatériaux. Ces formations ont enrichi le domaine des matériaux synthétiques. Un autre type de structures de métamatériaux à base de résonateur sub-longueur d'onde, notamment utilisant un résonateur en anneau fendu (RAF). La topologie originale a été proposée pour la première fois par Pendry [1]. Plusieurs approches différentes des particules résonnantes basées sur le RAF ont été développées et appliquées pour un certain nombre d'applications micro-ondes. Leurs avantages résident dans le fait qu'il s'agit de structures très compactes avec une grande flexibilité dans le processus de conception, ce qui les rend adaptées à des fins de miniaturisation. Selon le type de résonateur et de couplage utilisé, différentes caractéristiques de propagation peuvent être adaptées aux exigences souhaitées. Il est largement employé dans les systèmes de télécommunications, les capteurs, et les applications radar en raison de sa capacité à produire des résonances électromagnétiques compactes à des fréquences spécifiques.

Ce chapitre est consacré à l'étude des cellules à base de métamatériaux présentant une perméabilité ou une permittivité effective et un indice de réfraction négatives dans un spectre donné. Pour cela, les cellules unitaires de ces résonateurs sont conçues et étudiées en utilisant le logiciel de simulations HFSS d'Ansoft. En effet, les paramètres tels que l'indice de réfraction **n**, l'impédance **η**, la perméabilité effective et la permittivité effective peuvent être calculées en fonction des paramètres **S**.

III.2. Technique et procédure d'homogénéisation

La procédure utilisée pour l'extraction des paramètres effectifs est celle de la procédure d'homogénéisation. Elle consiste à modéliser le problème d'une structure périodique, illuminée par une onde incidente plane normale, par un problème de transmission- réflexion sur un matériau d'épaisseur : d et de paramètres effectifs $\boldsymbol{\varepsilon}_{eff}$ et μ_{eff}.

Cette technique consiste à déterminer les paramètres effectifs (la permittivité effective ε_{eff} et la perméabilité effective μ_{eff}) d'un matériau homogène qui montre les mêmes paramètres S que la structure réelle périodique à étudier. Ces paramètres effectifs sont déterminés à partir des coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21}. Ces deux coefficients sont obtenus à partir des simulations numériques sous le logiciel HFSS [1].

$$S_{11} = M_{11}e^{-i\emptyset_{21}} \quad , \; S_{21} = M_{21}e^{-i\emptyset_{21}} \qquad \text{III.1}$$

Où : M_{11}; M_{21} ; Φ_{11} ; Φ_{21} sont respectivement les modules et les phases de la réflexion et de la transmission. L'extraction des paramètres effectifs peut être réalisée en utilisant plusieurs méthodes. Une des méthodes les plus utilisé pour l'extraction décrite par R. Ziolkowski [2], basé sur l'approche NRW (Nicolson-Ross-Weir) [3-4], est utilisée dans ce travail.

Les paramètres S_{11} et S_{21} pour une onde plane à incidence normale sont écrits comme :

$$S_{11} = \frac{(\eta^2-1)(1-Z^2)}{(\eta+1)^2-(\eta-1)^2Z^2} \qquad \text{III.2}$$

$$S_{21} = \frac{4\eta Z}{(\eta+1)^2-(\eta-1)^2Z^2} \qquad \text{III.3}$$

Avec le terme de transmission : $Z = \exp(-jkd)$

Et le terme de réflexion a la forme : $\Gamma = (\eta - 1)/(\eta + 1)$, avec : $\eta = \sqrt{\mu_r/\varepsilon_r}$

En conséquence, Si la structure est immergée dans l'espace avec : $\eta = \eta_0\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$,

Donc : $S_{11} = 0$ et $S_{21} = Z$. L'identification des régions de fréquence, où l'adaptation se produit, est donc suggérée lorsque :$|S_{11}| = 0$ et $|S_{21}| = 1$.

Les termes composés utilisé dans l'approche de NRW sont les suivants :

$$V_1 = S_{21} + S_{11} \qquad \text{III.4}$$

$$V_2 = S_{21} - S_{11} \qquad \text{III.5}$$

En dérivant les quantités suivantes :

$$X = \frac{1+V_1V_2}{V_1+V_2} = \frac{1+Z^2}{2Z} \qquad \text{III.6}$$

$$Y = \frac{1-V_1V_2}{V_1+V_2} = \frac{1+\Gamma^2}{2\Gamma} \qquad \text{III.7}$$

En conséquence, à partir des équations III.6 et III.7 on obtient :

$$Z = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \qquad \text{III.8}$$

$$\Gamma = Y \pm \sqrt{Y^2 - 1} \qquad \text{III.9}$$

Le choix du signe est sélectionné pour maintenir les amplitudes attendues de ces termes, c'est-à-dire,$|Z| \leq 1$ et $\Gamma \leq 1$. Dans le cas métamatériau considéré, les valeurs des coefficients de réflexion et de transmission dépendent fortement de la fréquence et atteignent des valeurs proches de zéro et de 1. Les expressions d'extraction standard se sont révélées insatisfaisantes, en particulier dans les régions de fréquence où les résonances de permittivité et de perméabilité étaient attendues, c'est-à-dire, où ces valeurs passeraient rapidement entre des valeurs positives et négatives. La présence des valeurs de la racine carrée est particulièrement difficile dans ces régions [5].

En utilisant le même processus, on peut dériver de nombreuses autres expressions pour Γ et Z. Par exemple, on peut obtenir le terme de transmission Z comme :

$$Z = \frac{V_1 - \Gamma}{1 + \Gamma V_1} \qquad \text{III.10}$$

De même, on peut obtenir le coefficient de réflexion de l'interface :

$$\Gamma = \frac{ZV_2}{1 - ZV_2} \qquad \text{III.11}$$

De III.10 et III.11 on peut obtenir les expressions suivantes :

$$1 - Z = \frac{(1 - V_1)(1 - \Gamma)}{1 + \Gamma V_2} \qquad \text{III.12}$$

$$\eta = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = \frac{1 + Z}{1 - Z}\frac{1 - V_2}{1 + V_2} \qquad \text{III.13}$$

En supposant que l'épaisseur de la structure MTM n'est pas trop grande, c.-à-d : $K_{reel}d \geq 1$ et que le nombre d'onde complexe :

$K = \frac{\omega\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}}{c} = K_0\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}$, on peut écrire : Z=1 – jkd pour obtenir les résultats approximatifs de l'impédance d'onde et la perméabilité de III.12 et III.13, respectivement.

$$K \cong \frac{1}{jd}\frac{(1-V_1)(1+\Gamma)}{1-\Gamma V_1} \quad \text{III.14}$$

$$\mu_r = \frac{1}{jK_0d}\frac{1-V_2}{1+V_2} \quad \text{III.15}$$

La permittivité et l'indice de réfraction peuvent alors être obtenus simplement comme :

$$\varepsilon_r \cong \left(\frac{K}{K_0}\right)^2 \frac{1}{\mu_r} \quad \text{III.16}$$

$$n = \sqrt{\varepsilon_r\mu_r} = \frac{K}{K_0} \quad \text{III.17}$$

Le carré de l'impédance d'onde peut également être obtenu :

$$\eta^2 = \frac{\mu_r}{\varepsilon_r} = \frac{Y+1}{Y-1} = \frac{1+V_1}{1-V_1}\frac{1-V_2}{1+V_2} = \frac{(S_{11}+1)^2-S_{21}^2}{(S_{11}-1)^2-S_{21}^2} \quad \text{III.18}$$

A partir des équations III.15 et III.18 donne :

$$\varepsilon_r \cong \frac{2}{jK_0d}\frac{1-V_1}{1+V_1} \quad \text{III.19}$$

L'équation III.19 peut être écrite :

$$\varepsilon_r \cong \mu_r + j\frac{2S_{11}}{K_0d} \quad \text{III.20}$$

Avec S_{11} s'écrit comme :

$$S_{11} \cong \frac{2jkd(\eta^2-1)}{(\eta+1)^2-(\eta-1)^2} = 2jkd\frac{\eta^2-1}{4\eta} \quad \text{III.21}$$

En utilisant ces équations, un programme a été écrit sous Matlab pour pouvoir représenter graphiquement paramètres effectifs.

III.3. Résonateur à activité magnétique

En 1999, J.Pendry al [6] ont proposé un élément artificiel connu sous le nom de résonateur en anneau fendu(Split Ring Resonator), cet élément a le pouvoir de présenter une perméabilité négative dans une bande de fréquence bien déterminée autour de sa fréquence de résonnance, et a une réponse similaire aux matériaux ferromagnétiques. Les résonateurs peuvent se présenter sous différentes formes géométriques (carré, circulaire, rectangulaire ou triangulaire) et sont dimensionnés dans l'ordre de $\lambda/10$ pour un bon fonctionnement. Pour la simulation, cet élément est déposé sur un substrat diélectrique placé dans une boite de radiation afin d'extraire les valeurs de sa perméabilité à partir des deux coefficients de réflexion et de transmission comme est décrit dans la procédure d'homogénéisation [1].

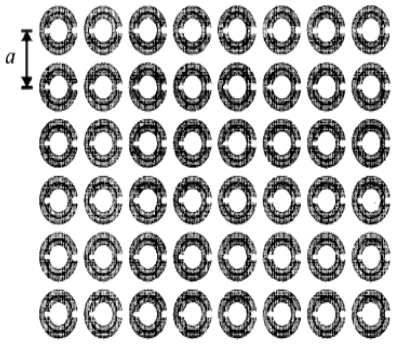


Figure III. 1 Vue simple d'une structure en anneau fendu dans un réseau carré (espacement des réseaux a) [6].

III.3.1. Le résonateur en anneau fendu symétrique (avec tige métallique)

Cette partie est consacrée à l'étude des cellules à base de métamatériaux présentant simultanément une permittivité, une perméabilité et un indice de réfraction négatives. Veselago conjectura qu'un indice de réfraction négatif correspond à une situation où les paramètres ε et μ sont tous les deux négatifs. La première idée pour réaliser une telle substance consiste à superposer ces deux réseaux (les fils métallique et les RAFs) pour définir un milieu doublement négatif qui sera caractérisé par un indice de réfraction négatif.

Nous associerons donc les structures des tiges et des RAFs afin de réaliser un métamatériau composite main gauche. La première cellule de métamatériau analysée numériquement dans ce travail est le RAF symétrique, proposée par Smith et al [7], comme le montre la Figure III. 2. Cette cellule a été choisie car elle est bien connue dans la littérature, et c'est une référence pour l'analyse numérique et la recherche de paramètres utilisée avec les métamatériaux conventionnels.

Le RAF est analysé dans une gamme de fréquences de 0.1 GHz à 20 GHz, avec des pas de 0.1 GHz. La cellule unitaire est cubique, avec des dimensions latérales wu = 2.5 mm. Le substrat est FR4 avec une épaisseur w = 0.25 mm. La largeur des anneaux métalliques est wc = 0.2 mm, la longueur du plus grand anneau RAF est wl = 2.2 mm et la longueur du plus petit anneau est wi = 1.5 mm. Le tableau III. 1 montre ces dimensions :

Tableau III. 1 Paramètres du RAF symétrique en (mm).

W	Wc	Wi	We	W_l	Wu	g
0.25	0.2	1.5	0.14	2.2	2.5	0.3

L'unité de cellule de cette structure est illustrée sur la Figure III.2. Avant de procéder à la simulation, une boite de calcul numérique a été mise en place, ayant des murs électrique et magnétique comme conditions aux limites. Ces murs doivent vérifier les conditions d'excitation requises pour la cellule. Le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux afin d'assurer l'activité magnétique du RAF. Le champ électrique, quant à lui, excite les tiges pour activer la résonance électrique. A cet effet deux murs magnétiques seront configurés parallèles au plan (XY) et deux murs électriques parallèles au plan (XZ), ainsi, pour l'excitation nous utilisons deux ports d'excitations. La boîte de rayonnement a un volume de 2.5mm x 2.5mm x 2.5mm comme le montre la figure III.2.

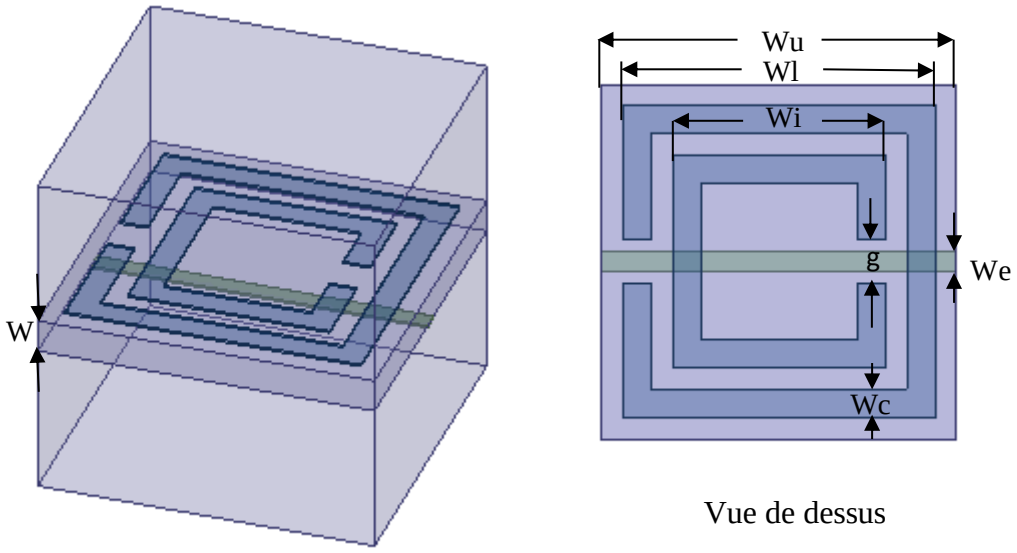


Figure III. 2 Cellule unitaire du RAF symétrique. La bande métallique verticale au centre se trouve sur la face opposée du substrat FR4.

Les résultats des paramètres **S** pour la cellule RAF symétrique sont illustrés à la Figure III.3. Nous pouvons noter que le coefficient de transmission S_{21} présente une résonance à 9.75 GHz, indiquant la présence d'une bande à indice de réfraction négatif.

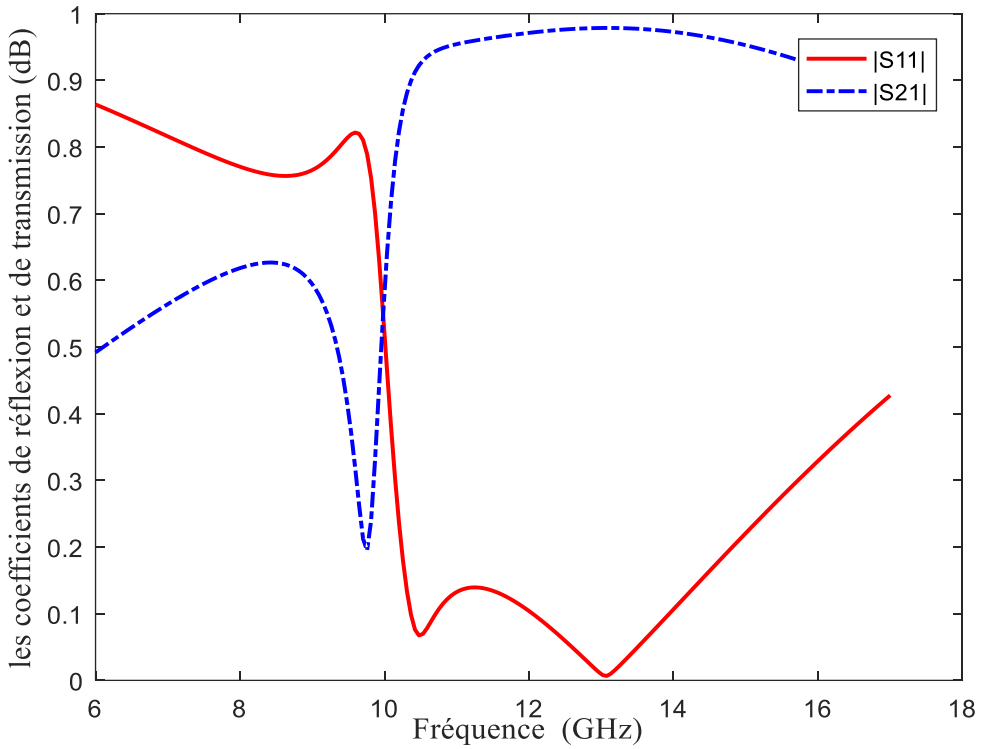


Figure III. 3 Paramètres S obtenus pour la cellule RAF symétrique.

L'extraction des paramètres effectifs est obtenue à partir des coefficients S_{11} et S_{21} comme il est décrit dans la procédure d'homogénéisation. Les résultats d'extraction sont illustrés dans la Figure III.4, nos résultats sont en bon accord avec les résultats de Smith et al [7].

La Figure III.4 montre que les parties réelles des paramètres effectifs R_{eff} (ε_{eff}), R_{eff} (μ_{eff}) et R_{eff} (n_{eff}) présentent des valeurs négatives comme suit :

$n_{eff} < 0$ Dans la bande de fréquence [8.10 GHz à 11.53 GHz].

$\varepsilon_{eff} < 0$ Dans la bande de fréquence [1.00 GHz à 11.86 GHz].

$\mu_{eff} < 0$ Dans la bande de fréquence [9.86 GHz à 11.03 GHz].

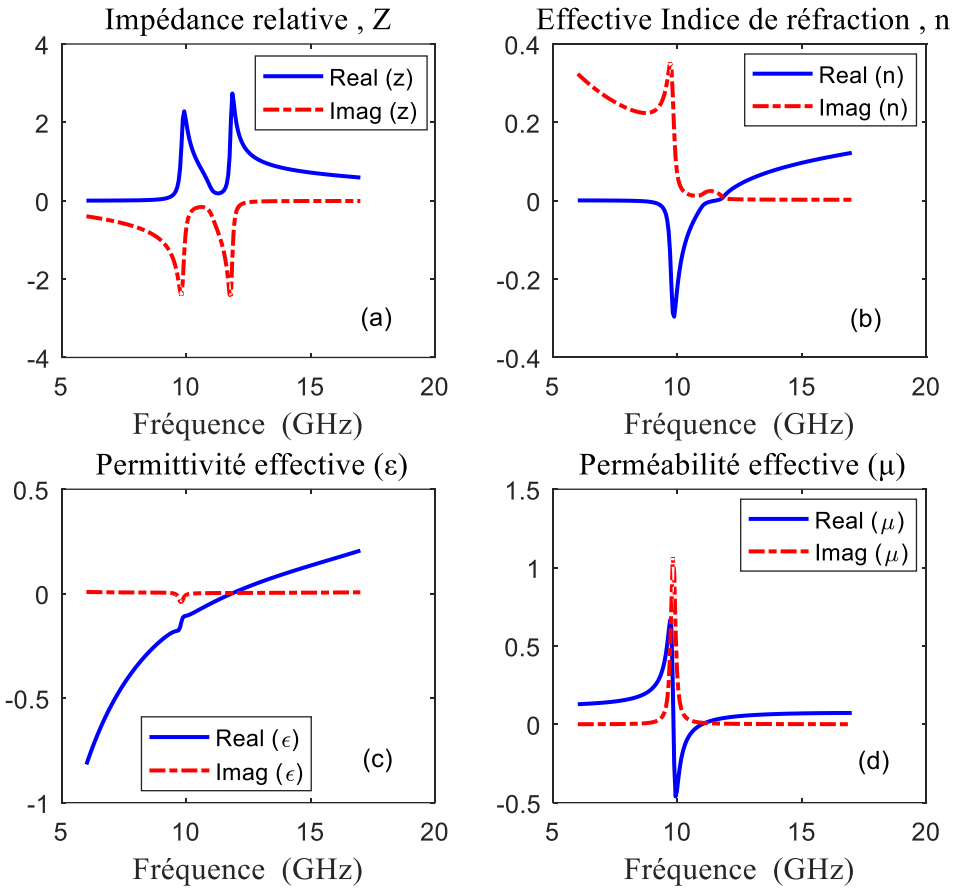


Figure III. 4 Réponse électromagnétique du RAF symétrique : a) Impédance relative (z) ; b) Indice de réfraction (n) ; c) Permittivité effective (ε) ; d) Perméabilité effective (μ).

Un matériau avec simultanément des parties réelles négatives de sa perméabilité et de sa permittivité effectives ($\varepsilon' < 0$ et $\mu' < 0$), a toujours une partie réelle négative de son indice de réfraction. Cependant, $\varepsilon' < 0$ et $\mu' < 0$ est une condition suffisante, mais pas une condition nécessaire. Un matériau peut avoir un indice de réfraction négatif si sa perméabilité et sa permittivité effectives satisfont la condition «nécessaire» suivante :

$$\varepsilon'\mu'' + \varepsilon''\mu' < 0 \qquad \text{III.22}$$

Par conséquent, son indice de réfraction peut être négatif même si seule la perméabilité (ou permittivité) a une partie réelle négative, à condition que la partie imaginaire de la permittivité (ou perméabilité) soit suffisamment grande pour rendre l'expression $\varepsilon'\mu'' + \varepsilon''\mu'$ négative [8].

III.3.2. Le résonateur en anneau fendu (RAF) circulaire

Nous allons présenter un motif métallique qui permet d'avoir une perméabilité négative autour de sa fréquence de résonance, c'est le résonateur en anneau fendu circulaire proposé par J.Pendry et al en 1999[6]. Le résonateur en anneau fendu peut être considéré comme étant une structure en circuit imprimé qui possède une perméabilité artificielle. Le RAF résonne à une fréquence où la longueur d'onde du vide est largement supérieure à son diamètre. Cette résonance dépend de la taille de l'anneau, de la distance entre les anneaux (dans les RAF à double anneau) et de la géométrie globale. Une propriété intéressante du RAF est son pouvoir à concentrer de l'énergie électrostatique du champ incident dans les régions où est créée la capacité permettant au courant de circuler [9].

Le résonateur circulaire formé par deux anneaux concentriques de diamètres extérieurs 2.2 mm et 1.5 mm respectivement. Le résonateur en anneau fendu est déposé sur un substrat de type FR4-epoxy de permittivité relative 4.4 et de pertes tangentielles de 0.02 et de dimensions : 2.5mm x 2.5 mm x 0.25mm. Les conditions aux limites sont appliquées. Les murs électriques sont appliqués selon l'axe y et les murs magnétiques selon l'axe z et le vecteur d'onde k selon l'axe x. Les murs électriques et magnétiques sont définis par : Perfect E et Perfect H. Ainsi, pour l'excitation nous utilisons deux ports d'excitations : Waveport1 et Waveport2. L'ensemble des résonateurs et le substrat sont mis dans une boite de rayonnement de dimensions 2.5mm x 2.5mm x 2.5mm.

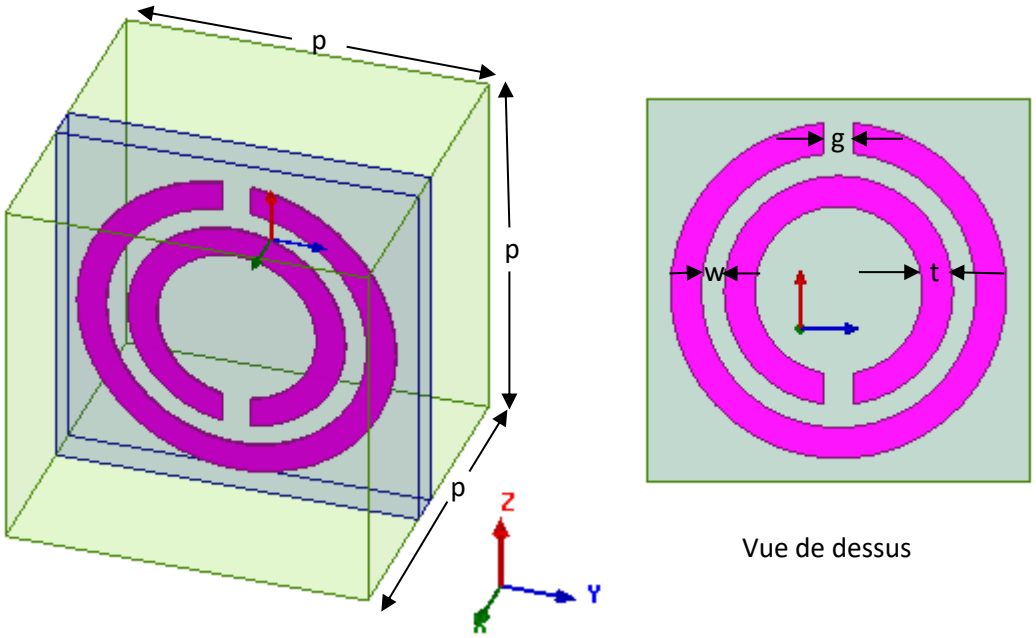


Figure III. 5 Configuration de la cellule RAF circulaire (g=0.2mm, t=0.15mm, w=0.2mm).

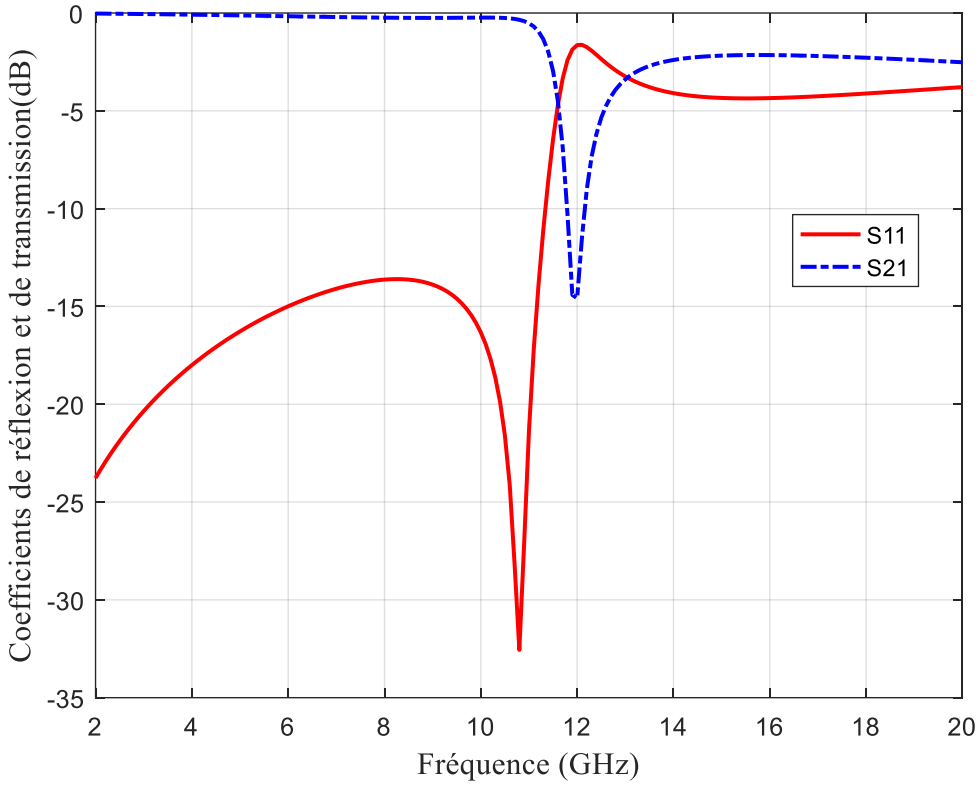


Figure III. 6 les coefficients de réflexion et de transmission de la cellule RAF circulaire.

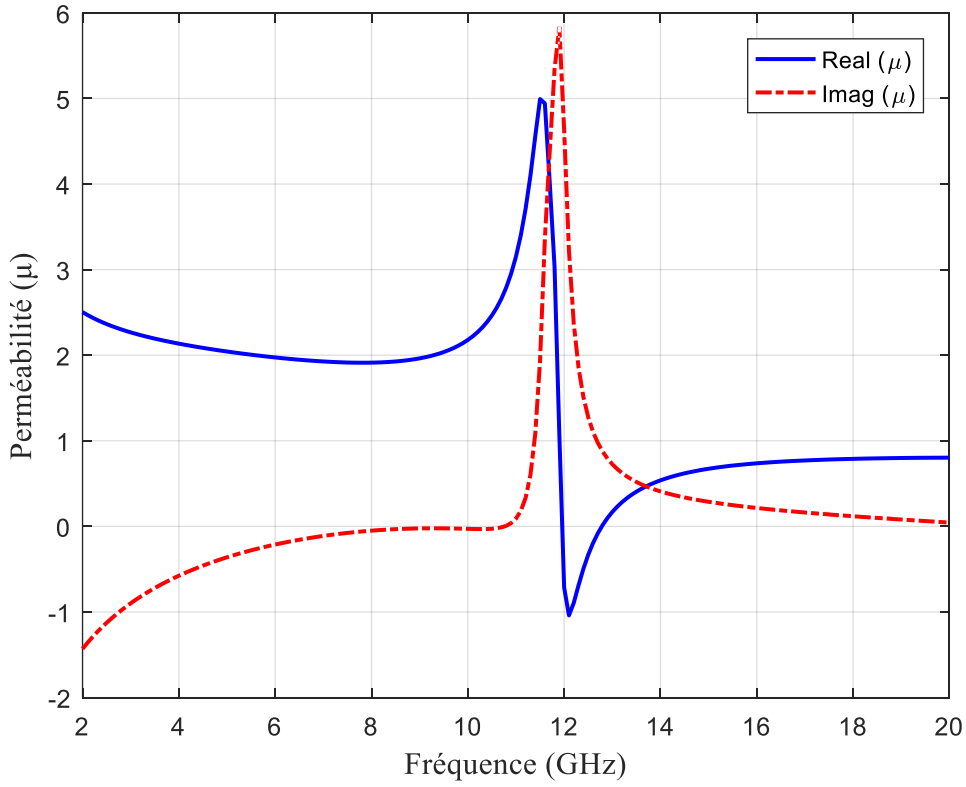


Figure III. 7 Perméabilité effective (μ) extraite de la cellule unitaire RAF circulaire.

La figure III.7 illustre les variations de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective, associée au RAF circulaire, calculée par la méthode d'homogénéisation à partir de la matrice **S**. Nous remarquons que la structure simulée présente une partie réelle de la perméabilité Re (μ_{eff}) négative au voisinage de la fréquence de résonance du coefficient de transmission S21. La fréquence de résonance obtenue est 12 GHz avec une transmission de l'ordre de : -14.58 dB.

III.3.3. Le résonateur en anneau fendu (RAF) carré

Dans cette section, nous allons étudier le résonateur en anneau fendu carré. Ce résonateur est en cuivre déposé sur un substrat diélectrique de type FR4-epoxy caractérisé par une permittivité de 4.4 et de pertes tangentielles de 0.02 avec une épaisseur de 0.25 mm. Le RAF carré étudié est de côté extérieur égale à 2.2 mm, la largeur du piste est de 0.2 mm, une coupure dans l'une de ces cotés présente un gap de 0.3 mm. Les deux anneaux sont concentriques et espacés de 0.15 mm, l'anneau interne est de côté extérieur égale à 1.5 mm. L'ensemble des résonateurs et le substrat sont mis dans une boite de rayonnement de dimensions 2.5mm x 2.5mm x 2.5mm. Les dimensions de la structure sont illustrées dans la Figure III.8.

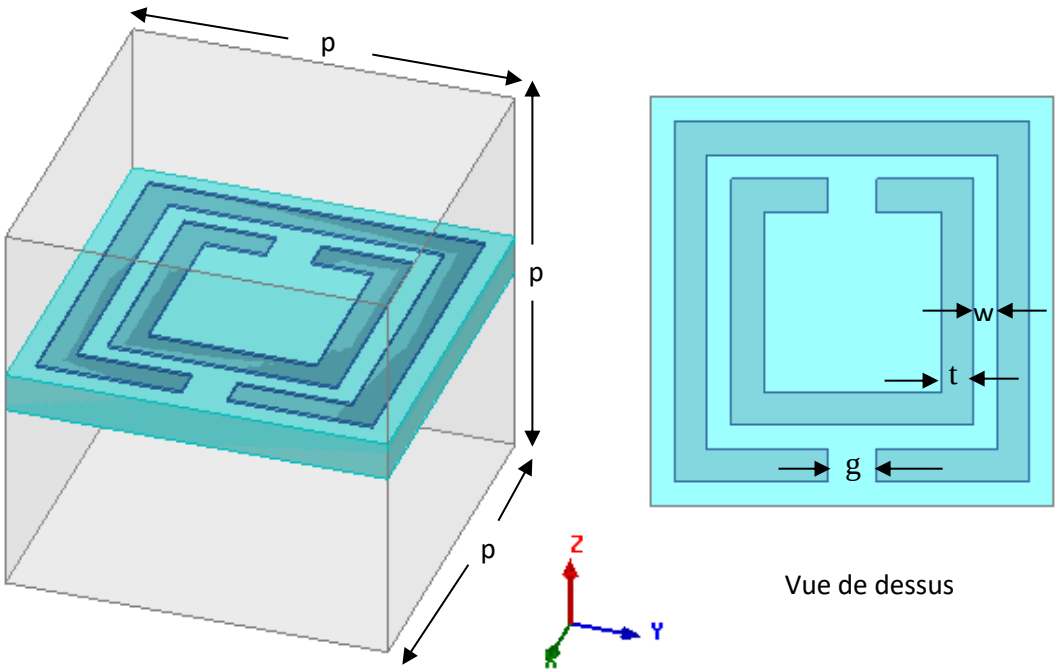


Figure III. 8 Configuration de la cellule RAF carré imprimée sur un substrat de FR4-epoxy, la cellule est mise dans une boite de calcul HFSS (g=0.3mm, t=0.2mm, w=0.15mm).

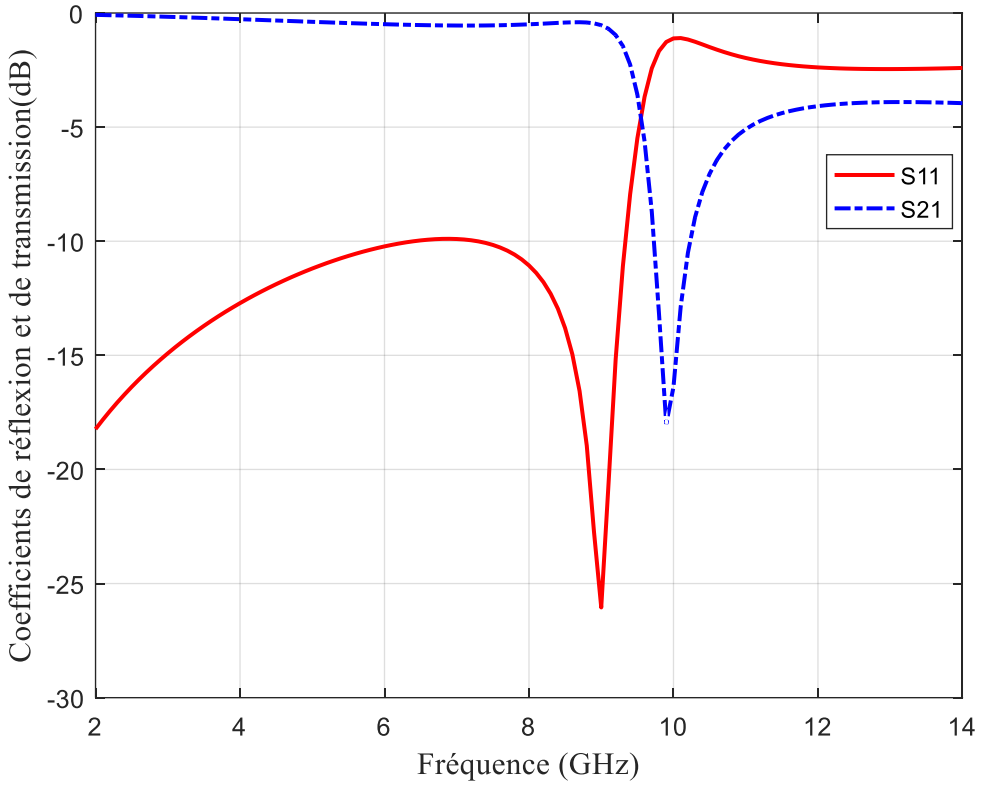


Figure III. 9 Les coefficients de réflexion et de transmission de la cellule RAF carré.

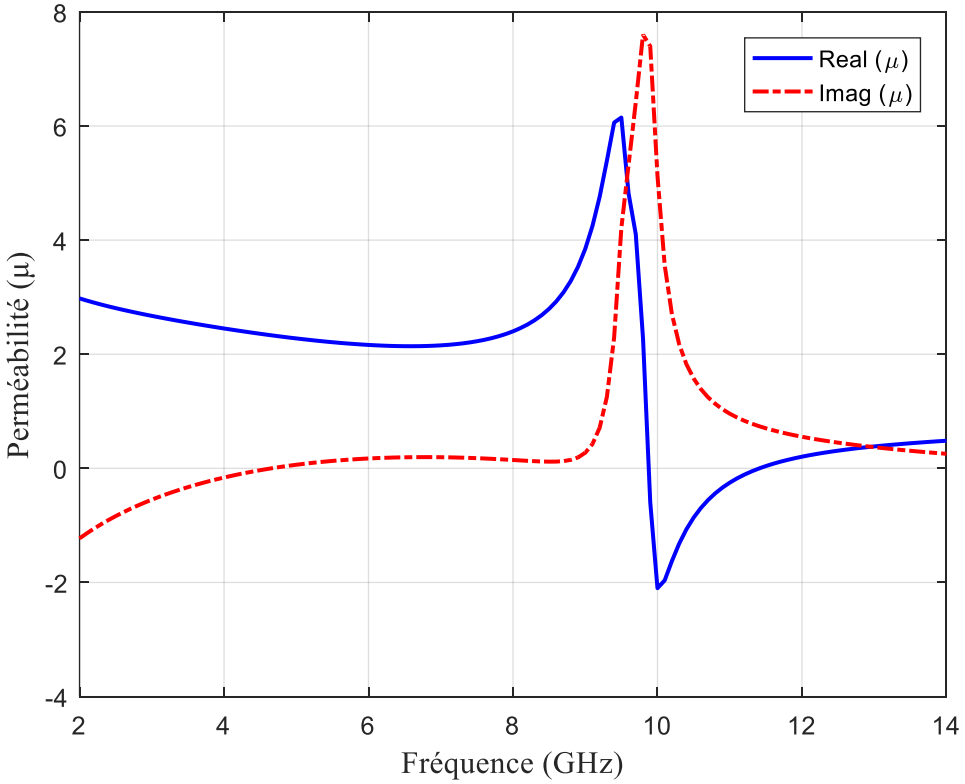


Figure III. 10 Perméabilité effective (μ) extraite de la cellule unitaire RAF carré.

La figure III.9 présente les coefficients de réflexion et de transmission en dB et La figure III.10 illustre les variations de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective, associée au RAF carré, calculée par la méthode d'homogénéisation à partir de la matrice S. Nous remarquons que la structure simulée présente une partie réelle de la perméabilité Re (μ_{eff}) négative au voisinage de la fréquence de résonance du coefficient de transmission S21. La fréquence de résonance obtenue est 9.9 GHz avec une transmission de l'ordre de : -18.01 dB.

III.3.4. Résonateur en anneau fendu complémentaire «RAFC»

Le résonateur en anneau fendu complémentaire (*Complementary Split Ring Resonator*« CSRR »), introduit par F. Falcone et son équipe [10, 11], est défini comme l'image négative du RAF. Ce dernier, quand il est illuminé par une onde plane avec une polarisation appropriée, est capable de créer une bande interdite de propagation aux alentours de sa fréquence de résonance. Cette polarisation appropriée est telle que le champ magnétique H doit être perpendiculaire au plan du RAF, c'est-à-dire que le champ H doit pénétrer à travers le RAF.

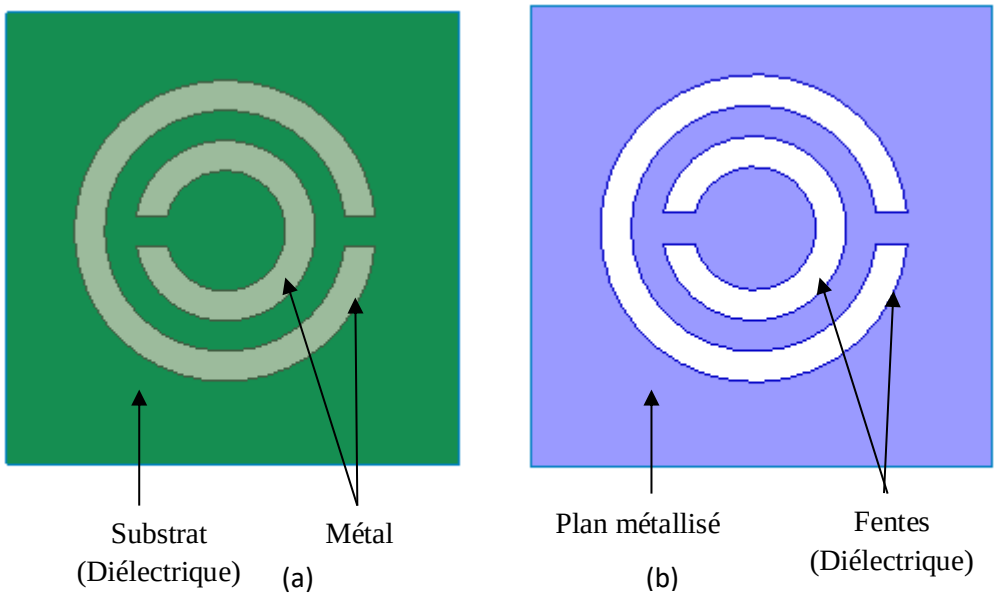


Figure III. 11 Topologie du RAF (a) et du RAFC (b).

Donc, par rapport à la nature du RAF, si l'on veut modéliser des structures planaires basées sur l'utilisation de ces résonateurs comme plan de masse, on ne peut pas les exciter correctement car le champ H fait une boucle autour du ruban dans le cas du mode fondamental [5].

Le RAFC est donc le complémentaire du RAF. Au lieu d'avoir deux anneaux interrompus concentriques en métal gravés sur un support diélectrique dans le cas du RAF, on a dans le cas du RAFC deux fentes en forme d'anneaux interrompus concentriques faites dans le plan conducteur d'un substrat. La Figure III.11 montre la différence qui existe entre le RAF et le RAFC. En fait, toute la partie conductrice (les anneaux) et la partie diélectrique (les fentes) du RAF sont respectivement remplacées par des fentes et du métal dans le RAFC.

En utilisant le principe de dualité, une inversion de la polarisation de cette structure par rapport à celle du RAF doit être faite afin d'assurer la résonance. Donc, le champ E doit être perpendiculaire au plan de résonateur tandis que le champ H doit être parallèle. Cette polarisation favorise l'utilisation de cet élément pour des applications planaires. Pour voir le comportement électromagnétique, une cellule unitaire de RAFC circulaire est étudiée (la Figure III.12). Les murs électriques et magnétiques et la direction de propagation sont appliqués selon les axes z, x et y respectivement.

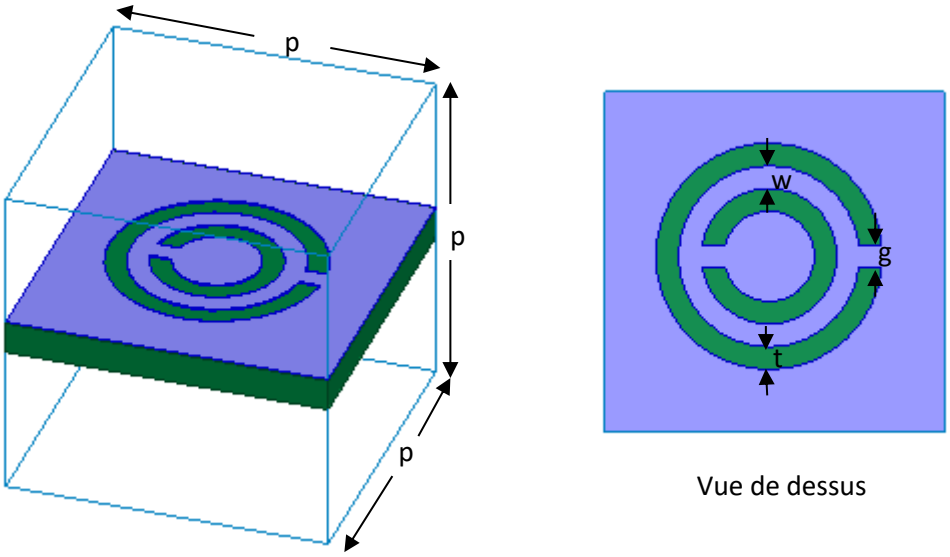


Figure III. 12 Représentation et paramètres d'une unité de cellule du RAFC circulaire.

On a dans le cas du RAFC deux fentes en forme d'anneaux interrompus concentriques gravés sur une plaque de cuivre sur un substrat diélectrique de type FR4-epoxy de permittivité 4.4 et d'épaisseur 0.3mm. La boîte de rayonnement a un volume de 3mm x 3mm x 3mm. r =1mm, w =0.2mm, t =0.2mm, g =0.2mm. La figure III. 13 présente les coefficients de réflexion et de transmission en dB.

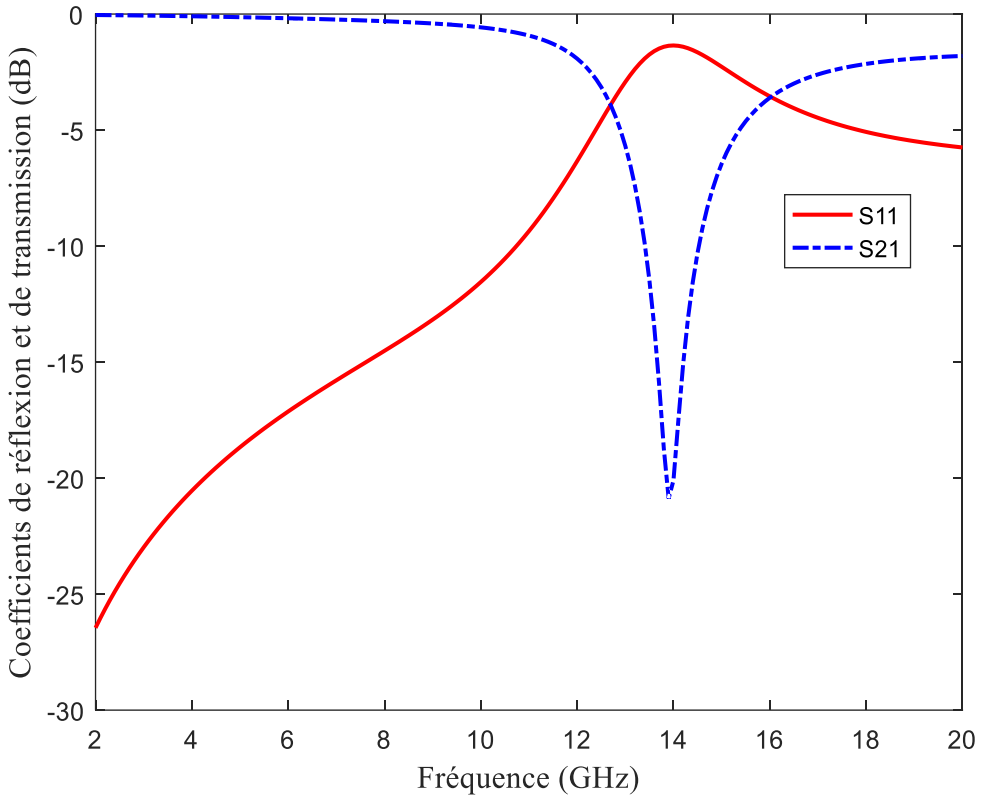


Figure III. 13 les coefficients de réflexion et de transmission de la cellule RAFC circulaire.

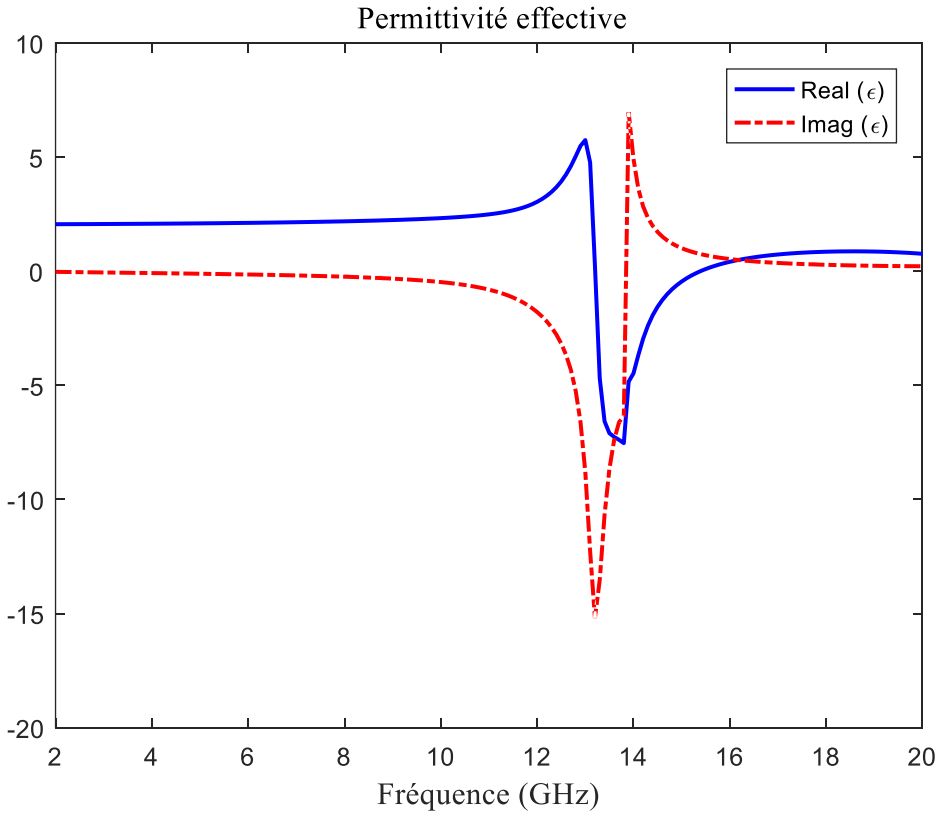


Figure III. 14 Permittivité effective extraite de la cellule unitaire RAFC circulaire.

La fréquence de résonance obtenue est 14 GHz avec une transmission de l'ordre de : -20.66 dB. Au voisinage de la fréquence de résonance du coefficient de transmission S21, la partie réelle de la permittivité Re (ε_{eff}) du milieu est négative.

III.4. Conclusion

Dans ce troisième chapitre, nous avons simulé et présenté différentes structures à base de métamatériaux à l'aide du simulateur HFSS. afin d'extraire leurs paramètres effectifs et les analyser. Un milieu doublement négatif a été obtenu en combinant des résonateurs en anneau fendus (perméabilité négative) et des tiges métalliques (permittivité négative). Nous avons étudié le RAF carré et circulaire, puis le résonateur RAFC circulaire. L'étude paramétrique effectuer sur les résonateur RAFs carré et circulaire nous a permis de mieux appréhender l'effet de tous les paramètres du résonateur sur sa fréquence de résonance, donc on peut concevoir des résonateur fonctionnant dans des fréquences bien définies. En générale les résultats obtenus présentent un bon accord par rapport aux résultats publiés dans la littérature. Dans le chapitre suivant, nous allons appliquer ces résonateurs dans la conception des capteurs électromagnétique, afin d'améliorer leurs caractéristiques, tel que la sensibilité et la résolution des capteurs.

Références du chapitre III

[1] Tahar Bougoutaia, " Analyse Et Conception Des Antennes Microstrip A Base De Metamateriaux ",these phd, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, pp64, 2018.

[2] R. W. Ziolkowski, "Design, fabrication, and testing of double negative metamaterials," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 51, no. 7, pp. 1516-1529, July 2003

[3] A. M. Nicolson and G. F. Ross, "Measurement of the intrinsic properties of materials by time domain techniques," IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, vol. IM-19, no.4, pp. 377-382, Nov. 1970

[4] W. B. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," Proc. IEEE, vol. 62, pp. 33–36, Jan. 1974

[5] Nacer Abdelghani, "Etude et conception de structures à base de métamatériaux pour application aux circuits microondes et antennes," these phd, Université Aboubakr Belkaïd, Tlemcen, pp. 33-36. 2018

[6] J.Pendry, A.Holden, D.Robbins, W.Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 47(11), 2075–2084 (1999)

[7] D. R. Smith, D. C. Vier, Th. Koschny, and C. M. Soukoulis, ―Electromagnetic Parameter Retrieval from Inhomogeneous Metamaterials‖, Physical Review E, vol. 71, pp. 036617-1–036617-11, 2005.

[8] U. K. Chettiar, A. V. Kildishev, H.-K. Yuan, W. Cai, S. Xiao, V. P. Drachev, and V. M. Shalaev"Double Negative Index Metamaterial: Simultaneous Negative Permeability and Permittivity at 812 nm, 2007 Optical Society of America

[9] Mohammed Berka, "Contribution à l'étude et à la conception des filtres microondes en technologie planaire à base des métamatériaux", these phd, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, pp.66. 2015

[10] F. Falcone, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. D. Baena, J. Bonache, M. Beruete, R. Marqus, F. Martin, and M. Sorolla, "Babinet principle applied to the de-sign of metasurfaces and metamaterials," Physical Review Letters, vol. 93,pp. 197401/1-4, Nov. 2004.

[11] F. Falcone, T. Lopetegi, J. D. Baena, R. Marqués, F. Martin, and M. Sorolla "Effective negative- ε stop-band microstrip lines based on complementary split ring resonators." IEEE Microwave Wirel. Comp. Lett. , vol. 14, pp. 280 – 282, June 2004

Chapitre IV

Application aux capteurs électromagnétique

IV.1. Introduction

Les métamatériaux ouvrent une porte pour concevoir un capteur avec une sensibilité spécifiée. Ils fournissent des outils pour améliorer de manière significative la sensibilité et la résolution des capteurs. Les capteurs en métamatériaux sont utilisés dans le domaine électronique, agriculture et biomédical, ...etc. Dans le domaine biomédical, les capteurs microfluidiques sont largement utilisés, des capteurs microfluidiques basés sur des métamatériaux ont été développés pour améliorer la sensibilité, tel est les travaux de Withayachumnankul et al.2013, après lui A. Ebrahimi.2014 et d'autres études qui ont suivi.

Ce chapitre est consacré à la partie expérimentale et les résultats du capteur métamatériaux conçu. Tous les capteurs qui seront présentés dans ce chapitre ont pour but d'extraire les propriétés diélectriques d'un échantillon. Les simulateurs et logiciels utilisés durant la conception sont HFSS et MATLAB.

IV.2. La méthode numérique et les outils de simulation de métamatériaux

Dans le domaine de l'électromagnétisme, la technique numérique la plus utilisée est celle qui permet de résoudre un large éventail de phénomènes physiques complexes, en particulier ceux qui présentent des géométries et des matériaux non-linéaires telle que la méthode des éléments finis (FEM : *Finite Element Method*). Ces problèmes peuvent être de nature structurelle, thermique (ou thermomécanique), électrique, magnétique, acoustique, ...etc. Ils sont utilisés le plus souvent pour résoudre les problèmes qui ne peuvent être soumis à des traitements analytiques. Dans cette section, nous allons discuter de notre utilisation du logiciel HFSS.

IV.2.1. La méthode des éléments finis

Le terme élément fini a été inventé par clough en 1960. Au début des années 1960, les ingénieurs ont utilisé cette méthode pour trouver des solutions approximatives aux problèmes de l'analyse des contraintes, de l'écoulement des fluides, du transfert de chaleur et d'autres domaines. Le premier livre sur la méthode FEM est celui de Zienkiewicz et Chung, qui a été publié en 1967. A la fin des années 1960 et au début des années 1970, la technique FEM a été appliqué à une grande variété de problèmes d'ingénierie. La plupart des logiciels commerciaux FEM sont apparus dans les années 1970. (Ansys, Abaqus, Adina, ...etc.). La prémisse est très simple, les domaines continus (les géométries) sont décomposés

en régions discrètes et connectées (ou éléments finis) dont l'ensemble est appelé maillage. Un assemblage d'équations au niveau des éléments est ensuite résolu afin d'établir la réponse du domaine complet à un ensemble particulier avec des conditions aux limites. La méthode FEM possédait un avantage d'utiliser un maillage non-uniforme qui permet de donner plus de détails sur les mailles (notamment pour des géométries complexes), et plus le maillage est fin, plus l'approximation de la solution sera bonne, mais nécessite une puissance de calcul relativement élevée, notamment pour les structures complexes [1].

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

IV.2.2. Logiciel HFSS

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

HFSS (High *Frequency Structure Simulator*) utilise des solveurs polyvalents et une interface utilisateur graphique intuitive pour faciliter la modélisation 3D de structures électromagnétiques et leur analyse en fréquence. Elle comprend des outils puissants de création de géométries, de paramétrage de simulations, et de visualisation des résultats. Grâce à l'intégration avec les outils d'ANSYS thermiques, structurels et de dynamique des fluides, HFSS fournit une analyse multi-physique puissante et complète des produits électroniques, garantissant leur fiabilité thermique et structurelle. Grâce à sa technique de maillage adaptatif automatique et à ses solveurs sophistiqués, le HFSS est synonyme de précision et de fiabilité à toute épreuve, qui peut être accéléré grâce à la technologie de calcul haute performance (HPC : *High Performance Computing*).

Voici une représentation graphique simple de l'interface d'ANSYS HFSS, illustrant les principales sections telles que le gestionnaire de projet, la fenêtre de modélisation 3D, la barre d'outils, les propriétés et la zone de messages. Ce schéma montre un aperçu de la structure typique d'une interface utilisateur dans ce logiciel.

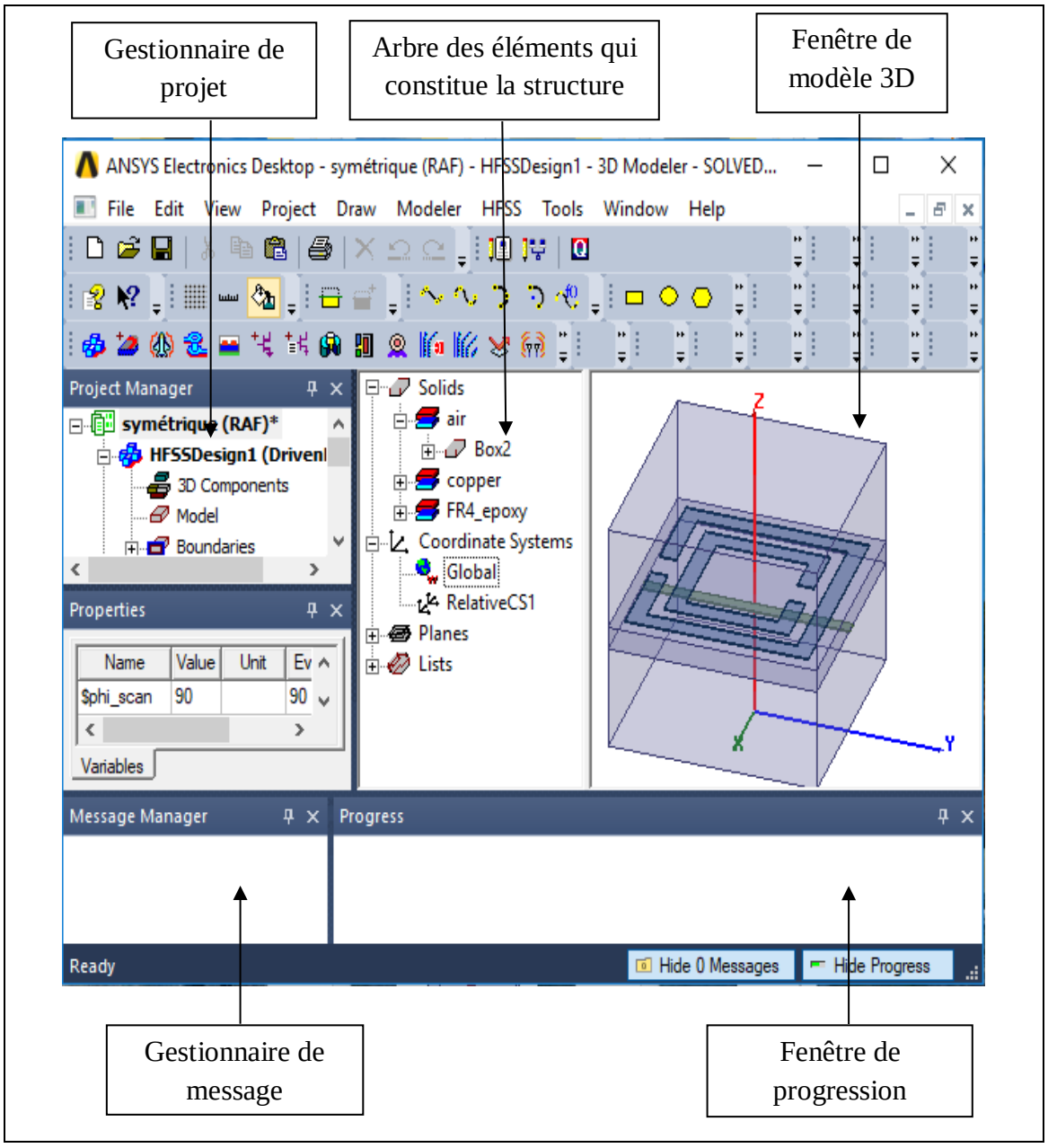


Figure IV. 1 Interface principale d'ANSYS HFSS.

IV.2.3.Les techniques d'extraction des paramètres effectifs

Dans la suite de nos travaux, l'élément substantiel est de prouver que ces dispositifs métamatériaux présentent un indice de réfraction négatif autour ou à la fréquence de résonance. Il existe différentes approches pour obtenir la permittivité et la perméabilité à

partir des coefficients de réflexion et de transmission. Les paramètres **S** résultant d'une onde normalement incidente sur une dalle de métamatériau génèrent les paramètres effectifs du métamatériau, en supposant que les limites d'une dalle sont bien définies, et que les formules de Fresnel pour la réflexion et la transmission se tiennent à l'interface entre l'air et le métamatériau [1].

- **Extraction par la méthode de Nicolson-Ross-Weir**

La méthode d'extraction de Nicolson-Ross-Weir (NRW) est basée sur l'inversion des formules de Fresnel exprimant les coefficients de réflexion et de transmission normaux d'une couche de milieu composite à travers l'impédance d'onde du milieu et son indice de réfraction. Grâce à l'impédance d'onde et à l'indice de réfraction, on peut trouver une permittivité et une perméabilité moyennes pour les milieux anisotropes ayant des composantes tangentielles et des tenseurs de permittivité et de perméabilité. Sous la dénomination alternative de la méthode à impédance distribuée, la méthode NRW est connue dans la caractérisation numérique et expérimentale des matériaux naturels ainsi que dans les matériaux composites (granulaires) avec un arrangement de grains très optiquement dense [1]. Cette méthode a été appliquée en premier dans le contexte des métamatériaux par Smith et al [2]. La limite de cette méthode est résumée dans les conditions où il faut qu'un seul mode de propagation dominant existe dans celui-ci à la fréquence considérée, l'extraction de paramètres effectifs, sera possible dans le cas où la longueur d'onde incidente est très supérieure aux tailles et aux distances entre les constituants élémentaires du milieu composite.

- **Méthode d'extraction de Scher et Kuester**

Cette méthode est proposée par Scher et al en [3] La méthode de Scher et Kuester permet d'affranchir des problèmes de taille finie que l'on peut rencontrer dans la méthode NRW, car elle reconstruit la réponse d'un matériau tridimensionnel à partir de la réponse d'une seule de ses couches. Cependant, elle suppose une connaissance de la structure et de l'organisation du matériau composite étudié.

IV.3. Simulation du capteur basé sur des résonateurs métamatériaux

La simulation est présentée sous forme d'un organigramme comme le montre la Figure IV. 2, celle-ci se divise en trois parties ou étapes fonctionnelles :

- Définition de la structure à étudier (indication des différents paramètres de la structure et de simulation).
- Optimisation de la structure et simulation électromagnétique 3D sous HFSS.
- Afficher les résultats et extraire les paramètres S à l'aide d'une interface graphique, on doit analyser et comparer les résultats afin d'améliorer les performances du capteur.

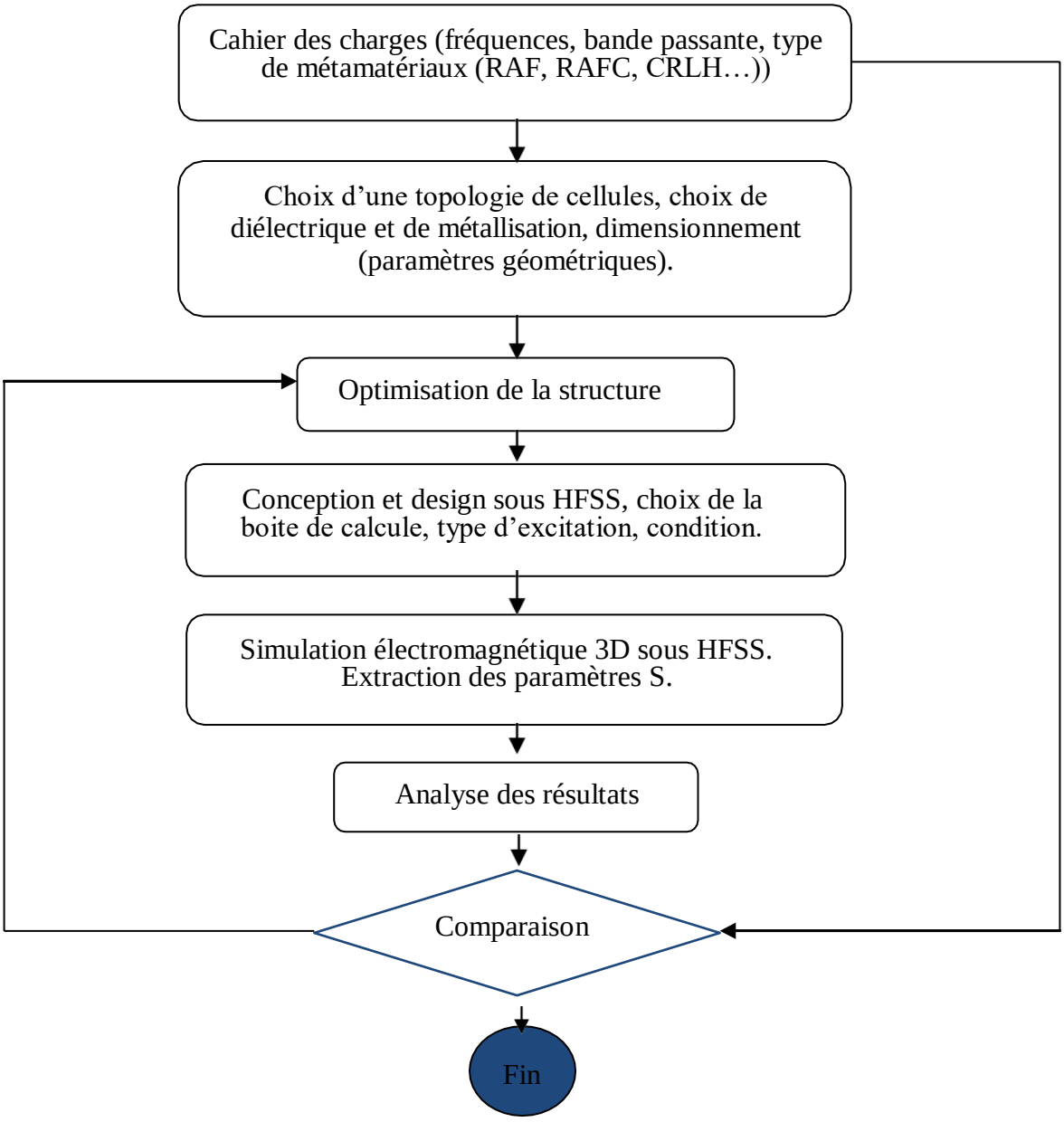


Figure IV. 2 Organigramme de la démarche méthodologique de conception de capteurs avec des cellules métamatériaux, simulé par HFSS.

IV.4. Capteur microfluidique basé sur un résonateur à anneau fendu (RAF)

Parmi les composants métamatériaux, un résonateur en anneau fendu (RAF) peut être utilisé pour produire un matériau magnétique à perméabilité négative (Magnetic Negative Permeability Material : NMPM) dans une composante variable dans le temps du champ incident H perpendiculairement à l'onde polarisée sur sa surface [4-5].

En particulier, la clé caractéristique des RAFs utilisés pour synthétiser un NMPM efficace est une petite taille électrique, qui peut être rendue plus petite que la longueur d'onde du signal à la résonance. Par conséquent, les RAFs peuvent être considérés comme des éléments quasi localisés adaptés à la miniaturisation des dispositifs micro-ondes planaires, tels que les filtres et les antennes. Récemment, les RAFs ont été utilisés pour la fabrication de capteurs et d'appareils. Par exemple, Lee et al [6].

Nous avons simulé un bio-détecteur basé sur RAF à l'aide du simulateur HFSS avec une petite taille électrique pour détecter l'apparition de l'attachement biomoléculaire. La structure de ce bio-détecteur était composée de deux paires de RAF et d'une ligne de transmission hyperfréquence planaire.

La ligne de transmission planaire à micro-ruban a produit une composante variable dans le temps du champ H dans une direction perpendiculaire à la surface des RAFs. De plus, la ligne était un conduit ouvert pour la transmission des ondes et le champ électromagnétique n'y était pas entièrement confiné. De plus, il existait une petite composante de champ E le long de l'axe de la ligne. Par conséquent, le mode de propagation des micro-ondes par la raie n'était pas un mode électromagnétique transverse pur (TEM) mais un mode quasi-TEM. Selon la loi de Faraday, lorsqu'une composante de champ H variant dans le temps était incidente perpendiculairement à la surface du RAF, le RAF produira une résonance. En effet, le RAF peut être considéré comme un seul circuit résonnant LC.

- **Topologie du capteur**

La disposition des capteurs à microruban à base de métamatériau est illustrée à la Figure IV. 3 Le capteur se compose d'une ligne microruban de largeur (m) chargée des deux côtés avec deux cellules unitaires de métamatériau. Le type de cellule utilisé est des anneaux découpés sous forme de résonateurs (RAF) [7].

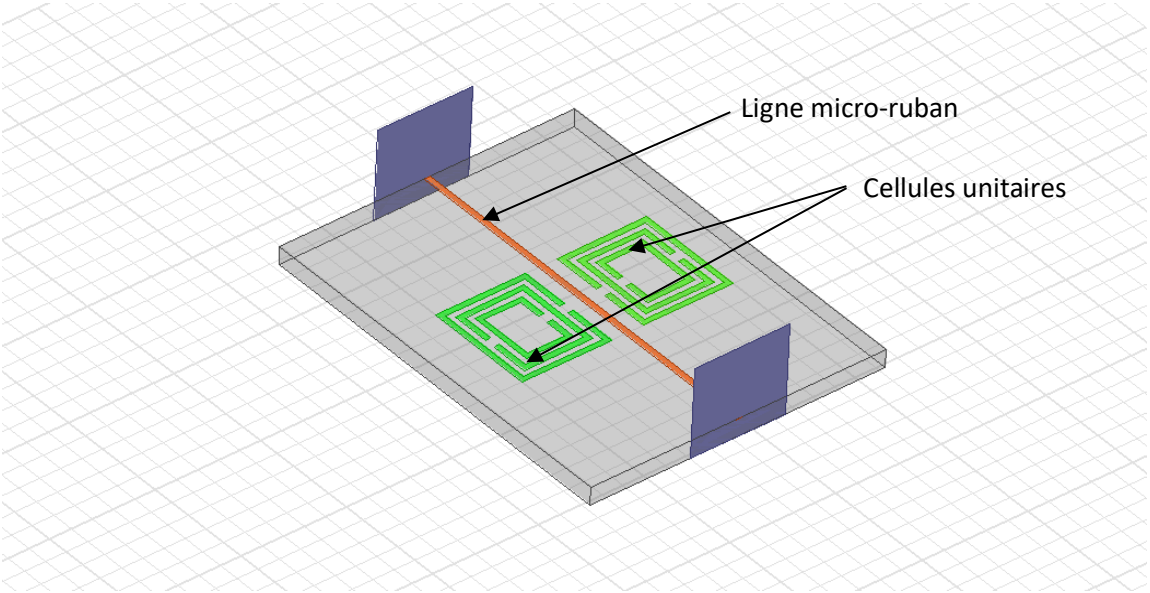


Figure IV. 3 Capteur microfluidique basé sur un résonateur RAF simulé par HFSS.

Un métamatériau est un composé macroscopique de structure périodique ou non périodique, dont la fonction est due à l'architecture cellulaire et à la composition chimique [8]. Le RAF peut cependant être du même type qu'un résonateur LC. Une polarisation perpendiculaire variable dans le temps du champ magnétique au plan du RAF va induire les courants de circulation selon la loi de Faraday. En raison de l'espace des fentes dans le RAF, ce courant de circulation entraînera une accumulation de charge dans l'espace avec de l'énergie stockée comme capacité. Le RAF peut donc être considéré comme un simple circuit LC avec une fréquence de résonance de : $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$ où l'inductance résulte du trajet du courant du RAF. Pour les fréquences inférieures à ω_0, les courants dans le RAF peuvent suivre la force motrice produite par le champ magnétique externe variable et une réaction favorable est obtenue. Cependant, à mesure que le taux de variation (fréquence) du champ magnétique B externe augmente, les courants ne peuvent plus continuer et commencent par la suite à traîner, ce qui entraîne une réponse dégradée ou négative. A noter qu'en raison de la valeur relativement importante de la capacité équivalente, les RAFs ont généralement une très petite taille électrique. Il a été montré par Pendry et al. (1999) que la perméabilité effective d'un milieu chargé avec un ensemble de RAF est donnée par :

$$\mu_{eff}(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \qquad \text{IV.1}$$

Où : F est la surface fractionnaire de la cellule unitaire occupée par le RAF, et ω_0 est la fréquence de résonance du RAF. L'équation montre que la perméabilité effective de tels milieux dépend de la fréquence et devient négative pour une certaine gamme de fréquences. Ces deux caractéristiques du RAF, à savoir la petite taille électrique et la perméabilité effective négative, sont les caractéristiques importantes de cette particule qui ont ouvert les portes à la réalisation du premier milieu double négatif (Smith et al. 2000) [9]. Le médium à fil mince peut être décrit par la fonction diélectrique efficace :

$$\varepsilon_{eff}(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \qquad \text{IV.2}$$

Avec la fréquence du plasma, le ω_p fait référence à la géométrie de la rangée de fils. En supposant que le fil et les rangées de RAF n'interagissent pas directement, l'indice de réfraction effectif du milieu composé peut être tiré de :

$$n(\omega) = \sqrt{\varepsilon_{eff}(\omega)\mu_{eff}(\omega)} \qquad \text{IV.3}$$

Il existe dans la littérature plusieurs méthodes d'extraction des paramètres constitutifs de la cellule RAF, des méthodes pratiques et des méthodes analytiques. Une méthode connue de la procédure d'extraction standard, qui consiste à extraire les paramètres **S** de la cellule de simulation par HFSS, en considérant que cette cellule présente une symétrie axiale par rapport à l'axe (xy), soit S11 = S22 et S21 = S22. L'impédance relative Z peut être donnée en fonction des paramètres S par la relation suivante :

$$Z = \mp\sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \qquad \text{IV.4}$$

L'indice de réfraction peut également être donné par les paramètres S :

$$n = -j \ln\left(\frac{S_{21}}{1 - S_{11}\left(\frac{Z-1}{Z+1}\right)}\right)\frac{1}{K_0 d} \qquad \text{IV.5}$$

Où "ko" est la constante de propagation et "d" l'épaisseur de la cellule.

❖ **Résultats de la simulation et discussion**

En figue IV. 4 : on observe : $\Delta S_{21}/\Delta f$ très grand pour le cas avec cellule RAF que sans cellule, cela traduit la sensibilité du capteur, plus S_{21} est très réduite plus la sensibilité est grande, cette figure exprime bien l'effet des métamatériaux [7].

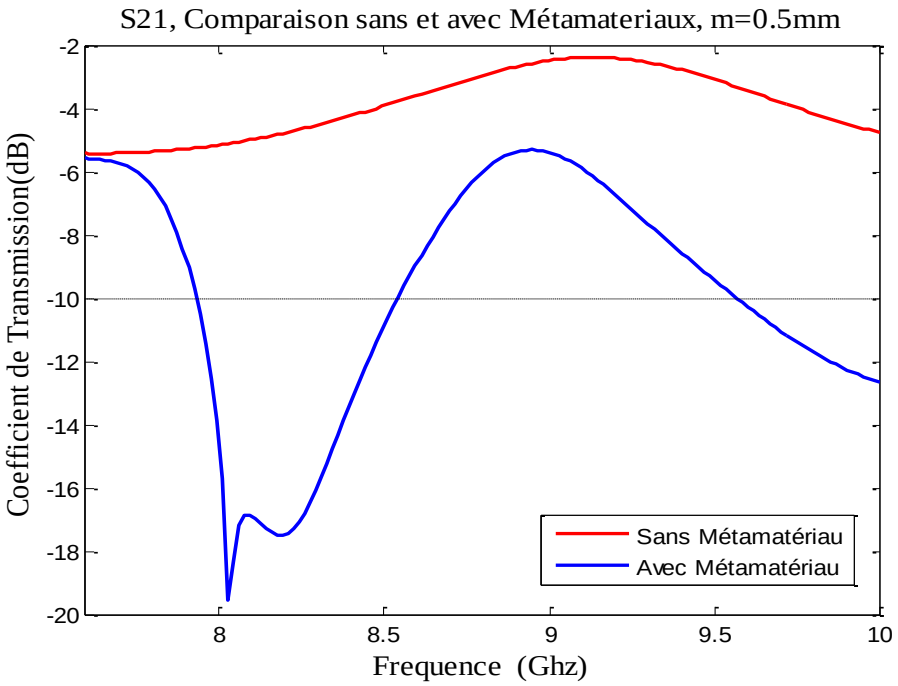


Figure IV. 4 Coefficient de transmission sans et avec métamatériaux.

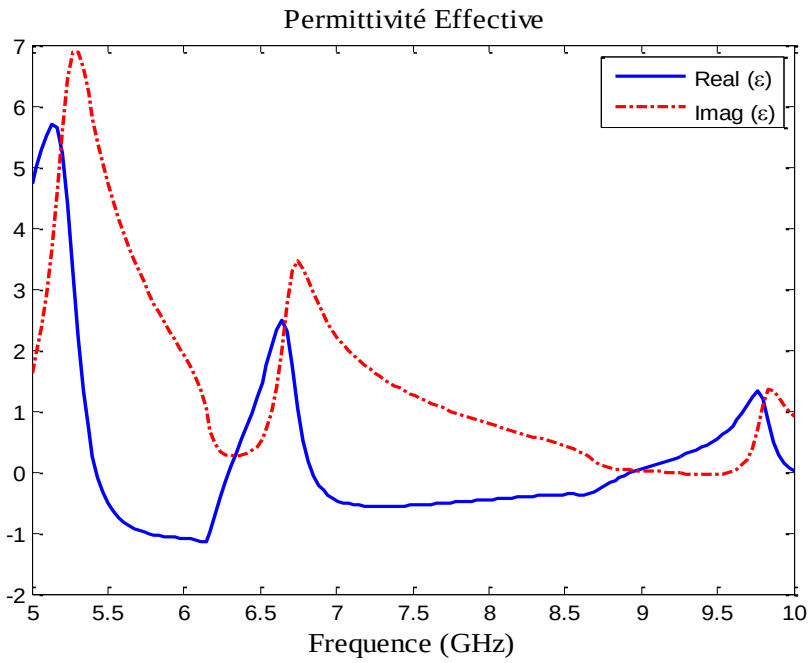


Figure IV. 5 La permittivité complexe du capteur proposé.

En figue IV. 5, La permittivité est négative, elle est comprise entre 6,75 GHz et 9 GHz, ce qui produit un effet de métamatériaux de type ENG (Epsilon Negative). C'est ce type de métamatériaux que nous allons exploiter dans notre application.

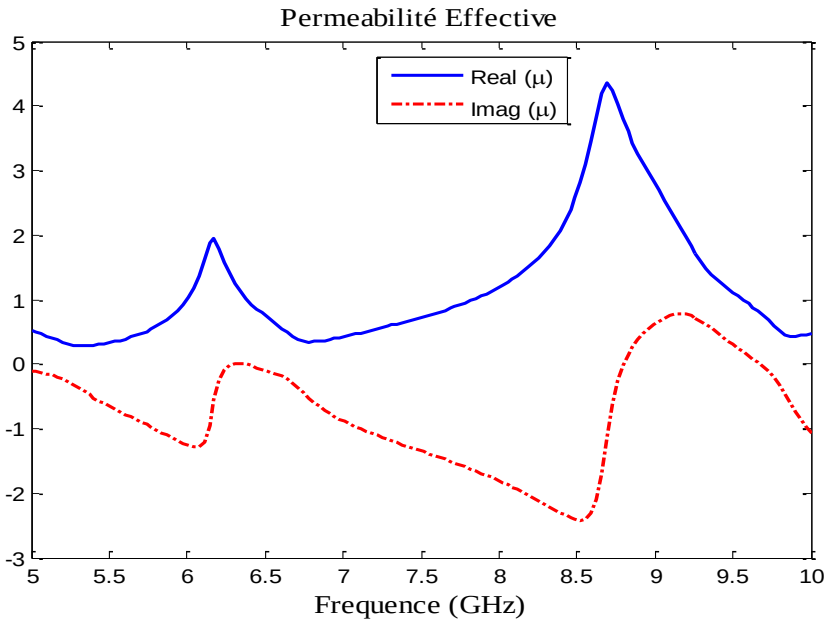


Figure IV. 6 La perméabilité complexe du capteur proposé.

La Figure IV. 6 montre les résultats simulés du capteur proposé, il est à noter que pour f = 5,4 GHz et pour 6,75 GHz également pour f = 10 GHz la perméabilité est proche de zéro, ce qui s'exprime par un effet des métamatériaux MNZ (Mu Near Zero). L'indice de réfraction sur la Figure IV. 7, s'il est inférieur à l'unité traduit également un effet de métamatériaux.

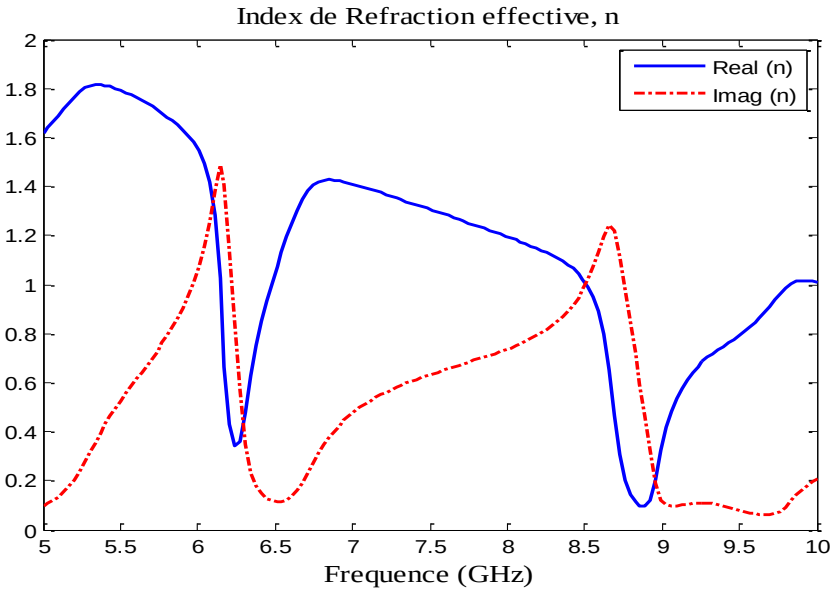


Figure IV. 7 L'indice de réfraction.

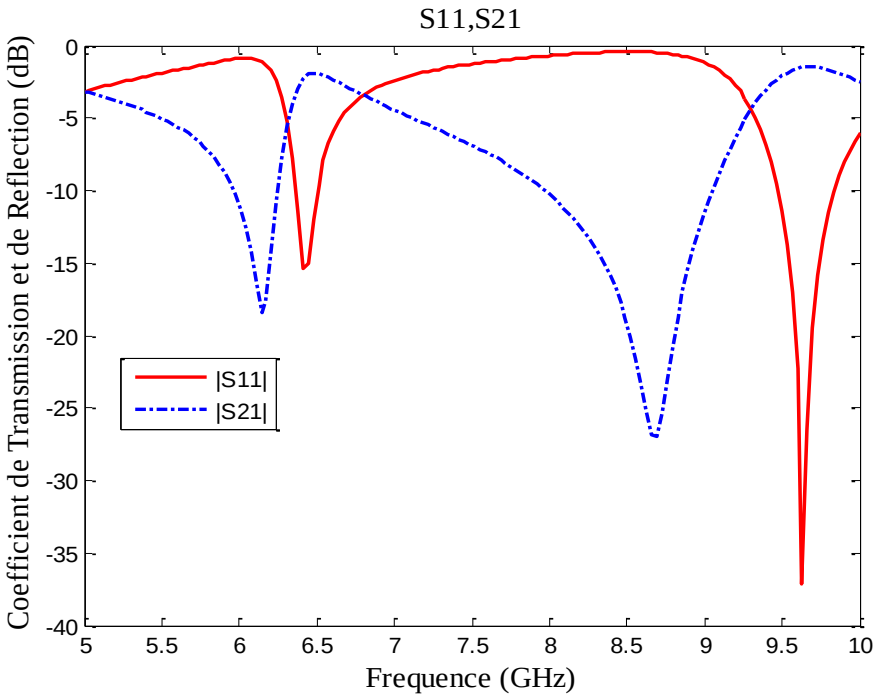


Figure IV. 8 Coefficient de réflexion et coefficient de transmission, les fréquences de résonance apparentes se situent autour de 6 GHz et 9 GHz.

La figure IV.8 présente les coefficients de transmission et coefficient de réfection du capteur. Les capteurs à base de métamatériaux offrent des solutions ou des améliorations aux problèmes posés par les capteurs conventionnels, notamment à gain élevé et à large bande passante.

IV.5. Conception d'un capteur basé sur CRLH

❖ **Topologie du capteur**

Les propriétés du CRLH métamatériaux peuvent être analysées à l'aide de la théorie des lignes de transmission. Le capteur proposé est présenté sur la Figure IV.9, le substrat est : FR4 avec une permittivité relative ε_r= 4,4 et une perte diélectrique tangente δ= 0,02, l'épaisseur du substrat est de 1,6 mm. Le capteur est composé d'une ligne métallique en bande avec deux ports, le capteur présente une structure coplanaire, rectifiée du côté supérieur. Le couplage de proximité est utilisé comme réseau d'alimentation pour obtenir une bonne adaptation d'impédance à 50 Ω [10].

Le capteur est chargé avec un résonateur CRLH-TL comme indiqué sur la Figure IV.9, la bande en zigzag est considérée comme l'admittance Y et le condensateur inter-numérique considéré comme l'impédance Z.

Les dimensions géométriques sont indiquées dans le Tableau IV.1 :

Tableau IV. 1 Paramètres du capteur proposé en (mm)

L	W	H	E	Lp	He
16	10	6	2.8	2	2.15
Ht	Wc	Wt	We	Hc	g
3.6	4	0.4	2.35	0.25	2

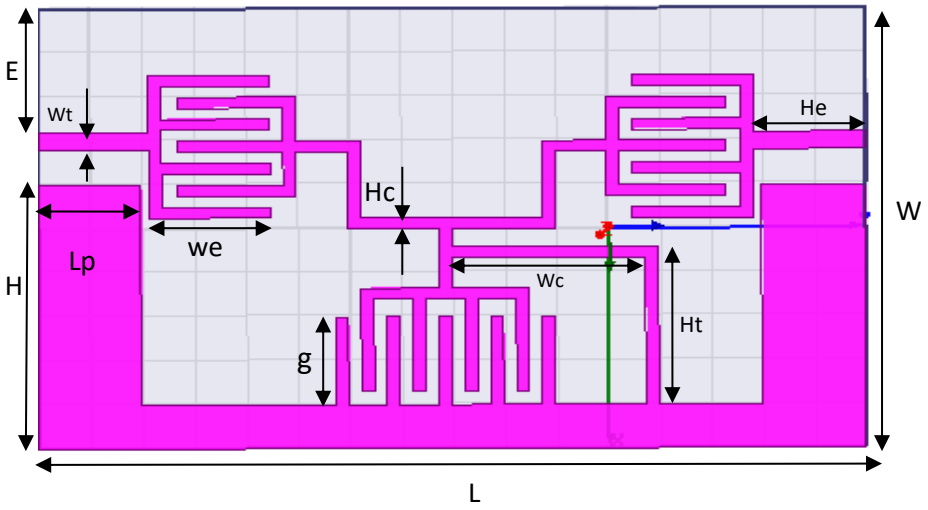


Figure IV. 9 Capteur proposé : Le capteur est chargé avec un résonateur CRLH-TL.

Le capteur chargé de mélange liquide est présenté sur la Figure IV.10 :

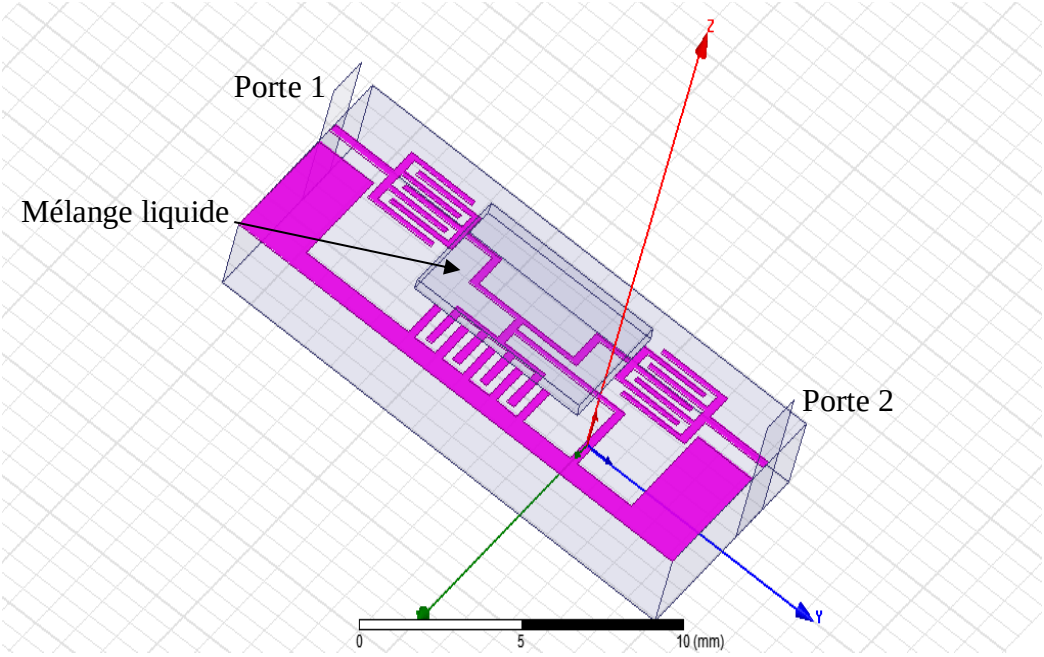


Figure IV. 10 Le capteur est chargé d'un mélange liquide.

❖ **Résultats de la simulation et discussion**

Le coefficient de transmission du capteur sans mélange de liquide est donné sur la Figure IV.11 la figure montre deux fréquences de résonance dans la plage de 0,5 GHz à 3,5 GHz ; le principal est à 3,05 GHz.

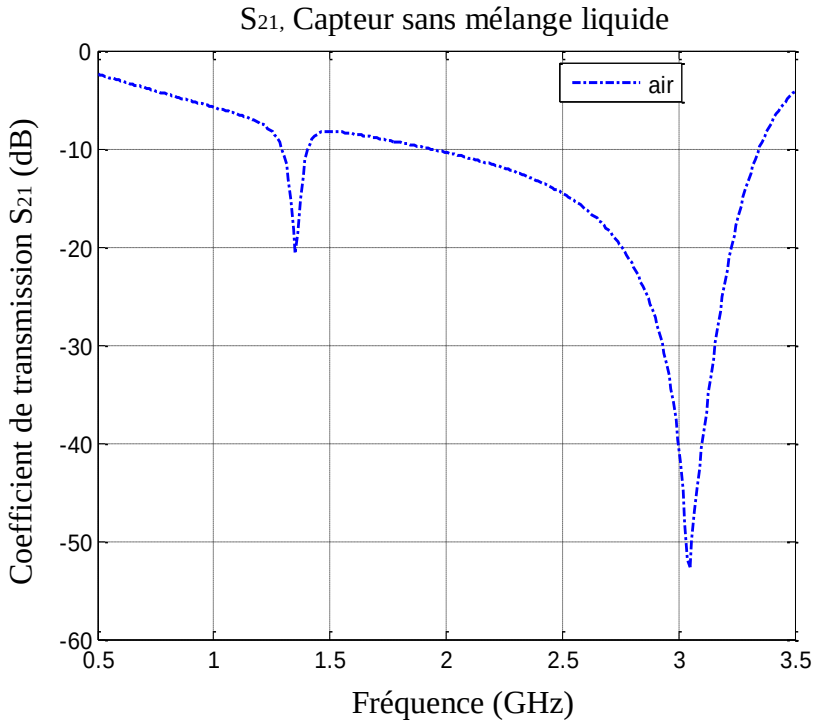


Figure IV. 11 Coefficient de transmission sans le mélange de liquide.

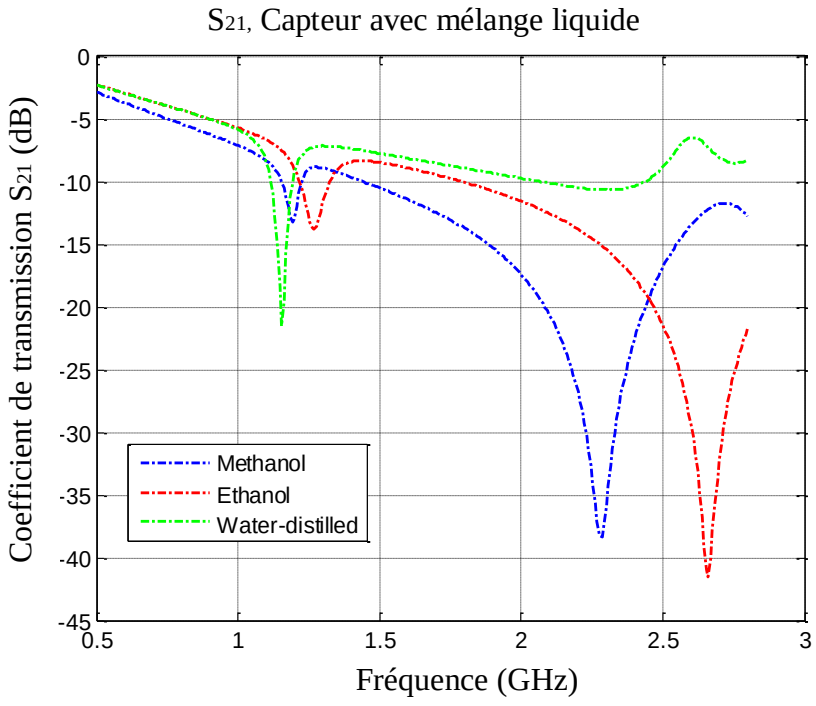


Figure IV. 12 Les coefficients de transmissions du capteur avec le mélange de liquide.

On remarque que (Figure IV.12) le coefficient de transmission de l'eau est décalé en fréquence à 1,15 GHz, la fréquence de résonance du méthanol est à 2,28 GHz, la fréquence de résonance de l'éthanol est à 2,66 GHz.

IV.6. Capteur basé sur un résonateur composite droite-gauche d'ordre zéro

IV.6.1. Structure du capteur et modèle de circuit équivalent

Le capteur proposé est testé expérimentalement sur un mélange d'eau éthanol, l'identification du liquide est basée sur la mesure du déplacement de fréquence, et la comparaison avec des valeurs de référence de l'eau éthanol. Ce dispositif est basé sur une structure de métamatériau qui est un résonateur CRLH avec un résonateur d'ordre zéro (ZOR). Le CRLH en plus de sa propriété d'effet de miniaturisation, lorsqu'il est combiné avec ZOR, la fréquence de résonance de diverses fractions de volume est étendue, ce qui rend la sensibilité plus élevée. La haute sensibilité du capteur est obtenue par un choix optimal des composants CRLH [11].

La taille géométrique du capteur est de 20 mm sur 11 mm. Il a été imprimé sur un substrat RT/Duroid 5880 avec une surface de test très courte de 4 mm par 8 mm, le liquide est placé sur la face supérieure du capteur. Trois prototypes de capteurs fonctionnant de 1 à 3 GHz sont proposés. Les principaux avantages de ce travail sont d'une part l'effet de miniaturisation, d'autre part une sensibilité élevée et enfin une large gamme de liquide pouvant être testée avec ce capteur. Le capteur proposé contient une cellule unitaire de ligne de transmission à CRLH sur le côté supérieur et un plan de masse complet sur le côté inférieur. La structure de la ligne de transmission est essentielle pour réaliser une résonance sans dépendre de sa dimension physique. Cette structure supporte une longueur d'onde infinie à son mode fondamental qui est nécessaire au ZOR.

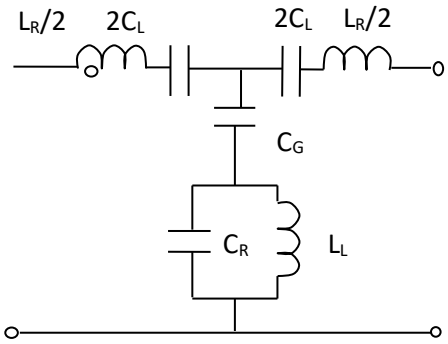


Figure IV. 13 Le circuit électrique équivalent du capteur proposé

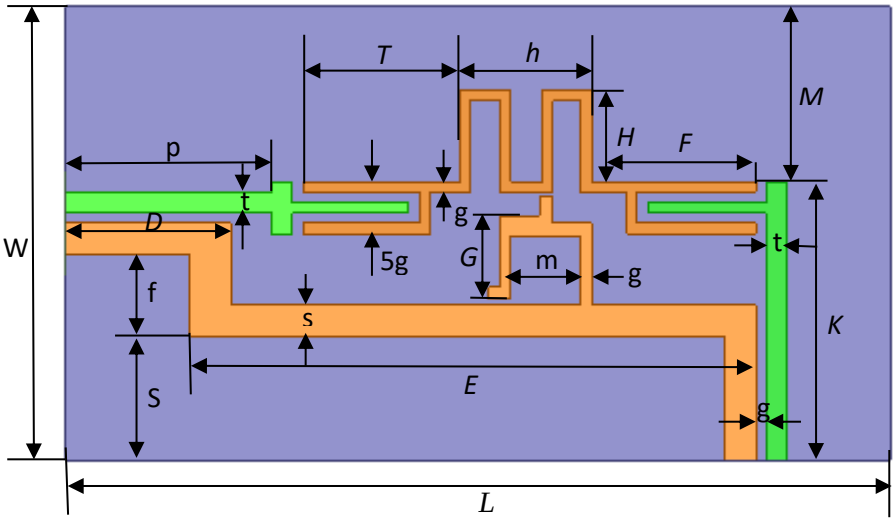


Figure IV. 14 Le capteur proposé (N°1) conçus et simulés à l'aide du logiciel HFSS.

Le capteur est simulé puis optimisé à l'aide du simulateur Ansys HFSS. Les dimensions géométriques du capteur proposé sont indiquées dans le tableau IV.2 :

Tableau IV. 2 Paramètres du capteur proposé en (mm).

L	W	H	E	M	T
20	11	2.25	13.75	4.25	3.8
h	s	t	m	f	g
3.2	0.75	0.5	1.7	2	0.25
K	P	G	F	S	D
6.75	5	2	3.2	3	4

IV.6.2. Conception du capteur

Les fréquences de résonance de la cellule unitaire CRLH proposée peuvent être dérivées de la relation de dispersion dans l'équation (IV.6).

Le ZOR, où $\beta l = 0$, se produit à ω_C. Au ZOR, la constante de phase β devient nulle et une propagation de longueur d'onde infinie est autorisée. La résonance négative de premier ordre, où $\beta l = -\pi$, se produit également à ω_z.

La résonance négative prend en charge la propagation des ondes vers l'arrière avec la même distribution de champ des résonances d'ordre positif. De plus, les résonances d'ordre positif surviennent où $\beta l = +n\pi$, mais les équations de ces résonances ne sont pas données ici par souci de simplicité.

$$\beta l = \cos^{-1}\left[1 + \frac{\left(\frac{\omega^2}{\omega_c^2}-1\right)\left(\frac{\omega^2}{\omega_R^2}-\frac{C_G}{C_L}\right)}{2\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_z^2}\right)}\right] \quad \text{IV.6}$$

Où : $\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}$, $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}$, $\omega_z = \frac{1}{\sqrt{L_L(C_G+C_R)}}$

L'une des nouvelles applications des métamatériaux est l'antenne à ZOR, il est basé sur une structure CRLH-TL [12]. Cependant, ces antennes CRLH-TL ZOR souffrent généralement de bandes passantes étroites. Ainsi, de nombreuses tentatives ont été faites pour étendre la bande passante des antennes MTM [13]. Dans le travail présenté dans la référence [12], les caractéristiques ZOR ont été analysées en utilisant une relation de dispersion basée sur la théorie CRLH-TL et la simulation pleine onde est effectuée. Dans la cellule unitaire CRLH, l'impédance Z fournit une résonance série basée sur (L_R, C_L), tandis que l'admittance Y fournit une résonance parallèle basée sur (L_L, C_R) [13]. En mettant en œuvre le même concept, les valeurs de résonance série et parallèle peuvent être ajustées afin d'optimiser les meilleures performances du capteur.

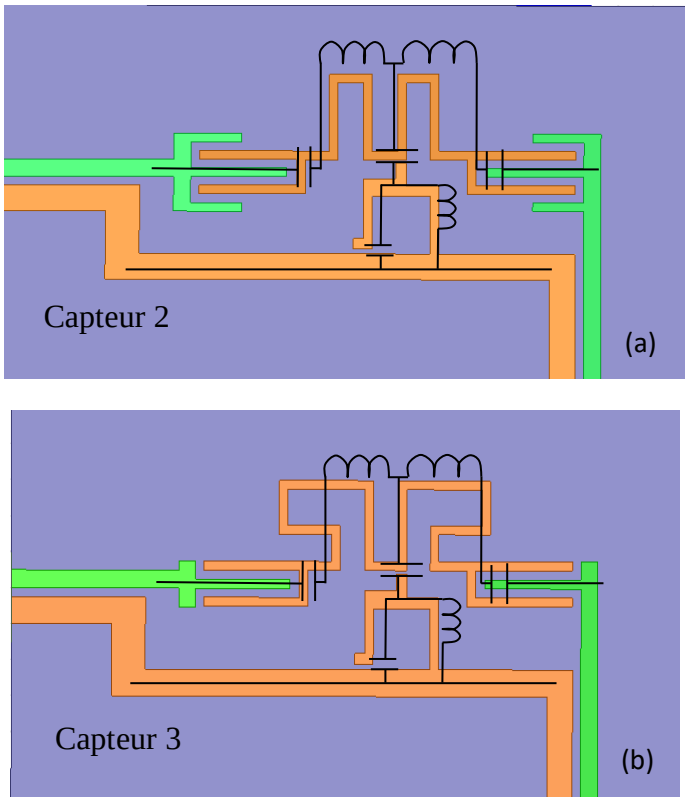


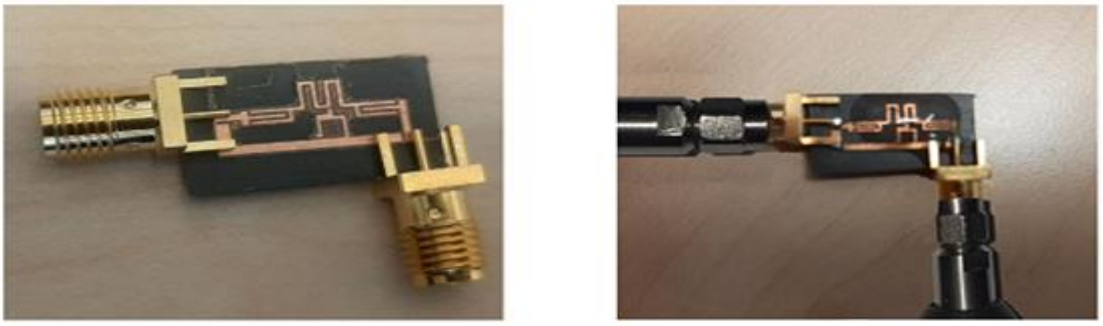
Figure IV. 15 Les capteurs que nous avons également conçus.

Le deuxième capteur proposé est présenté sur la Figure IV.15 (a). Dans cette structure de capteur, les capacités C_L, situées aux deux entrées des ports, sont conçues avec une valeur supérieure comme on peut le remarquer sur cette figure.

Le troisième capteur proposé est présenté sur la Figure IV.15 (b). Dans ce type de structure, les inductances L_R situées à l'entrée et à la sortie des ports, sont conçues également avec une plus grande valeur comme on peut le voir sur cette figure.

IV.6.3. Processus de fabrication

Pour valider les performances du modèle simulé, un prototype pratique du premier capteur est fabriqué et testé avec des connecteurs SMA standard, comme illustré à la Figure IV.16. Pour vérifier le circuit équivalent proposé pour le capteur à micro-ondes, comme illustré dans les figures (IV.13 - IV.14), le logiciel Keysight ADS a été utilisé pour effectuer cette analyse. Il est intéressant de noter qu'il a été constaté que : L_R = 0,5 pH, C_L = 18,4 pF, C_G = 1,1 pF, L_L = 0,5 nH, C_R = 3,4 pF (Figure IV.16).



(a) (b)

Figure IV. 16 Prototype pratique du capteur 1 (a), avec une goutte d'échantillon de mélange liquide et des connecteurs d'analyseur de réseau (b).

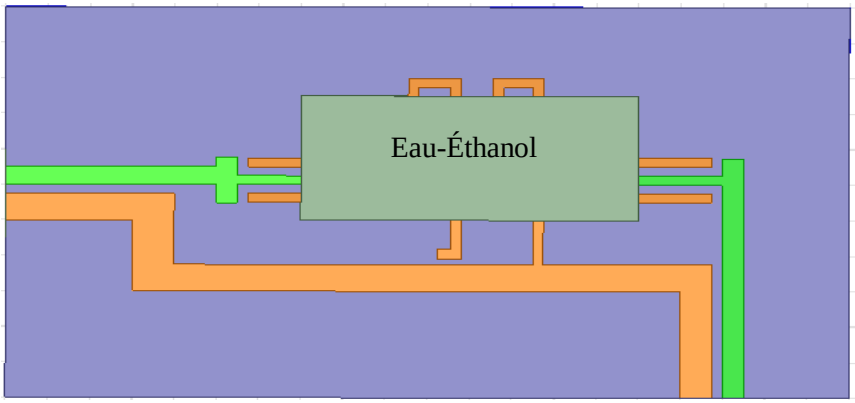


Figure IV. 17 Position de la surface d'essai.

Le liquide à tester est présenté sur la Figure IV.17, le liquide est supposé être placé sur le dessus du capteur sous une forme rectangulaire, le port d'entrée et le port de sortie sont placés comme indiqué sur la Figure IV.17, la dimension de la surface de test est de 4 mm × 8 mm. Les valeurs de diélectrique sont définies selon le modèle de relaxation de Debye [11], et se basant sur le tableau IV.3.

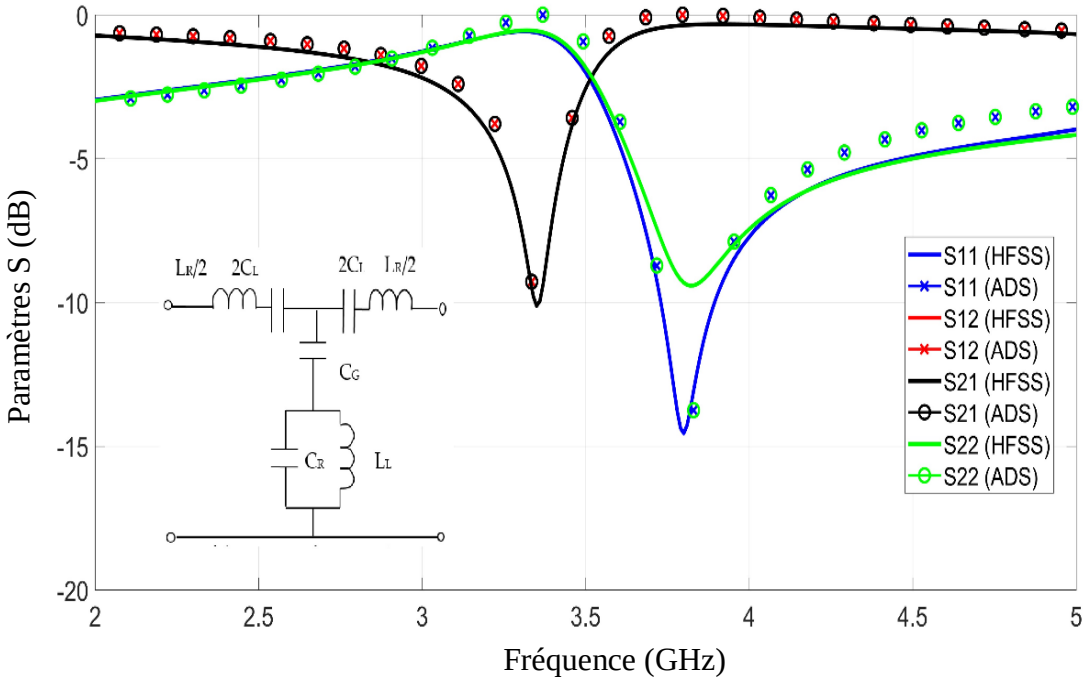


Figure IV. 18 Paramètres S simulés du capteur hyperfréquence et du circuit équivalent (ADS).

Les valeurs de référence de la permittivité complexe aux mélanges binaires eau-éthanol sont indiquées dans le tableau IV.3 [15].

Tableau IV. 3 Valeurs de référence de la permittivité complexe aux mélanges binaires eau-éthanol, à environ 2 GHz.

WATER	Ethanol	ϵ'	ϵ''
100%	0%	79.0	9.2
90%	10%	73.0	11.3
70%	30%	58.5	17.1
50%	50%	43	17.1
30%	70%	29.0	16.0
10%	90%	15.5	12
0%	100%	9.5	8.1

IV.6.4. Résultats et discussion

Une comparaison entre les coefficients de transmission simulés et mesurés du premier capteur sans mélange liquide (air) et avec éthanol est donnée à la Figure IV.19. Comme on peut le remarquer, une fréquence de résonance du capteur chargé en air se trouve à 3,1 GHz, alors que la fréquence de résonance du capteur chargé en éthanol est observée à 2,75 GHz, les figures montrent une quasi bonne concordance des résultats expérimentaux avec la simulation.

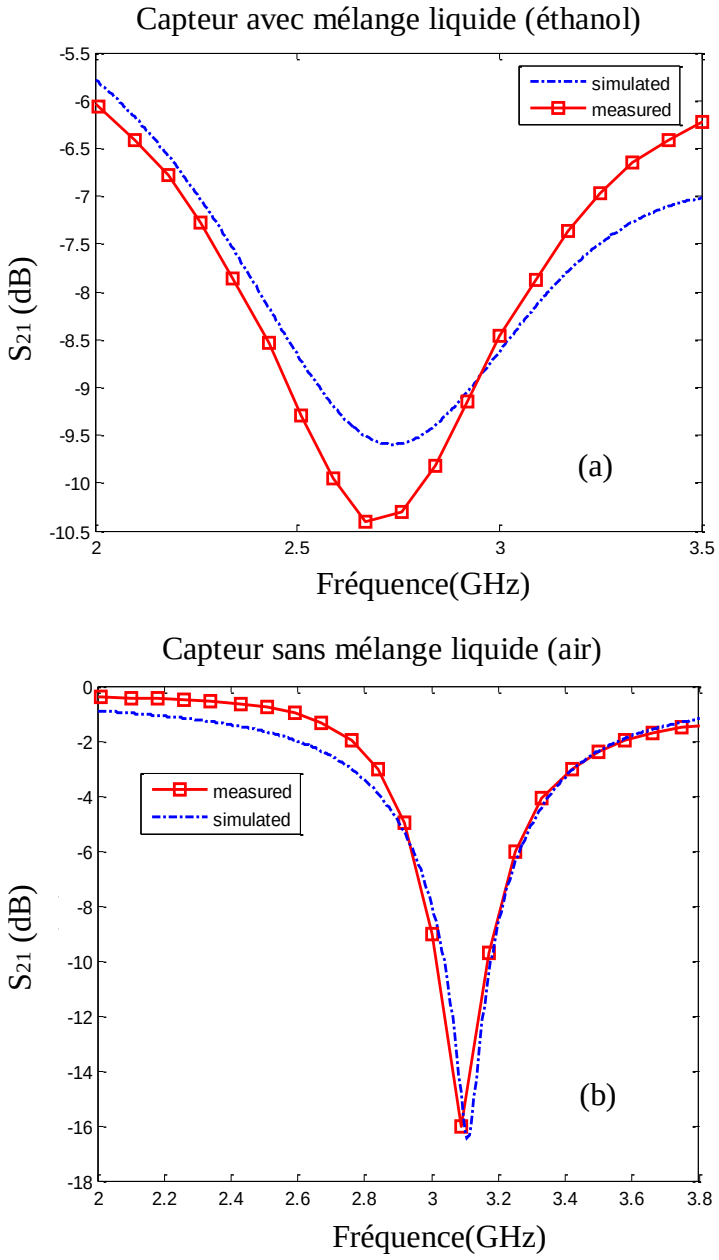
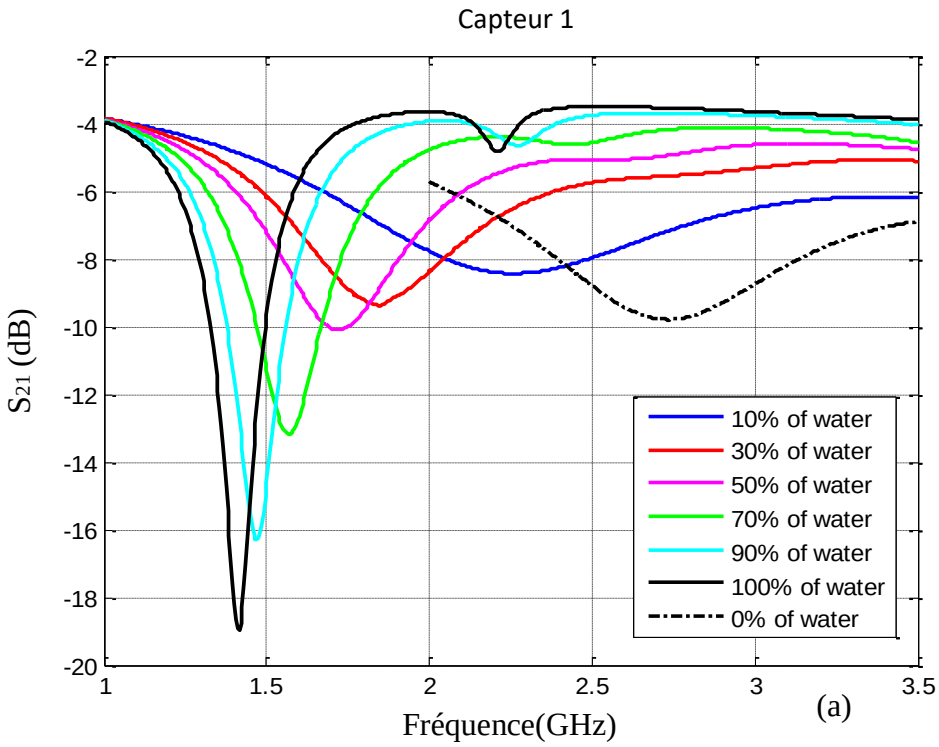
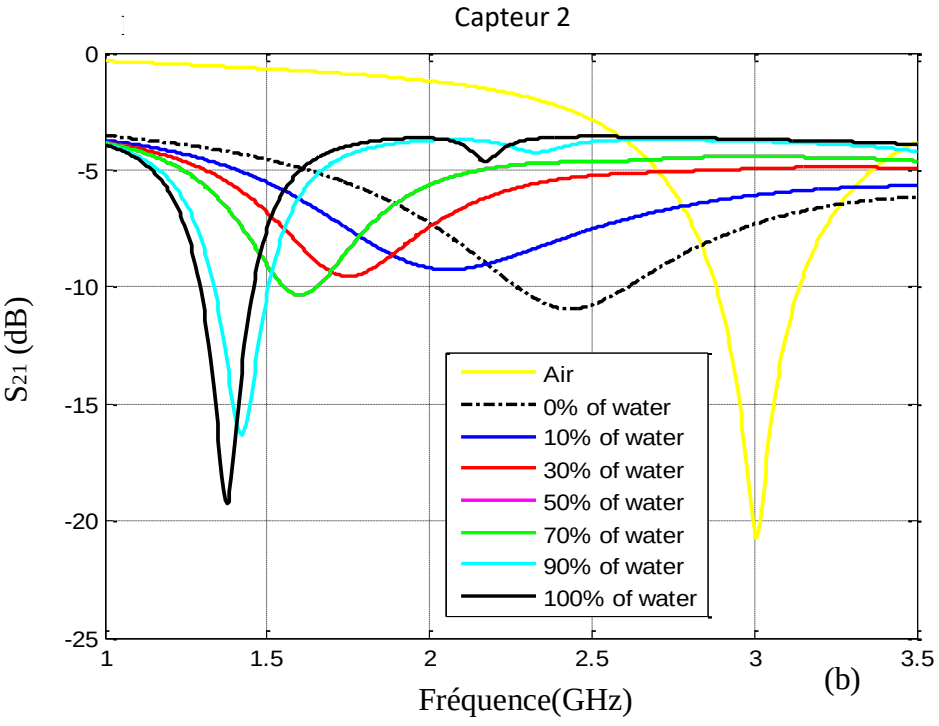


Figure IV. 19 Coefficient de transmission simulé et mesuré (S21) du capteur : (a) chargé d'éthanol, (b) chargé d'air.

Pour étudier la sensibilité des capteurs proposés, les coefficients de transmission des trois capteurs avec la fraction volumique d'eau-éthanol ont été étudiés dans la Figure IV.20 (a, b et c). Cette analyse a été effectuée avec 0% d'eau et augmente progressivement jusqu'à 100% d'eau avec un incrément de 10% ou 20%.





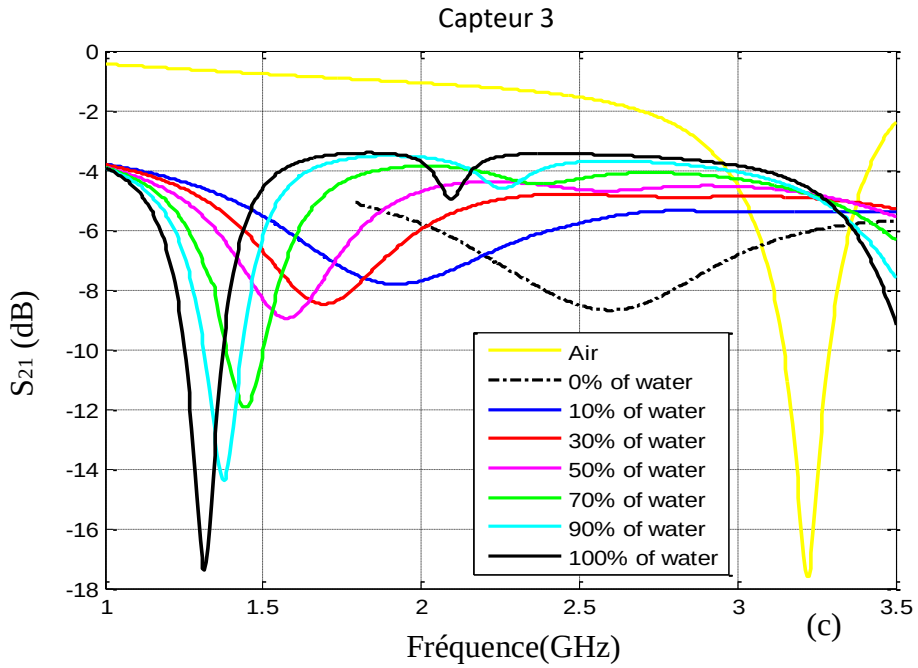


Figure IV. 20 Coefficient de transmission de la fraction volumique eau-éthanol : (a) capteur : 1 (b) capteur : 2 (c) capteur : 3.

Selon les résultats présentés dans la Figure IV.20 (a b c), tous les capteurs montrent une performance constante qui présente un décalage vers les fréquences basses de résonance lorsque chacun des capteurs proposés est progressivement chargé d'une fraction volumique faible à une fraction volumique élevée d'eau-éthanol.

Le niveau de sensibilité du capteur peut être déterminé par la largeur de bande de fréquence des gammes de fréquences de résonance lors de l'augmentation de la fraction volumique d'eau-éthanol.

D'après la Figure IV.20 (a), il est clair que le premier capteur a une bande passante de sensibilité de 1,35 GHz qui commence de 1,4 à 2,75 GHz, tandis que les deuxième et troisième capteurs possèdent une bande passante de 1,05 et 1,29 GHz qui fonctionne de 1,35 à 2,4 GHz, et de 1,31 à 2,6 GHz, comme représenté sur les figures IV.20 (b) et IV.20 (c), respectivement.

Par rapport à la sensibilité des performances du capteur, le capteur 1 est plus performant que les capteurs 2 et 3 où il démontre respectivement 0,3 et 0,06 GHz de bande passante de plus que les capteurs 2 et 3.

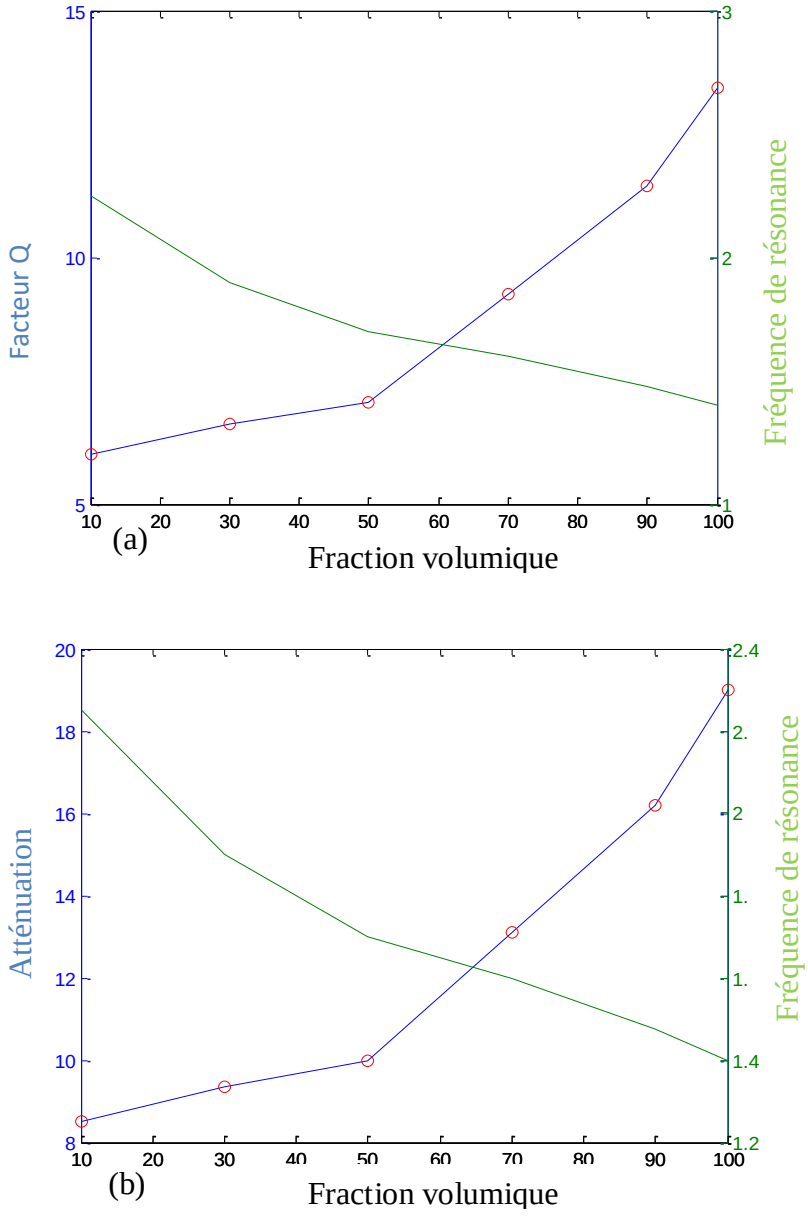


Figure IV. 21 Résultats simulés du capteur proposé 1 :(a) facteur Q, (b) atténuation, en fonction de la fréquence de résonance de la fraction volumique de l'Ethanol.

Les figures IV.21 (a) et (b) sont déduites de la Figure IV.20 (a). Elles présentent la relation entre la fréquence de résonance et l'atténuation, ainsi que la relation entre la fréquence de résonance et le facteur Q pour le capteur 1. Il est clair que la relation est presque linéaire, et la prédiction de la valeur diélectrique pourrait être avec moins d'erreurs.

Le diagramme de dispersion de la cellule unitaire a été calculé par simulation sur HFSS, Figure IV.22, où la condition aux limites périodique a été appliquée des deux côtés de la cellule unitaire et PML sur le côté supérieur. Selon le diagramme de dispersion de la Figure IV.20 (b), la fréquence ZOR est de 1,6 GHz, pour la fréquence de résonance série et la fréquence de résonance shunt, elles coïncident avec la fréquence fondamentale qui est la

fréquence ZOR. La partie réelle de la permittivité du mélange peut être exprimée en utilisant l'équation IV.7 telle que donnée dans la référence [14], et sur la base de la valeur de permittivité donnée dans le Tableau IV.3.

$$\varepsilon' = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1+\omega^2\tau^2} \qquad \text{IV.7}$$

Où ε_s est la permittivité basse fréquence, ε_∞ est la permittivité haute fréquence, τ est le temps de relaxation et ω est la fréquence rayonnée. Du fait de la stabilité de la valeur de la permittivité autour de 2 GHz, la dispersion n'est pas prise en compte.

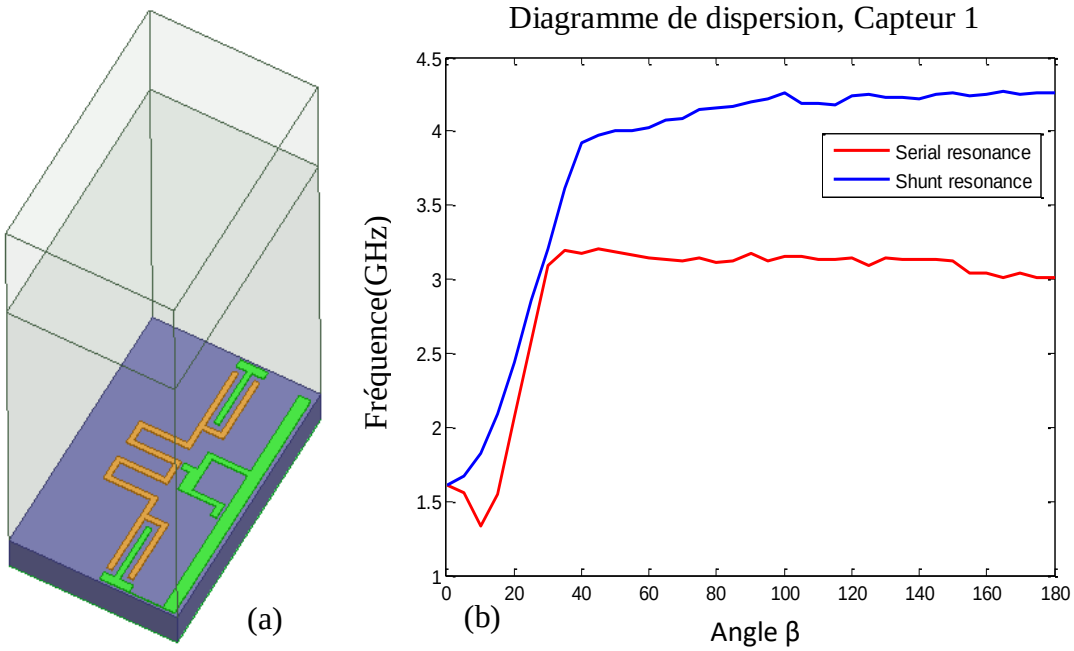


Figure IV. 22(a) Cellule unitaire sur HFSS et (b) diagramme de dispersion.

La sensibilité du capteur peut être exprimée en appliquant l'équation IV.8 comme dans la référence [12].

$$S = \frac{f_1 - f_o}{f_o \, d\varepsilon_r} \qquad \text{IV.8}$$

Où f_o est la fréquence inférieure du capteur (1,4 GHz) et f_1 est une fréquence supérieure du capteur (2,75), et $d_{\varepsilon r}$ est la variation de la permittivité relative de la fraction volumique de 0 % à 100 % qui est considérée comme (79– 9,5 = 69,5). La sensibilité simulée a une valeur maximale donnée par l'équation (IV.9) :

$$S = (2.75 - 1.4)/(1.4 \times 69.5) = 1.38\% \qquad \text{IV.9}$$

Une sensibilité de 1,38%, ce qui est très élevé par rapport à la littérature dans les références 14, 15, 16, 17, 18, 19, données respectivement à 0,11%, 0,27%, 0,54%, 0,26%, 0,14% et 0,6%, ceci est bien illustré par le Tableau IV.4.

Tableau IV. 4 Comparaison entre différents capteurs hyperfréquences dans la littérature

Structure du capteur à micro-ondes	Gamme de fréquences (GHz)	Dimension électrique mm^2	Sensibilité %	Complexité de conception	Références
Résonateur coplanaire	7 – 8	520	0.11	Modérée	16
CSRR	1.4 - 2.8	660	0.27	Facile	17
DSS-SRR	2.25 - 2.40	560	0.54	Modérée	18
Guide d'ondes	16 – 21	2.25	0.26	Complexe	19
Cavité rectangulaire	1.88 - 1.98	1.8	0.14	Complexe	20
SRR	0.9 - 1.1	990	0.6	Facile	21
CSRR circulaire	1.8-2.3	540	-	Facile	22
CSRR rectangulaire	2.2-2.4	560	-	Facile	23
Notre travail	1.4 - 3.1	220	1.38	Précise	

IV.7. Conclusion

Nous avons donc basé notre conception de capteur sur des métamatériaux et cela pour améliorer sa sensibilité. Afin de détecter les mélanges liquides, il suffit de placer un petit échantillon sur la surface du capteur et en observant le changement de la fréquence de réponse du capteur, les proportions des mélanges peuvent être déterminées. Le capteur proposé offre de nombreux avantages, comme une sensibilité élevée, un petit volume d'échantillon, un temps d'analyse court, un faible coût et une simple manipulation au laboratoire de mesure. Le capteur peut être utilisé avec succès dans des applications biomédicales qui ont besoin d'étudier les paramètres électriques de l'éthanol dans diverses conditions, les résultats obtenus présentent un très bon accord avec la littérature.

Références du chapitre IV

[1] Belkadi Bachir, "Étude Et Conception De Filtres Hyperfrequences À Base De Nouveaux Matériaux», Thèse phd, Université Djillali Liabès Sidi Bel Abbes, 2019.

[2] D. R. Smith and S. Schultz, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients", Physical Review B, vol. 65, n 19, pp. 1–5, April 2002.

[3] A. D. Scher and E. F. Kuester, "Extracting the bulk effective parameters of a metamaterial via the scattering from a single planar array of particles", Metamaterials, vol. 3, pp. 44–55, March 2009.

[4] Willie J. Padilla, Dimitri N. Basov, David R. Smith, "Negative refractive index metamaterials", materials today, july-august 2006, volume 9, number 7-8.

[5] David R. S, Norman. K, "Negative Refractive Index in Left-Handed Materials", physical review letters, volume 85, number 14.

[6] HJ Lee, JG Yook, "Biosensing using split-ring resonator at microwave regime", Appl. Phys.Lett. 2008, 92, 254103:1–254103:3.

[7] Hocine Sekkache, Mohamed Lashab. "Study and design of a sensor containing meta-materials, application into biomedical", 2018 International Conference on Advanced Systems and Electric Technologies (IC_ASET), Hammamet, Tunisia, 22-25 March 2018.

[8] Tie Jun Cui. David R. Smith. Ruopeng Liu, "Metamaterials Theory: Design, and Applications", Springer Science & Business Media, LLC 2010.

[9] Ali Karami Horestani, "Metamaterial-Inspired Structures and Their Applications in Microwave, Millimeter-wave and Terahertz Planar Circuits", Université d'Adélaïde, Australie, 2014.

[10] Hocine Sekkache, Mohamed Lashab, Salim Ouchtati. "Design of Sensor Based on CRLH for Liquid Mixture Application", International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, (ICEECA), Constantine, Algeria, 19-21 November 2019.

[11] Hocine Sekkache, Mohamed Lashab, M. Belattar, S. Ouchtati, C. Hwang See, Yim-Fun Hu, R. A. Abd-Alhameed. "Microwave sensor for liquid mixture identification based on composite right left hand-zero-order resonator for sensitivity improvement." Inter Journal of RF and Microwave Computer-Aided Eng. 2022 ; e23337. doi:10.1002/mmce.23337.

[12] A.Sanada, C.Caloz and T.Itoh, "Zeroth order in composite right/left-handed transmission line resonators", Proceedings of Asia-pasific Microwave Conference, November 2003 ; Seoul, Korea.

[13] Lee H, Woo D-J, Nam S. “Compact and bandwidth-enhanced asymmetric coplanar waveguide (ACPW) antenna using CRLH-TL and modified ground plane”, IEEE Antennas Wireless Propag Lett. 2016 ; 15:810-813

[14] Li L, Jia Z, Huo F, Han W. “A novel compact multiband antenna employing dual-band CRLH-TL for smart mobile phone application”, IEEE Antennas Wireless Propag Lett. 2013 ; 12:1688-1691

[15] Chudpooti N, Silavwe E, Akkaraekthalin P, Robertson ID. “Nano-fluidic millimeter-wave lab-on-a-waveguide sensor for liquid-mixture characterization”, IEEE Sensors J. 2018 ; 18(1) :157-164.

[16] Saeed K, Pollard RD, Hunter IC. “Substrate integrated wave-guide cavity resonators for complex permittivity characterization of materials”, IEEE Trans Microw Theory Tech. 2008 ; 56(10) :2340-2347.

[17] Ebrahimi A, Withayachumnankul W, Al-Sarawi S, Abbott D. “High-sensitivity metamaterial-inspired sensor for microfluidic dielectric characterization.”, IEEE Sensors J. 2014 ; 14(5) :1345-1351.

[18] Benkhaoua L, Benhabiles MT, Riabi ML, Mouissat S. “Miniaturized quasi-lumped resonator for dielectric characterization of liquid mixtures”, IEEE J Magn. 2016 ; 16(6) :1603-1610.

[19] Chretiennot T, Dubuc D, Grenier K. “A microwave and micro-fluidic planar resonator for efficient and accurate complex permittivity characterization of aqueous solutions”, IEEE Trans Microw Theory Tech. 2013 ; 61(2) :972-978.

[20] Romero, R.A., Feitoza, R.S., Rambo, C.R., Sousa, F.R., “A low-cost passive wireless capacitive sensing tag based on split-ring resonator”, 2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Tech Conference (I2MTC) Proceedings, Pisa, Italy.

[21] Gennarelli G, Romeo S, Scarfi MR, Soldovieri F. “A microwave resonant sensor for concentration measurements of liquid solutions”, IEEE Sensors J. 2013 ; 13(5) :1857-1864.

[22] Chuma EL, Iano Y, Fontgalland G, Roger LLB, Loschi H. “PCB-integrated non-destructive microwave sensor for liquid dielectric spectroscopy based on planar metamaterial resonator”, Sens Actuat A Phys. 2020 ; 312 :112112.

[23] Chuma EL, Iano Y, Fontgalland G, Roger LLB. “Microwave sensor for liquid dielectric characterization based on metamaterial complementary split ring resonator”, IEEE Sens J. 2018 ; 18(24) : 9978-9983.

Conclusion GENERALE

Conclusion générale

L'objectif principal de ce travail était de proposer des structures de capteur électromagnétique, à usage d'identification de mélange liquide, à base de métamatériaux. Les principaux avantages de ce travail sont d'abord un effet de miniaturisation, ensuite une sensibilité élevée et enfin une large gamme de liquides pouvant être testés avec ce capteur.

Pour commencer, nous avons présenté dans le premier chapitre les définitions et la classification des métamatériaux, les différents types de cellules unitaires magnétiques artificielles et leurs propriétés fondamentales, notamment le résonateur en anneau fendu et son complémentaire, qui sont susceptible de présenter une perméabilité ou une permittivité effective négative. Ensuite, nous avons étudié la synthèse des métamatériaux et ses diverses applications.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté les principes fondamentaux des lignes de transmission conventionnelles et leurs différents types, notamment les lignes micro-ruban et coplanaire. Ensuite, nous avons étudié les structures des lignes de transmission à base de métamatériaux, leurs caractéristiques physiques et la mise en œuvre des lignes de transmission CRLH. Les structures TL-CRLH peuvent être mises en œuvre de différentes manières dans diverses technologies de lignes de transmission. Cependant, nous pouvons généralement les diviser en deux grandes catégories : les lignes chargées en LC, lignes chargées par des résonateurs à base de métamatériaux par exemple : RAF et RAFC….etc. Les lignes de transmission artificielles bénéficient d'un niveau de miniaturisation plus élevé et plus important encore, d'une plus grande flexibilité dans l'adaptation de la constante de phase et de l'impédance caractéristique aux exigences de chaque conception.

Le troisième chapitre, est consacré à l'étude des cellules à base de métamatériaux (RAF symétrique avec tige métallique, RAF circulaire et carré et le résonateur en anneau fendu complémentaire «RAFC») présentant une perméabilité ou une permittivité effective et un indice de réfraction négatives dans un spectre donné. Pour cela, les cellules unitaires de ces résonateurs sont conçues et étudiées en utilisant le logiciel de simulations HFSS d'Ansoft. En effet, les paramètres tels que l'indice de réfraction n, l'impédance η, la perméabilité effective et la permittivité effective peuvent être calculées en fonction des paramètres S. Ces études ont été utilisées pour déterminer quelles structures seraient adaptées à la conception de capteurs dans la partie expérimentale.

Dans le quatrième chapitre, on a présenté un ensemble de travaux de conception et de fabrication qui concernent de nouvelles structures de capteurs à base de métamatériaux pour améliorer sa sensibilité. Le premier capteur proposé est un capteur microfluidique basé sur un résonateur à anneau brisé (RAF). Nous avons constaté que le gain et la directivité du capteur avec RAF sont supérieurs à ceux des capteurs sans RAF. Le deuxième capteur basé sur les métamatériaux CRLH, dont les propriétés peuvent être analysées grâce à la théorie des lignes de transmission. Le troisième capteur proposé est un capteur basé sur un résonateur CRLH d'ordre zéro. Le capteur proposé est testé expérimentalement sur un mélange d'eau éthanol, l'identification du liquide est basée sur la mesure du déplacement de fréquence, et la comparaison avec des valeurs de référence de l'eau éthanol. Afin de détecter les mélanges liquides, il suffit de placer un petit échantillon sur la surface du capteur et en observant le changement de la fréquence de réponse du capteur, les proportions des mélanges peuvent être déterminées. Le capteur peut être utilisé avec succès dans des applications biomédicales. Les résultats obtenus présentent un très bon accord avec la littérature.

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

- Le travail présenté dans cette thèse peut être exploité pour étudier l'influence des capteurs métamatériaux à des différents domaines d'application. Le capteur peut être utilisé avec succès dans des applications biomédicales nécessitant d'étudier les paramètres électriques de l'éthanol dans diverses conditions biomédicales. Ce travail motive l'utilisation des capteurs microfluidiques à base de métamatériaux pour l'identification, la classification et la caractérisation des analytes chimiques et biochimiques. Dans le futur, on espère développer la sensibilité du capteur et à étendre son utilisation au domaine de la détection des tumeurs cancéreuses.
- Amélioration des performances en termes de la sensibilité et de la précision du capteur, un temps d'analyse court, un faible coût et une compatibilité laboratoire sur puce.
- Etudier des capteurs à base de métamatériaux reconfigurable.

Enfin, les métamatériaux dans les applications biomédicales ouvrent un large champ de recherche dans un avenir proche.

Annexe : Etudier la sensibilité du capteur microfluidique proposé.

L'étude de la sensibilité d'un capteur microfluidique consiste à analyser comment ses paramètres de sortie (ex. : fréquence de résonance, amplitude des paramètres S, phase, etc.) varient en fonction des modifications des propriétés du fluide (ex. : permittivité diélectrique).

1. Définition de la sensibilité d'un capteur microfluidique :

La sensibilité **S** est généralement définie comme la variation du signal mesuré par rapport à un paramètre d'intérêt, par exemple la permittivité du fluide εr :

$$s = \frac{\Delta f}{\Delta \varepsilon_r} \qquad \text{Ou :} \qquad s = \frac{\Delta s_{21}}{\Delta \varepsilon_r}$$

Où :

- **f** est la fréquence de résonance,
- **S21** est l'amplitude du paramètre **S**,
- **εr** est la permittivité relative du fluide.

2. Simulation dans HFSS : Étude paramétrique :

❖ Étapes dans **HFSS** pour analyser la sensibilité :

a. Définir un modèle paramétrique :

➢ Modifier la permittivité diélectrique du fluide (en d'autres termes, les concentrations de mélanges eau-éthanol. ex. : 10% - 30% - 50% - 70% - 90% - 100%).

➢ Observer l'effet sur la fréquence de résonance et les paramètres S11, S21.

b. Effectuer des simulations pour plusieurs valeurs de εr :

➢ Enregistrer les valeurs de la fréquence de résonance et des paramètres S.

➢ Exporter les résultats sous forme de fichier TXT.

c. Analyser l'évolution de la fréquence de résonance en fonction de εr.

3. Analyse dans MATLAB : Calcul de la sensibilité :

Après l'exportation des paramètres S, nous pouvons analyser les résultats dans MATLAB.

- **Charger les paramètres S simulés :**

```
clc
clear
load water00.txt
load water10.txt
load water30.txt
load water50.txt
load water70.txt
load water90.txt
load water100.txt
f1=water00(:,1);s1=water00(:,2);
f2=water10(:,1);s2=water10(:,2);
f3=water30(:,1);s3=water30(:,2);
f4=water50(:,1);s4=water50(:,2);
f5=water70(:,1);s5=water70(:,2);
f6=water90(:,1);s6=water90(:,2);
f7=water100(:,1);s7=water100(:,2);
figure
plot(f1,s1,'k-.','linewidth',1.5)
hold on
plot(f2,s2,'b','linewidth',1.5)
plot(f3,s3,'r','linewidth',1.5)
plot(f4,s4,'m','linewidth',1.5)
plot(f5,s5,'g','linewidth',1.5)
plot(f6,s6,'c','linewidth',1.5)
plot(f7,s7,'k','linewidth',1.5)
legend('0% water','10% water','30% water','50% water','70%
water','90% water','100% water')
xlabel('Fréquence  (Ghz)','FontName',...)
'Times New Roman','FontSize',12)%,'FontWeight','bold')
ylabel ('S21   (dB)','FontName',...)
'Times New Roman','FontSize',12)%,'FontWeight','bold')
title ('S21 response of water-ethanol mixture for different
volume fractions ',...
    'FontName','Times New
Roman','FontSize',12);%,'FontWeight','bold')
ylim([-30 0])
xlim([1.5 3])
grid on
```

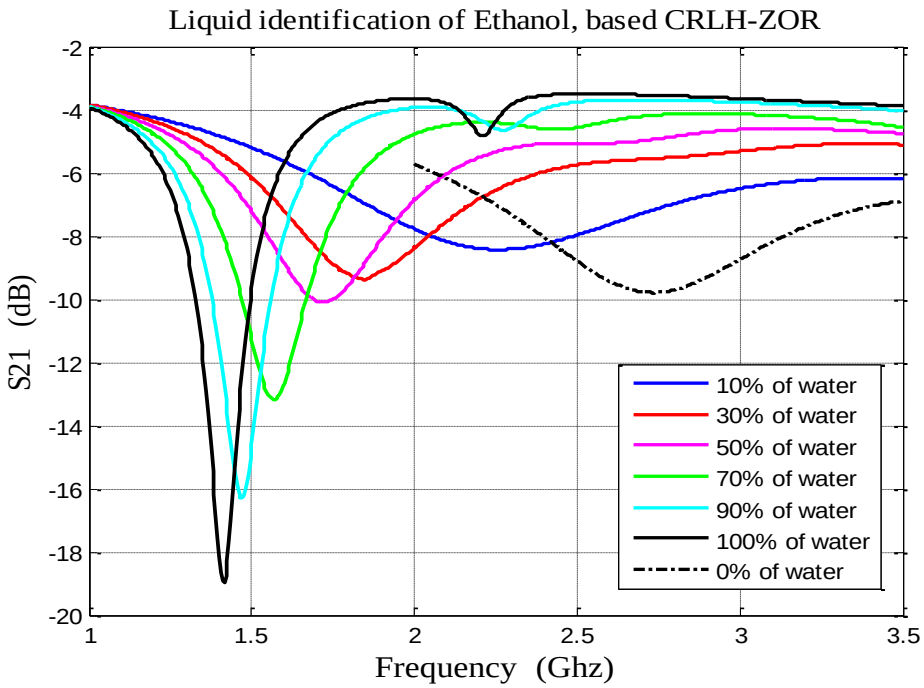


Figure A1 : Représentation du coefficient de transmission **S**21 de la fraction volumique eau-éthanol par MATLAB.

- **Calcul de la sensibilité :**

$$s = \frac{\Delta s_{21}}{\Delta \varepsilon_r}$$

Où : $\Delta \varepsilon_r$ est calculé à partir du tableau : IV. 3.

4. Résultats et interprétation :

- Une sensibilité élevée signifie que le capteur est très réactif aux variations de permittivité du fluide.
- Une faible sensibilité implique que le capteur doit être amélioré (ex. : optimisation de la géométrie, des matériaux).

Liste des publications et conférences

Article de revue:

Hocine Sekkache, Mohamed Lashab, Mounir Belattar, Salim Ouchtati, Chan Hwang See, Yim-Fun Hu, Raed A. Abd-Alhameed. "Microwave sensor for liquid mixture identification based on composite right left hand-zero-order resonator for sensitivity improvement." International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2022; e23337. doi:10.1002/mmce.23337.

https://onlinelibrary.wiley.com/doi/full/10.1002/mmce.23337

Papier de conference:

Hocine Sekkache, Mohamed Lashab. "Study and design of a sensor containing meta-materials, application into biomedical", 2018 International Conference on Advanced Systems and Electric Technologies (IC_ASET), Hammamet, Tunisia, 22-25 March 2018.

https://ieeexplore.ieee.org/document/8379875

Hocine Sekkache, Mohamed Lashab, Salim Ouchtati. "Design of Sensor Based on CRLH for Biomedical Application", Inter Conference on Technological Advances in Electrical Engineering, (ICTAEE'18), in poster session, Skikda, Algeria, 10-12 December 2018.

Hocine Sekkache, Mohamed Lashab, Salim Ouchtati. "Design of Sensor Based on CRLH for Liquid Mixture Application", International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, (ICEECA), Constantine, Algeria, 19-21 November 2019.

https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-981-15-6403-1_91

Mohamed Lashab, **Hocine Sekkache**, Mounir Belattar, Jamal Kosha, WFA Mshwat, Djouablia Linda, Aziza Zermane, Zebiri Chemss Eddine, RA Abd-Alhameed, "A High Sensitivity Sensor Based CRLH and CSRR For Liquid mixture Identification", The 1st International Multi-Disciplinary Conference Theme: Sustainable Development and Smart Planning, IMDC-SDSP 2020.

https://eudl.eu/doi/10.4108/eai.28-6-2020.2298238

Chapitre du livre:

Mohamed Lashab, Mounir Belattar, **Sekkache Hocine** and Halfaya Ahmed "Metamaterial Applications in Modern Antennas", Chapitre du volume édité par Aleksey Kuznetsov: "Metamaterials - History, Current State, Applications, and Perspectives", IntechOpen, 24 December 2022.

https://www.intechopen.com/chapters/85378