

Université Abou Bekr Belkaid
Tlemcen Algérie



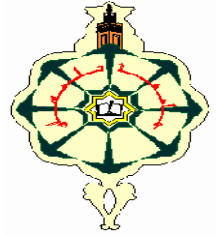
جامعة أبي بكر بلقايد

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITÉ ABOU BEKR BELKAID TLEMEN
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE TÉLÉCOMMUNICATIONS
LABORATOIRE DE TÉLÉCOMMUNICATIONS



Mémoire pour l'obtention du diplôme de

Master en Télécommunications

Option : Photonique et Réseaux Optiques de Télécommunications

(PROTONS)

Thème

*Etude et développement de prototypes d'antennes souples
à base de Métamatériaux*

Présenté par :

BERRIAH AMIN

BELGUIDOUM DJABER

Soutenu le 15 juin 2016 devant le jury composé de :

Président :	Mr S.M MERIAH	Prof, Université de Tlemcen
Examineur:	Mr L.MERAD	MCA, EPST de Tlemcen
Encadreur :	Mr M.BOUSAHLA	MCB, Université de Tlemcen

Année universitaire : 2015-2016

Dédicace

Je dédie ce modeste travail particulièrement :

A mes très chers parents,

Pour leur soutien inconditionnel,

Leur sacrifices, leur tendresse, leur amour infinie,...

A mes sœurs et mes frères

A tous mes amis(es) et mes collègues.

A toute la promotion M2 Protons

A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin.



Berriah Amine

Belguidoum Djaber

REMERCIEMENT

Nous tenons avant tout à remercier « Allah », tout puissant de nous avoir donné la force et la volonté pour achever ce modeste travail.

Nos vifs remerciements, accompagnés de toute notre gratitude, vont tout d'abord à notre encadreur Mr M. BOUSAHLA, pour nous avoir proposé ce sujet et dirigé notre travail, pour son prestigieux aide, sa disponibilité et avis éclairés.

Nous remercions également Mr S.M. MERIAH, Professeur à l'université de Tlemcen pour avoir accepté de présider le jury.

Nous adressons nos remerciements à Mr L. MERAD, Maître de conférence à l'EPST de Tlemcen pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail en acceptant de faire partie du jury.

Nous tenons à remercier particulièrement nos parents ; notre succès demeure de loin le fruit de leurs longues années de sacrifices et d'éducation.

Nous ne pouvons-nous empêcher d'avoir une pensée pour ceux et celles qui ont répondu présents et nous ont offert leur soutien moral dans les moments difficiles et qui étaient à nos côtés pour partager avec nous les moments de joie.

Liste des figures

Figure I.1 : Structure d'une antenne imprimée.	3
Figure I.2 : Différentes formes des patches.	4
Figure I.3 : Diagramme de rayonnement en 3D	4
Figure I.4 : Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes	5
Figure I.5 : Différents états de polarisation d'une onde électromagnétique	7
Figure I.6 : Antenne en mode émetteur	8
Figure I.7 : Alimentation par ligne de transmission	9
Figure I.8 : Alimentation par sonde coaxiale	9
Figure I.9 : Excitation d'un patch sur sa diagonal pour l'obtention d'une polarisation circulaire.....	10
Figure I.10 : Excitation pour un rayonnement à polarisation circulaire	10
Figure II.1 : (a) Trièdre direct (matériaux main droite) et (b) trièdre indirect (matériaux main gauche)	15
Figure II.2 : Propagation d'ondes électromagnétique dans différents milieux.....	16
Figure II.3 : Classes de Matériaux en fonction du signe de la permittivité et la Perméabilité	17
Figure II.4 : (a) Le rouleau suisse (Swiss-Roll) de Pendry. (b) la variation de la perméabilité effective réelle et imaginaire en fonction de la fréquence.....	18
Figure II.5 : La structure rouleau de suisse introduite par Pendry, (a) vue de face et (b) vue de profile	19
Figure II.6 : Résonateur en Anneau Fendu « RAF » (Split Ring Resonator « SRR ») introduit par Pendry.	20
Figure II.7 : Représentation de la perméabilité effective en fonction de la fréquence selon l'équation II.8.....	21
Figure II.8 : (a) Premier Prototype Métamatériau proposé par l'équipe de D.R.Smith (b) prototype amélioré	22

Figure II.9 : Métamatériaux ENG formé par un réseau de tige métallique	23
Figure II.10 : (a) cellule DNG- "SRR+Tige"(b) perméabilité et permittivité de la cellule "SRR+Tige"	24
Figure II.11 : Cellule DNG sous forme de « Ω ».....	24
Figure II.12 : (a) Antenne micro ruban imprimée sur un substrat chargé par des cellules SRRs(Split Ring Resonators) et (b) : coefficient de réflexion de l'antenne avec différents substrats.....	25
Figure III.1 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF carré	28
Figure III.2 : Coefficients de réflexion et transmission en dB: (a) \vec{E} selon l'axe y. (b) \vec{E} selon l'axe z.....	29
Figure III.3 : Partie réelle de la perméabilité avec: (a) \vec{E} suivant y, (b) \vec{E} suivant z.....	30
Figure III.4 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF circulaire	30
Figure III.5 : Coefficients de réflexion et transmission en dB: (a) \vec{E} selon l'axe y. (b) \vec{E} selon l'axe z	31
Figure III.6 : Partie réelle et imaginaire de la perméabilité pour \vec{E} suivant z	32
Figure III.7 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du BC-SRR	33
Figure III.8 : BC-SRR carré avec \vec{E} selon z : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective	33
Figure III.9 : Représentation d'une unité de cellule de BC-SRR circulaire	34
Figure III.10 : BC-SRR circulaire avec \vec{E} selon z : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective	35
Figure III.11 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule d'un RAF en double C	36
Figure III.12 : RAF en double C avec \vec{E} selon z : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective	36
Figure III.13 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule de la forme tige.....	38
Figure III.14 : Tiges métalliques continues de largeur 0,33 mm : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la permittivité effective.....	38

Figure III.15 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du matériau main gauche fait de tige	39
Figure III.16 : Réflexion et Transmission en dB	40
Figure III.17 : (a)Parties réelle et imaginaire des paramètres effectifs. (a) L'indice. (b) L'impédance	40
Figure III.18 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du Résonateur en double « S».....	41
Figure III.19 : Réflexion et transmission en dB du Résonateur en « S ».	42
Figure III.20 : Parties réelle et imaginaire effective du Résonateur en « S ».(a) L'indice .(b) l'impédance.	42
Figure III.21 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule de la forme double « Ω »	43
Figure III.22 : Réflexion et transmission en dB du Résonateur en double « Ω ».....	44
Figure III.23 : Parties réelle et imaginaire effective du Résonateur en « Omega ». (a) L'indice. (b) l'impédance	44
Figure IV.1 : Géométrie de l'antenne patch	46
Figure IV.2 : Coefficient de réflexion de l'antenne patch.	47
Figure IV.3 : Diagramme de rayonnement de l'antenne patch. (a) La directivité. (b) Le gain	48
Figure IV.4 : Géométrie de l'antenne patch	48
Figure IV.5 : Coefficient de réflexion d'un dipôle	49
Figure IV.6 : Diagramme de rayonnement du dipôle. (a) La directivité. (b) Le gain	50
Figure IV.7 : Géométrie de la structure métamatériau	51
Figure IV.8 : Coefficient de réflexion et de transmission de la structure métamatériau	52
Figure IV.9 : Variation des paramètres effectifs. (a) L'indice. (b) L'impédance	52
Figure IV.10 : Géométrie de le CMA	53
Figure IV.11 : Coefficient de réflexion linéaire de CMA	54
Figure IV.12 : Coefficient de réflexion en phase de CMA	54
Figure IV.13 : Réflexion en phase entre l'antenne dipôle et le CMA	55
Figure IV.14 : Variation des paramètres effectifs. (a) L'indice de réfraction. (b) L'impédance	55

Figure IV.15 : Géométrie de l'antenne patch avec MTM	56
Figure IV.16 : Coefficient de réflexion de l'antenne patch seul et avec MTM	56
Figure IV.17 : Diagramme de rayonnement de l'antenne patch avec MTM. (a) La directivité. (b) Le gain	57
Figure IV.18 : Géométrie de l'antenne dipôle avec CMA	58
Figure IV.19: Coefficient de réflexion de l'antenne dipôle seul et avec CMA	58
Figure IV.20 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle avec CMA. (a) La directivité. (b) Le gain	59

Liste des tableaux

Tab I.1 : Les caractéristiques de chacun des types de polarisation..... 7

Tab IV.1 : Dimensions de l'antenne patch 47

Tab IV.2 : Paramètres de l'antenne patch 48

Tab IV.3 : Dimensions de l'antenne dipôle 49

Tab IV.4 : Paramètres de l'antenne dipôle 50

Tab IV.5 : Dimensions de la structure métamatériau 51

Tab IV.6 : Dimensions de la CMA 53

Tab IV.7 : Paramètres de l'antenne patch seul et avec MTM 57

Tab IV.8 : Paramètres de l'antenne dipôle seul et avec CMA 59

Glossaire des termes techniques

- MTM : Métamatériaux
MNG: Magnetic Negative
ENG : Electrical Negative
LHM : Left Handed material
DPS : Double Positive
DNG : Double Negative
MMG : Matériaux Main Gauche
CMA : Conducteur Magnétique Artificiel
BCC : Bande chargée par capacité
RAF : Résonateur en Anneau Fendu
SRR : Split Ring Resonator

Glossaire des symboles

- μ : Perméabilité
 ε : Permittivité
 ω : pulsation angulaire
 ρ : densité des électrons
 λ : Longueur d'onde
 S_{11} : coefficient de réflexion
 S_{21} : coefficient de transmission
 \vec{K} : Vecteur d'onde
 \vec{E} : Vecteur champ électrique
 \vec{H} : Vecteur champ magnétique
 \vec{S} : Vecteur de Poynting
 n : Indice de réfraction
 V_g : vitesse de groupe
 V_φ : vitesse de phase

Table des matières

Introduction Générale	1
Chapitre I : Généralités sur les antennes imprimées	
I.1 Introduction	3
I.2 Définition d'une antenne imprimée.....	3
I.3 Caractéristiques des antennes imprimées	4
I.3.1 Diagramme de rayonnement.....	4
I.3.2 Ouverture de Rayonnante et Rendement	6
I.3.3. Gain d'une antenne	6
I.3.4. Directivité d'une antenne.....	6
1.3.5. Polarisation.....	7
1.3.6. Impédance d'entrée	8
1.3.7.Coefficient du réflexion	8
I.4. Alimentation d'une antenne.....	9
I.5 Avantages et inconvénients	11
1.5.1. Avantages des antennes imprimées.....	11
1.5.2. Inconvénients des antennes imprimées	11
I.6. Conclusion	11
Chapitre II : Etat de l'art sur les Métamatériaux	
II.1 Introduction	12
II.2 Définition des métamatériaux	12
II.3 Origines et développement des métamatériaux.....	12
II.4 Différentes dénomination.	14
II.5. Principes et propriétés	15
II.6. Classification des métamatériaux.....	17
II.6.1 Les Matériaux doublement positifs (DPS)	17
II.6.2 Les Matériaux à perméabilité négative (MNG).....	17
II.6.3 Les Matériaux à permittivité négative (ENG).....	22

II.6.4 Les Matériaux doublement négatifs (DNG).....	23
II.7 Application des métamatériaux	25
II.8 conclusion.....	25

Chapitre III : Conception et analyse des éléments constituant les métamatériaux

III.1. Introduction.....	26
III.2. Méthodes de calcul des paramètres effectifs	26
III.2.1. Approche de Smith (Méthode 1).....	26
III.2.2. Approche de NRW (Méthode 2).....	27
III.3. Résonateur à activité magnétique	27
III.3.1. RAF carré (SRR).....	27
III.3.2. RAF circulaire.....	30
III.3.3. BC-SRR carré.....	32
III.3.4. BC-SRR circulaire	34
III.3.5. C-RAF	35
III.4. Résonateur à activité électrique	37
III.4.1. Fil métallique	37
III.5. Résonateur à activités magnétique et électrique	39
III.5.1. Association de fil métallique avec des résonateurs en anneau fendu.....	39
III.5.2. Résonateur en S.....	41
III.5.3. Résonateur en « Ω ».....	43
III.6. Conclusion	45

Chapitre IV : Application des métamatériaux aux environnements des antennes

IV.1. Introduction.....	46
IV.2. Présentation des antennes	46
IV.2.1. Antennes patch.....	46
IV.2.2. Antennes dipole	48
IV.3. Présentation des métamatériaux appliqués aux antennes	50
IV.3.1. Combinaison de RAF avec BCC	50

Table des matières

IV.3.2. Conducteur magnétique artificiel (CMA).....	53
IV.4. Application des métamatériaux aux antennes.....	56
IV.4.1. Application de la MTM à l'antenne patch.....	56
IV.4.2. Application de CMA à l'antenne dipole.....	58
IV.5. Conclusion.....	60
Conclusion générale et perspectives.....	61
Bibliographie.....	62

Introduction générale

Introduction générale

Ces dernières années, les matériaux dits main gauche (Left handed Materials : LHM), appelés aussi métamatériaux, ont été largement étudiés. La caractéristique physique la plus intéressante des matériaux main gauche est l'indice de réfraction négatif. Dans les matériaux ordinaires la permittivité et la perméabilité sont positives à la fois, tandis que, les matériaux main gauche possèdent une permittivité négative ou une perméabilité négative ou les deux sont négatives à la fois. En conséquence l'indice de réfraction est inférieur à zéro, d'où la vitesse de phase et de groupe de l'onde électromagnétique sont de directions opposées.

Les métamatériaux constituent une thématique de recherche prometteuse dans différents domaines, dont en particulier l'électromagnétisme, que ce soit pour des applications circuits (filtres, déphaseurs, etc.) ou pour des applications de rayonnement (antennes, diffraction, furtivité). Il s'agit de matériaux élaborés, constitués d'éléments périodiques de petites tailles (par rapport à la longueur d'onde) et apportant, dans des bandes de fréquence spécifiques, des propriétés particulières différentes de celles de matériaux naturels. Parmi les bénéfiques potentiels de ces structures, citons par exemple la miniaturisation des antennes, l'élargissement de leur bande passante ou la réduction du couplage inter-élément au sein d'un réseau.

L'étude et l'application des structures à base de métamatériaux constituent l'objet principal de ce modeste travail. Notre objectif était d'étudier et de concevoir des métamatériaux appliqués aux antennes. Ce travail propose d'augmenter les performances des antennes en termes de directivité et de gain.

Ce mémoire de master est constitué de quatre chapitres, dont nous donnons une brève description dans les lignes suivantes :

Le premier chapitre est consacré aux rappels théoriques sur les antennes imprimées. Nous présenterons la structure, les caractéristiques et les différentes techniques d'alimentations de ces antennes.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des structures périodiques artificielles appelées dans la littérature « Métamatériaux ». Nous présentons, en premier lieu, la définition ainsi qu'un bref historique des Métamatériaux. Nous distinguons ensuite leur classification

Introduction générale

en termes de paramètres effectifs. Enfin quelques applications des métamatériaux seront illustrées.

Dans le troisième chapitre, nous nous intéressons à l'étude des deux éléments de base qui sont utilisés pour la fabrication d'un milieu présentant simultanément une perméabilité et une permittivité négatives. Différentes structures de résonateurs seront présentées et simulées afin d'extraire les valeurs de la perméabilité et de la permittivité.

Le dernier chapitre est consacré à l'application des métamatériaux pour des antennes. Deux types d'association d'antenne à des résonateurs Métamatériaux de type SRR seront étudiés et présentés.

Enfin, ce document se termine par une conclusion générale et une bibliographie qui comprend les références des ouvrages et les ressources Web relative à notre travail.

**C
H
A
P
I
T
R
E**

I

**Généralité sur les antennes
imprimées**

I.1 Introduction

Le développement des télécommunications, les contrôles et les commandes à distance, ont fait apparaître la nécessité croissante de réaliser des dispositifs micro-ondes peu coûteux et peu encombrants, faisant appel à une technologie simple et économique. Les systèmes micro-ondes à structure micro ruban ont été à l'origine du développement des antennes imprimées qui sont le plus souvent utilisées en réseaux afin d'améliorer leurs performances et de permettre la réalisation de fonctions très particulières.

Dans ce chapitre, nous présentons, en premier lieu, la définition des antennes imprimées. Nous donnerons ensuite leurs caractéristiques ainsi que les différentes techniques d'alimentation. Finalement, nous terminerons ce chapitre en citant les avantages ainsi que les inconvénients de ces antennes.

I.2 Définition d'une antenne imprimée

L'antenne patch, appelée aussi antenne planaire est un type récent d'antenne dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquents. Elle est constituée d'un diélectrique, possédant un plan de masse métallique sur une face. Sur l'autre face, une gravure métallique permet de supporter des courants de surface qui créent le rayonnement électromagnétique (figure I.1). Les courants sont amenés du générateur à l'antenne par une ligne de transmission, or par une sonde coaxiale [1].

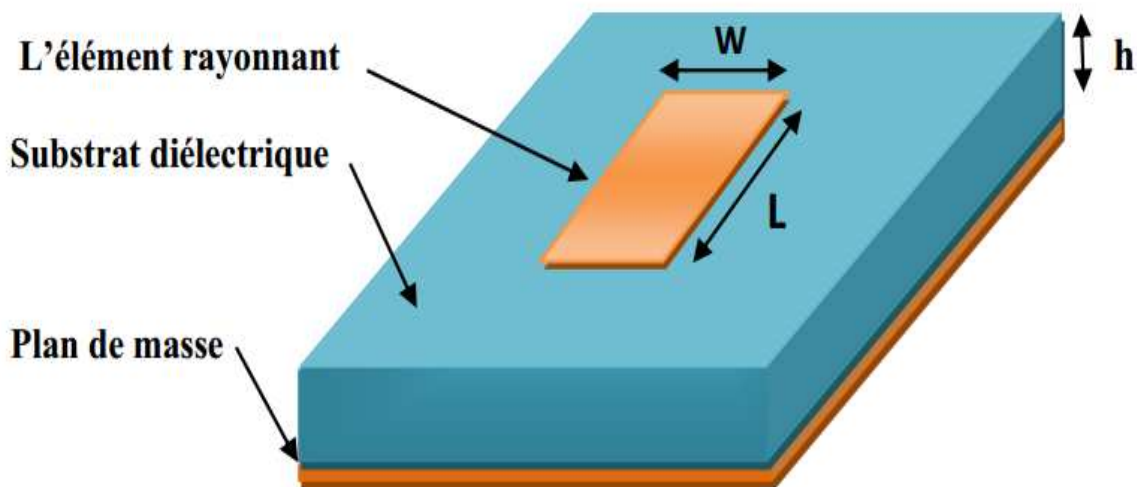


Figure I.1. Structure d'une antenne imprimée.

Les gravures des parties métalliques peuvent prendre des formes très variées (figure I.2) en fonction des objectifs fixés pour la répartition du rayonnement dans l'espace. Ceci donne une grande souplesse de conception [2].

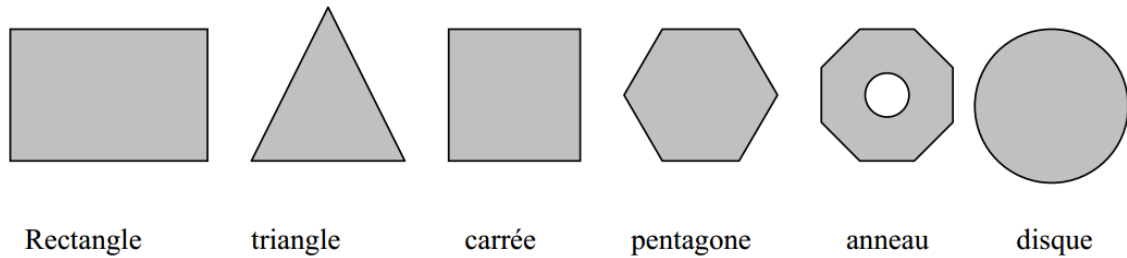


Figure I.2. Différentes formes des patches.

I.3 Caractéristiques des antennes imprimées

I.3.1 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne représente les variations de la puissance que rayonne cette antenne par unité d'angle solide dans les différentes directions de l'espace.

En dehors du cas des antennes omnidirectionnelles dans certains plans, les antennes ne rayonnent pas leur puissance de façon uniforme dans toutes les directions de l'espace. Il y a généralement une direction de rayonnement maximal autour de laquelle se trouve concentrée une grande partie de la puissance rayonnée et des directions secondaires autour desquelles se répartit la fraction de la puissance restante [3].

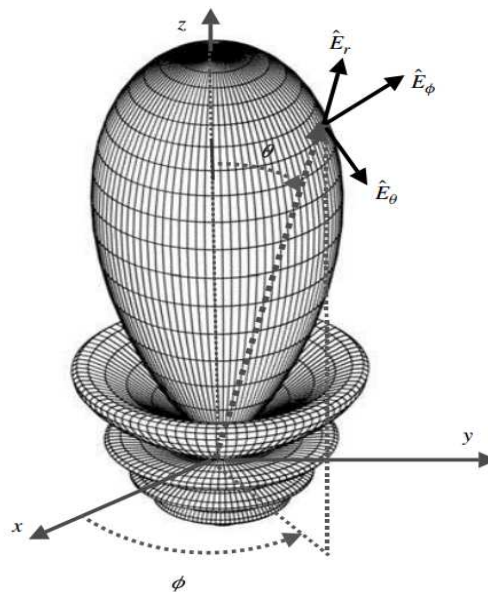


Figure I.3. Diagramme de rayonnement en 3D.

La fonction caractéristique de rayonnement $F(\theta, \phi)$ de l'antenne permet d'avoir une vision globale du rayonnement. Elle est définie comme étant le rapport de la puissance transmise dans une direction donnée $P(\theta, \phi)$ à la puissance P_{\max} de la direction où le rayonnement est maximal.

$$F(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{\max}} \quad (I.1)$$

L'angle d'ouverture est l'angle que font entre elle les deux directions du lobe principal selon les quelles la puissance rayonnée est égale à la moitié de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal. La figure I.4 présente un exemple de diagramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes. L'angle $\Delta\theta$ représente sur ce diagramme l'angle d'ouverture de l'antenne.

Lorsqu'une antenne présente un lobe principal assez fin, la plus grande partie de la puissance rayonnée est à l'intérieure des deux directions à -3dB. L'angle d'ouverture nous donne une idée assez précise sur la finesse du lobe et de la qualité du rayonnement.

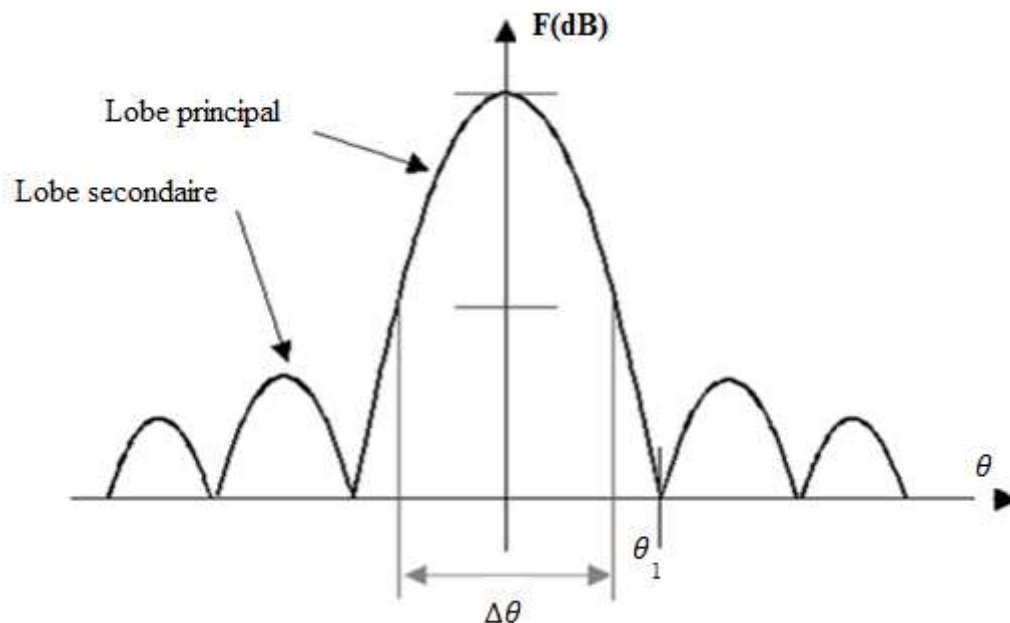


Figure I.4. Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes.

I.3.2. Ouverture rayonnante et Rendement

L'ouverture rayonnante d'une antenne est la surface géométrique rayonnante de cette antenne. C'est aussi la surface qui capte l'énergie des ondes électromagnétiques transmises. La puissance rayonnée par l'antenne est généralement différente de la puissance d'alimentation de l'antenne. On définit alors le rendement η d'une antenne comme étant le rapport entre la puissance totale qu'elle rayonne P et la puissance d'alimentation P_a de cette antenne.

$$\eta = \frac{P}{P_a} \quad (\text{I.2})$$

I.3.3. Gain d'une antenne

La puissance rayonnée par une antenne varie généralement selon la direction considérée. Le gain d'une antenne dans une direction (θ, ϕ) est le rapport de la puissance rayonnée dans cette direction $P(\theta, \phi)$ à la puissance que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide avec la même puissance d'alimentation.

$$G(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_o(\theta, \phi)} \quad (\text{I.3})$$

I.3.4. Directivité d'une antenne

La directivité d'une antenne est le rapport de la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction (θ, ϕ) à la puissance que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide pour une même puissance totale rayonnée.

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{P(\theta, \phi)}{\eta P_a} \quad (\text{I.4})$$

La directivité indique dans quelle directions la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope. La relation entre le gain et la directivité d'une antenne est donnée par l'équation suivante :

$$G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi) \quad (\text{I.5})$$

1.3.5. Polarisation

La polarisation correspond à l'orientation d'un vecteur de champ électrique dans le plan orthogonal par rapport à la direction de la propagation. Si le vecteur champ électrique \vec{E} est toujours orienté dans la même direction, l'onde est polarisée linéairement. Si le vecteur de champ électrique tourne autour de la direction de la propagation, l'onde est polarisée circulairement ou plus généralement elliptiquement.

Dans une antenne le rapport axial est défini comme étant le rapport du grand axe sur le petit axe de l'ellipse de polarisation (figure I.5). Il donne une indication fondamentale sur la polarisation de l'onde qui se propage. Pour une polarisation circulaire de bonne qualité, on fixera un seuil de rapport axial à 3dB.

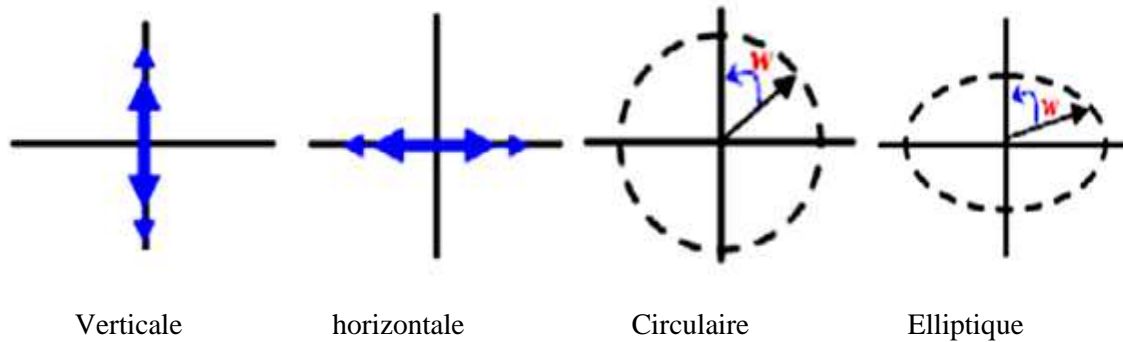


Figure I.5. Différents états de polarisation d'une onde électromagnétique.

Polarisation Horizontale	Polarisation Vertical	Polarisation Circulaire
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Peu de bruit électrique. ➤ Meilleure sensibilité aux signaux faible. ➤ Angle de rayonnement généralement plus élevé par rapport au sol favorisant ainsi de bons contacts locaux. ➤ Grands espaces requis pour le déploiement. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Bruit électrique plus présent dans les bandes haute fréquence. ➤ Optimisation de l'espace occupé par l'antenne. ➤ Nécessite généralement un bon plan de masse. ➤ Plus enclin à causer de l'interférence dans les bandes haute fréquence. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Génère deux polarisations en phase pour éviter les pertes en traversant l'ionosphère et pour composer la rotation des satellites. ➤ Rarement utilisée pour des contacts au sol.

Tab I.1. Les caractéristiques de chacun des types de polarisation.

I.3.6. Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée est définie comme étant l'impédance présentée par une antenne à ses bornes, elle est égale au rapport de la tension V_e sur le courant I_e présenté à l'entrée (Figure I.6).

$$Z = \frac{V_e}{I_e} = R + j.X \quad (I.6)$$

Tel que :

Z : Impédance d'entrée aux bornes a et b.

R: Résistance de l'antenne aux bornes a et b.

X: Réactance de l'antenne aux bornes a et b.

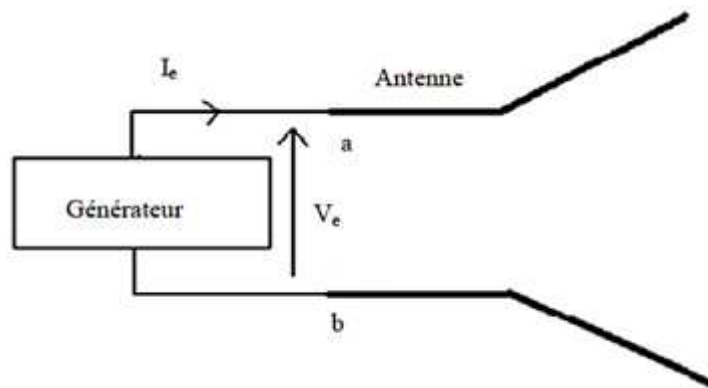


Figure I.6. Antenne en mode émetteur.

I.3.7. Coefficient de réflexion

Quand une antenne d'impédance d'entrée Z_e est alimentée par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 , des réflexions apparaissent aux ports d'entrée représentée par le coefficient de réflexion qui est exprimé par la formule :

$$S_{11} = \frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0} \quad (I.7)$$

Donc le coefficient de réflexion S_{11} est un paramètre qui permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident.

I.4. Alimentation d'une antenne

Concernant l'alimentation, il existe plusieurs méthodes pour transmettre de l'énergie à une antenne. Parmi les plus simples méthodes à réaliser sont celle utilisant une ligne de transmission (figure I.7) ou une sonde coaxiale (figure I.8) [4].

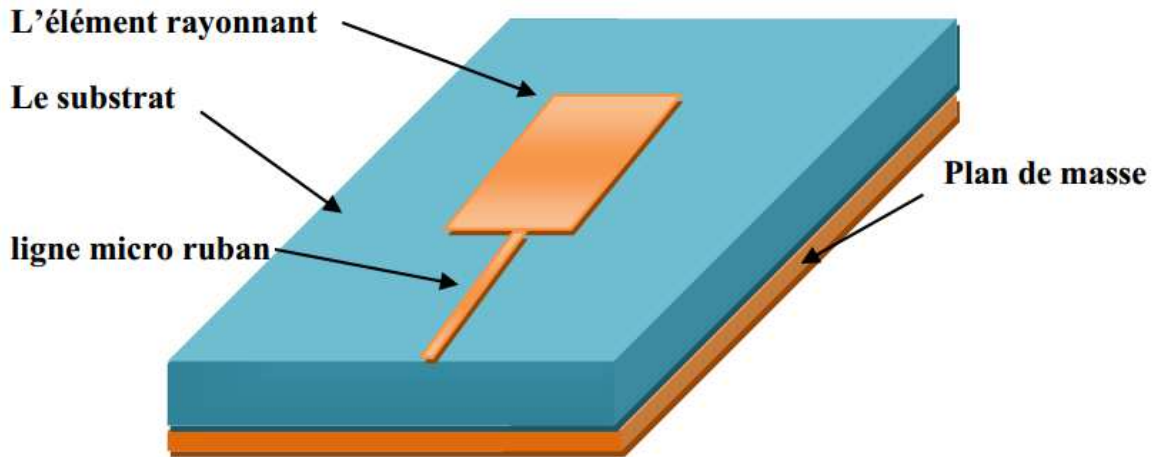


Figure I.7. Alimentation par ligne de transmission.

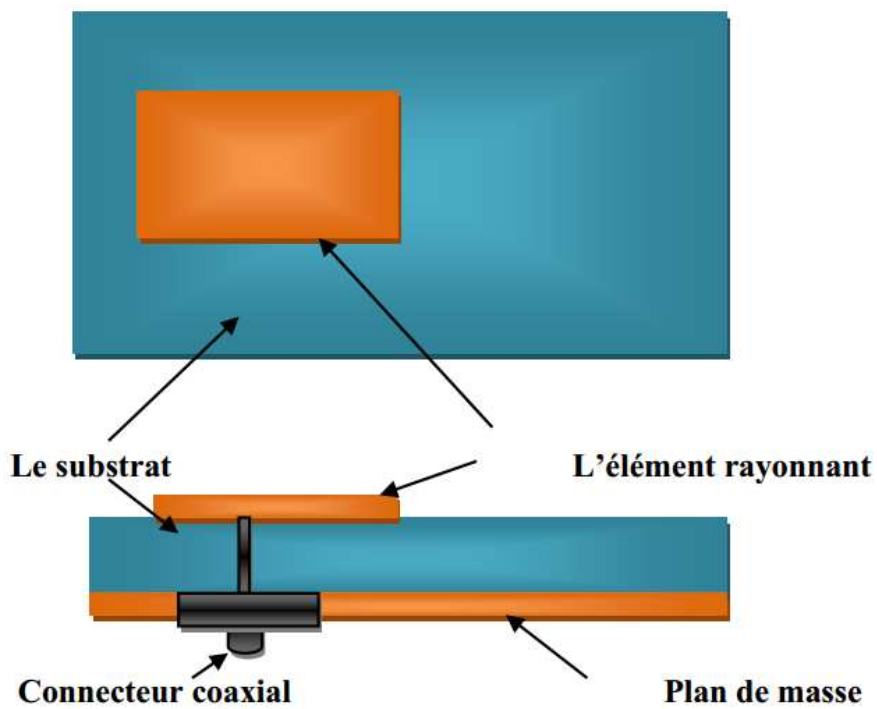


Figure I.8. Alimentation par sonde coaxiale.

Les deux approches utilisent un contact direct avec l'élément rayonnant afin d'induire l'excitation. Ce point de contact ou de d'excitation est ajustable, permettant ainsi au concepteur de contrôler l'adaptation de l'impédance entre l'alimentation et l'antenne et la polarisation. Généralement, pour des alimentations de type contact direct, la meilleure adaptation d'impédance est obtenue quand le point de contact n'est pas centré. Ceci produit une dissymétrie dans l'excitation de l'antenne. Des études ont montré que l'adaptation d'impédance est optimale lorsque le point de contact se trouve à une distance d'un tiers sur l'axe de l'antenne en partant du bord (figure I.8).

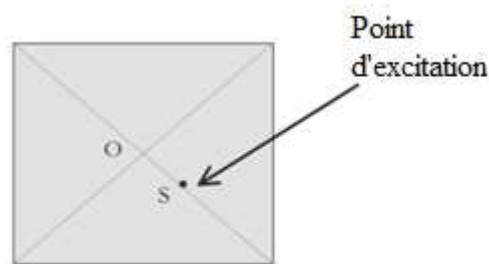


Figure I.9. Excitation d'un patch sur sa diagonale pour l'obtention d'une polarisation circulaire.

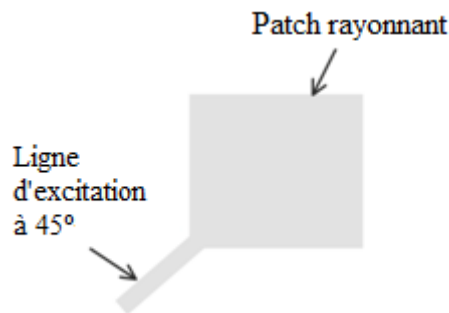


Figure I.10. Excitation pour un rayonnement à polarisation circulaire.

La plupart des temps, la ligne de transmission et la sonde coaxiale sont adaptées à une impédance de 50Ω .

I.5 Avantages et inconvénients

I.5.1 Avantages des antennes imprimées

Les antennes imprimées présentent de nombreux avantages et leurs applications couvrent le large domaine de fréquence : 100 MHz à 100 GHz. Certains avantages sont les suivants :

- Faible poids, encombrement réduite.
- Faible coût de fabrication.
- Polarisation linéaire et circulaire pour les télécommunications.
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

I.5.2 Inconvénients des antennes imprimées

Les inconvénients des antennes imprimées sont :

- Bande passante étroite.
- Faible gain.
- Faibles puissances (quelques dizaines de watts).
- Rayonnement parasite de l'alimentation.

Donc, la conception des antennes doit répondre à des compromis en termes de performances et de complexité de réalisation [5].

I.6. Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de généralités sur les antennes imprimées, leurs caractéristiques, avantages et inconvénients ainsi que leurs techniques d'alimentation les plus utilisées ont alors été présentées.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter les métamatériaux.

**C
H
A
P
I
T
R
E**

II

**Etat de l'art sur les
Métamatériaux**

II.1 Introduction

Dans ce chapitre nous décrivons les structures périodiques artificielles appelées dans la littérature « Métamatériaux ». Nous présentons, en premier lieu, la définition ainsi qu'un bref historique des Métamatériaux. Nous distinguerons ensuite leur classification en termes de paramètres effectifs.

Enfin les différentes applications des Métamatériaux, dans le domaine des antennes et des circuits, seront exposées.

II.2 Définition des Métamatériaux

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

En électromagnétisme, le terme métamatériaux désigne un ensemble des matériaux composites artificiels, il s'agit en général de structures périodiques, diélectriques ou métalliques, qui se comportent comme des matériaux homogènes n'existant pas à l'état naturel [6].

II.3 Origine et développement des métamatériaux

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 faisant concevoir une architecture cellulaire synthétique, tridimensionnelle, périodique pour produire une combinaison optimisée, non disponible dans la nature". En outre, les métamatériaux sont définies comme "matériaux qui gagnent leurs propriétés de leurs structures plutôt que directement de leurs compositions" [7].

Les définitions ci-dessus reflètent certaines propriétés des métamatériaux, mais pas tous. En fait, les métamatériaux sont des composés macroscopiques d'une structure périodique ou non-périodique, dont la fonction est due à l'architecture cellulaire et à la

composition chimique . Si le métamatériau est considéré comme un milieu efficace, il a une condition additionnelle est que la taille de la cellule est plus petite ou égale à la longueur d'onde.

En électromagnétisme, ce nom a été popularisé par les deux articles fondateurs de J.B. Pendry, qui a introduit de manière théorique les deux classes de matériaux à permittivité négative et perméabilité négative [8-9].

Le premier type a été proposé par Notomi et utilise les propriétés d'anisotropie des cristaux photoniques [10]. Dans ce cas, une réfraction négative est obtenue même quand l'indice de réfraction de matériau de base est positif. Le deuxième type est obtenu par une perméabilité et une permittivité simultanément négatives et a été proposé d'après une étude théorique de Veselago en 1967 [11].

Il revient à D.R. Smith le mérite d'avoir associé les deux concepts dans un seul matériau à indice négatif testé expérimentalement pour la première fois en 2000 [12]. Ces premiers travaux ont excité l'imagination des chercheurs du monde entier et une floraison de publications en a suivi. Il faut dire que, en optique, l'enjeu est de taille puisqu'on est allé jusqu'à prédire la naissance d'une nouvelle optique où la résolution des lentilles et des instruments optiques ne serait plus limitée par la diffraction. Cette prédiction a été tempérée depuis, mais elle reste encore valable, étant donné les progrès des nanotechnologies. Des métamatériaux opérant à des longueurs d'onde de 1 et 2 μm ont été proposés [13]. Ils ne correspondent pas encore à l'idéal. Mais ils montrent qu'en peu de temps des dispositifs extrêmement performants ont pu être réalisés et testés. Cela est d'autant plus remarquable que, dans ces structures périodiques, la cellule élémentaire doit être de l'ordre du dixième de la longueur d'onde. Ce qui signifie que, à 1 μm , la cellule a une dimension typique de 100 nm, avec des détails de l'ordre de la dizaine de nanomètres. On est donc dans le domaine des nanotechnologies et les laboratoires susceptibles de réaliser ce type de structure sont peu nombreux, aussi bien en Europe qu'aux États-Unis ou en Asie.

En micro-ondes, l'enjeu est différent. Les applications en télécommunications et en compatibilité électromagnétique dominant, d'où des démarches différentes et une créativité plus grande, car les contraintes technologiques sont moins fortes. Les études se sont focalisées très vite sur le développement d'applications dans le domaine des

filtres, des déphaseurs et des antennes avec une comparaison systématique aux technologies existantes.

II.4 Différentes dénominations

Plusieurs synonymes de MTM (métamatériaux) existent dans la littérature pour désigner les Matériaux main gauche (MMG). Ils se résument comme suit :

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

II.5 Principes et propriétés

Dans le domaine de la physique des matériaux et en particulier en électromagnétisme, un matériau homogène tel que le diélectrique ou le conducteur, peut être caractérisé par ses paramètres intrinsèques constitutifs qui sont la permittivité (ϵ) et la perméabilité (μ), tandis que pour les matériaux non homogènes tels que les Métamatériaux, ils peuvent être caractérisés par des paramètres dits « effectifs », ce qui correspond à un matériau équivalent. Nous notons que leurs permittivités et perméabilités effectives s'écrivent sous la forme suivant μ_{eff} , ϵ_{eff} avec un indice de réfraction :

$$\eta_{eff} = \sqrt{\mu_{eff}} \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (II.1)$$

A l'origine de l'activité électromagnétique et de la périodicité des inclusions formant le Métamatériau, ce dernier peut donner naissance à des paramètres effectifs séparément négatifs ou simultanément négatifs, ce qui est illustré par un $\eta_{eff} < 0$.

L'hypothèse de l'existence de Métamatériau ayant une permittivité ou/et une perméabilité négative a été évoquée en 1968 par V. G. Veselago. Ce type de matériau est qualifié de matériau à main gauche (Left-Handed Materials « LHM ») du fait que le vecteur d'onde \vec{k} et le vecteur de Poynting \vec{S} sont antiparallèles et le trièdre formé par les vecteurs, \vec{E} , \vec{H} et \vec{k} est en effet indirect (Figure II.1).

Lorsque ϵ et μ sont positifs le trièdre est direct ; par contre, si ces paramètres changent de signe le trièdre devient indirect.

$$\left. \begin{aligned} \vec{k} \times \vec{E} &= \omega\mu\vec{H} \\ \vec{k} \times \vec{H} &= \omega\epsilon\vec{E} \end{aligned} \right\}$$

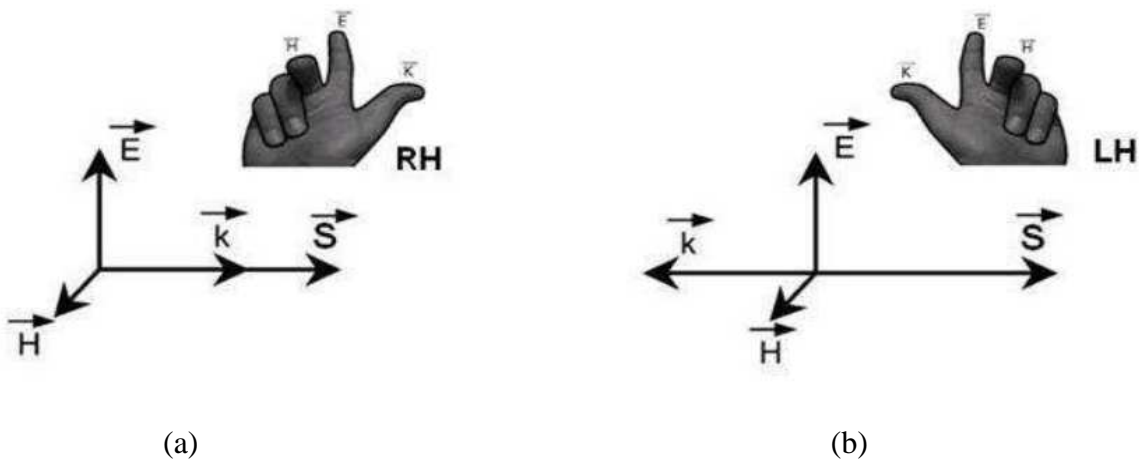


Figure II.1. (a) Trièdre direct (matériaux main droite). (b) trièdre indirect (matériaux main gauche).

- ✓ (a) Le vecteur de Poynting selon l'équation $\vec{S} = 1/2 \vec{E} \times \vec{H}^*$ à un sens opposé que celui du vecteur d'onde \vec{k} . Veselago avait souligné que la permittivité et la perméabilité du milieu main gauche doivent être liées à la fréquence du champ électromagnétique excitant, la densité de puissance U serait aussi négative.
- ✓ (b) La vitesse de phase $V_{\phi} = \omega / \beta$, et la vitesse de groupe $V_g = \partial\omega / \partial \beta$ d'une onde électromagnétique se retrouvent opposées.

La vitesse de groupe peut être négative, mais ceci peut engendrer un phénomène d'atténuation. Selon l'équation de la vitesse de phase, la pente de la constante de phase reste positive tandis que le rapport ω / β peut prendre une valeur négative ou positive.

Dans le milieu à main gauche la vitesse de phase négative est schématisée par un phénomène de retro propagation [14]. Selon Veselago ces dites propriétés engendreront l'inversion des lois de la physique classique telles que :

- L'inversion de la loi de Snell-Descartes avec un indice de réfraction négatif.
- L'inversion de l'effet Doppler.
- L'inversion du rayonnement de Cerenkov.

La figure suivante montre la propagation d'une onde électromagnétique dans différents milieux.

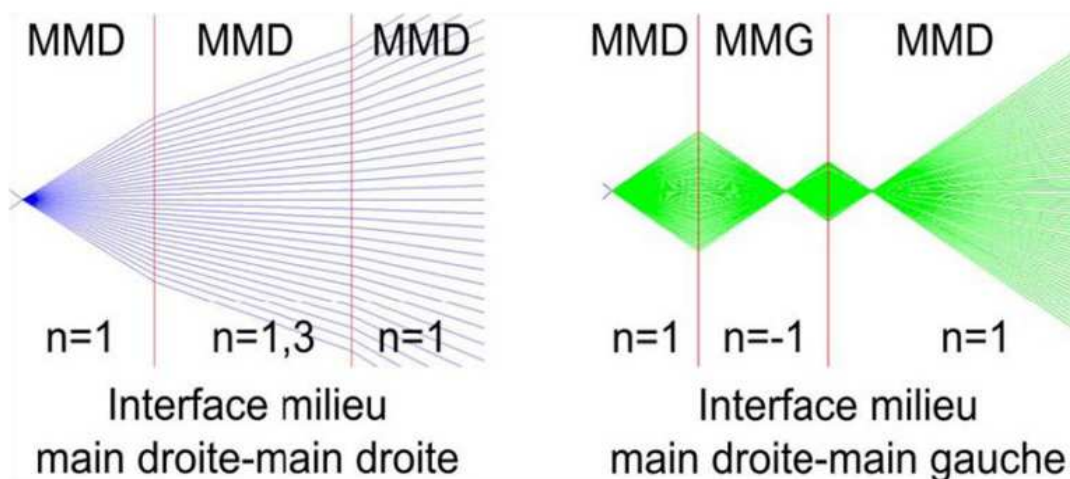


Figure II.2. Propagation d'ondes électromagnétique dans différents milieux.

II.6 Classification des Métamatériaux

Nous distinguons dans le domaine des micro-ondes quatre catégories de matériaux et ceci selon le signe de leur permittivité et perméabilité, comme indiqué dans la figure II.3. Dans le cadre de cette travail, nous mettons l'accent sur la conception et le déploiement des matériaux de type MNG.

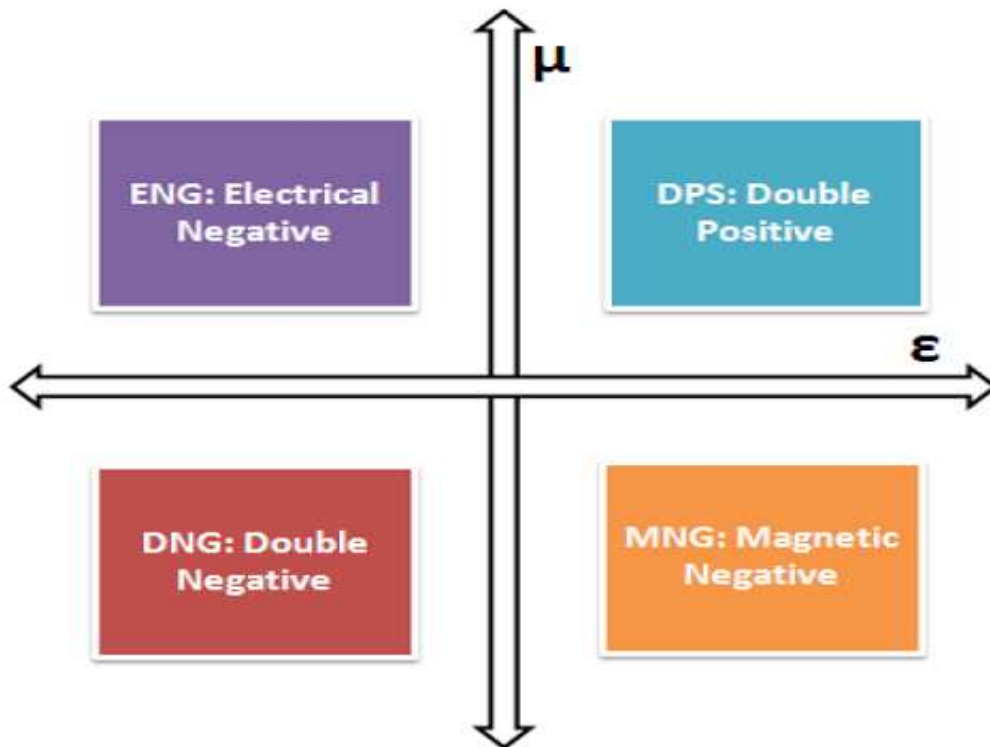


Figure II.3. Classes de Matériaux en fonction du signe de la permittivité et la Perméabilité.

II.6.1 Les Matériaux doublement positifs (DPS)

Les matériaux DPS (Double Positive) sont les matériaux qui présentent des paramètres intrinsèques positifs et non nuls ($\epsilon > 0$ et $\mu > 0$). Les matériaux diélectriques et magnétiques font partie de cette catégorie.

II.6.2 Les Matériaux à perméabilité négative (MNG)

L'idée innovante derrière la mise en place des matériaux à perméabilité négative réalisée par des matériaux ordinaires métallo-diélectrique n'ayant pas forcément une activité magnétique tels que les ferromagnétiques [15], est l'exploitation des courants de conduction générés à la surface des métaux lorsque ceux-ci sont soumis à une onde incidente émanant d'une source électromagnétique. Pour certaines configurations, les courants générés dans le conducteur peuvent être suffisamment importants pour assurer

un phénomène Métamatériau même si la taille des motifs vérifie la condition d'homogénéité ($\ll \lambda$). En 1999, J. Pendry [16] a été le premier à exploiter l'idée en introduisant une configuration originale incluant un réseau de structures métalliques sous la forme d'un rouleau suisse (Swiss-Roll) Figure II.4.

C'est une structure artificielle à résonance magnétique sans avoir recours à un matériau magnétique.

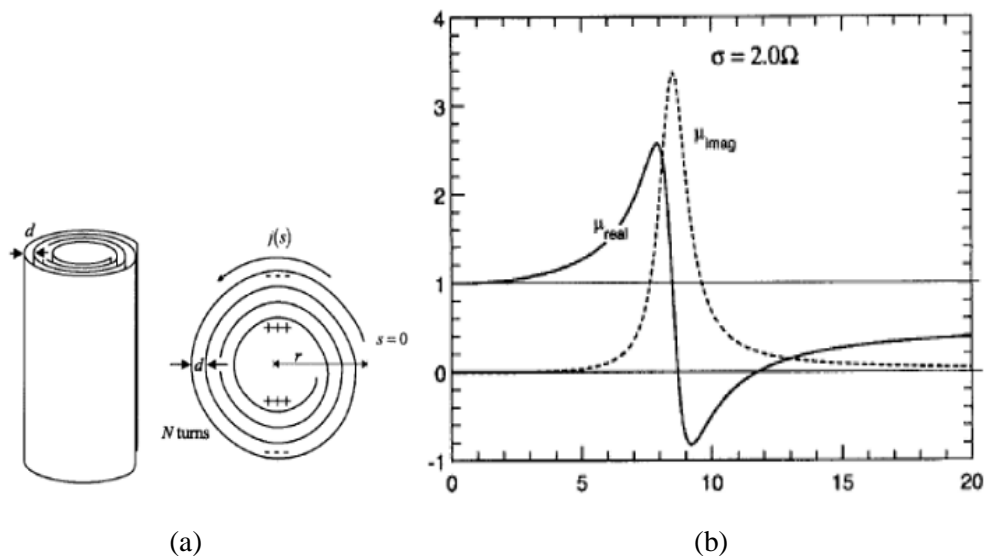


Figure II.4. (a) Le rouleau suisse (Swiss-Roll) de Pendry. (b) la variation de la perméabilité effective réelle et imaginaire en fonction de la fréquence.

Chaque élément unitaire est basé sur un cylindre de rayon R sur lequel est enroulée une spirale conductrice isolée de N tours. L'espacement entre deux tours consécutifs est noté d . Quand un champ magnétique excite la structure, un courant est induit dans le conducteur et une capacité équivalente est créée. La structure (Swiss-Roll) est considérée comme un milieu homogène puisque la plus grande dimension de cette inclusion est très inférieure à la longueur d'onde d'excitation.

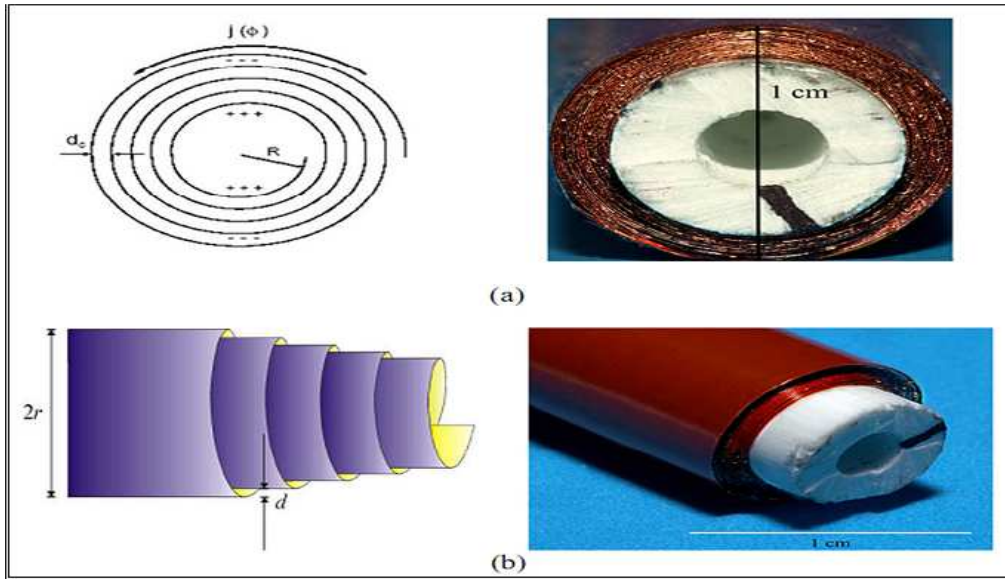


Figure II.5. La structure rouleau de suisse introduite par Pendry, (a) vue de face et (b) vue de profil.

La relation de la perméabilité effective est donnée donc par :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma i}{\omega R \mu_0 (N-1)} - \frac{dC_0^2}{2\pi^2 \omega^2 R^3 (N-1)}} \quad (\text{II.2})$$

Avec

C_0 : La célérité de la lumière dans le vide.

ω : La pulsation angulaire.

σ : la conductivité du métal de la spire.

ε : La permittivité de la matière isolante.

μ_0 : La perméabilité du vide.

F : Le volume de la structure.

Dans le but de remédier aux imperfections de la structure (Swiss-Roll) en termes d'absorption qui est liée au facteur de remplissage. Une optimisation de la structure a été ensuite proposée par la même équipe. Il s'agit de la structure SRR (Split Ring Resonator) (Figure II.5). La structure SRR est composée de deux résonateurs en boucles métalliques imbriquées sous forme de la lettre C. Quand un champ magnétique \vec{H}

est appliqué en parallèle à l'axe des boucles, selon les deux équations (II.3 et II.4), un courant est ensuite induit sur les résonateurs et une activité magnétique apparaît.

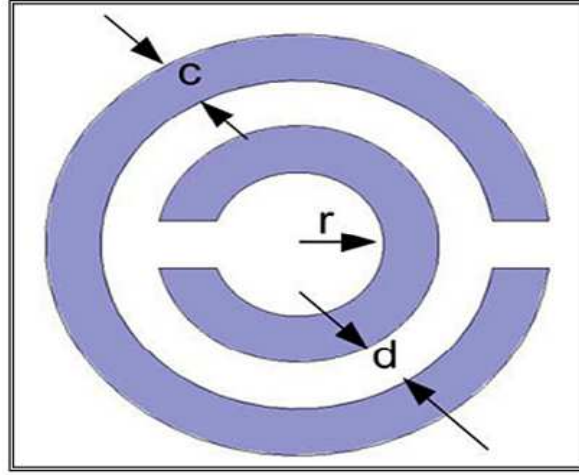


Figure II.6. Résonateur en Anneau Fendu « RAF » (Split Ring Resonator « SRR ») introduit par Pendry.

$$\mathbf{B} = \mu_{\text{eff}} \mu_0 \mathbf{H} \quad (\text{II.3})$$

$$\mathbf{D} = \epsilon_{\text{eff}} \epsilon_0 \quad (\text{II.4})$$

Après le calcul de la force électromotrice f_{em} [17] sur les mailles formées par chacune des deux boucles de la SRR l'expression de la perméabilité effective est donnée par :

$$\mu_{\text{eff}} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma i}{\omega R \mu_0} - \frac{3}{\pi^2 \mu_0 \omega^2 C r^3}} \quad (\text{II.5})$$

F est le volume occupé par une cellule unitaire appartenant au réseau global, r est le rayon de l'anneau interne, a la périodicité du réseau et d est la distance entre deux cellules unitaires adjacentes. Le volume F et la capacité C créée par le gap intra-cellules adjacentes s'écrivent sous les formes suivantes :

$$F = \frac{\pi r^2}{a^2} \quad (\text{II.6})$$

$$F = \frac{\epsilon_0}{d} = \frac{1}{d \mu_0 c_0^2} \quad (\text{II.7})$$

Un développement de l'équation II.5 conduit à une expression de la perméabilité effective simplifiée en fonction principalement de la pulsation de résonance ω_0 et la pulsation du plasma magnétique ω_{pm} :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F}{\omega^2 - \omega_0^2 + i\gamma\omega} \quad (II.8)$$

Les SRRs présentent au dessus de leurs fréquences de résonance une bande étroite pour laquelle la perméabilité passe en dessous de zéro (Figure II.6). Le phénomène Métamatériau magnétique est observé entre la fréquence de résonance ω_0 et la fréquence du plasma magnétique ω_{pm} .

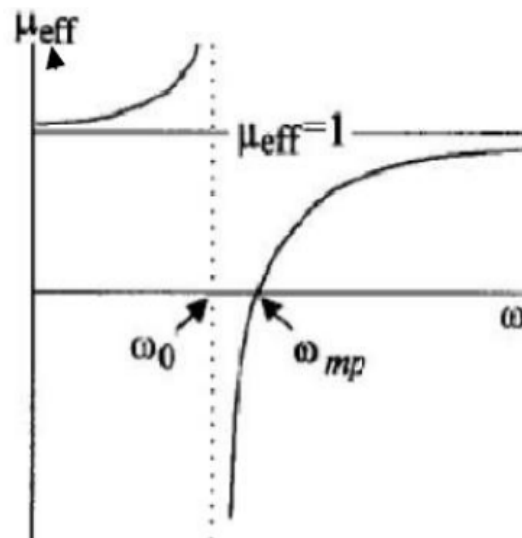


Figure II.7. Représentation de la perméabilité effective en fonction de la fréquence selon l'équation II.8.

En se basant sur les structures originales de J.Pendry, les chercheurs ont espéré alors réaliser et caractériser expérimentalement ces matériaux mystérieux. Et ce n'est qu'en 2001 qu'une structure Métamatériau a vu le jour (Figure II.8). L'équipe de D.R.Smith a réalisé une structure à base d'un réseau de SRR avec des tiges métalliques, elle a ensuite proposé une structure planaire améliorée fonctionnant dans le domaine des micro-ondes (Figure II.8.b) [18-19], pour proposer après une méthodologie de caractérisation expérimentale des propriétés de Métamatériau sur la base de la mesure des paramètres S [20].

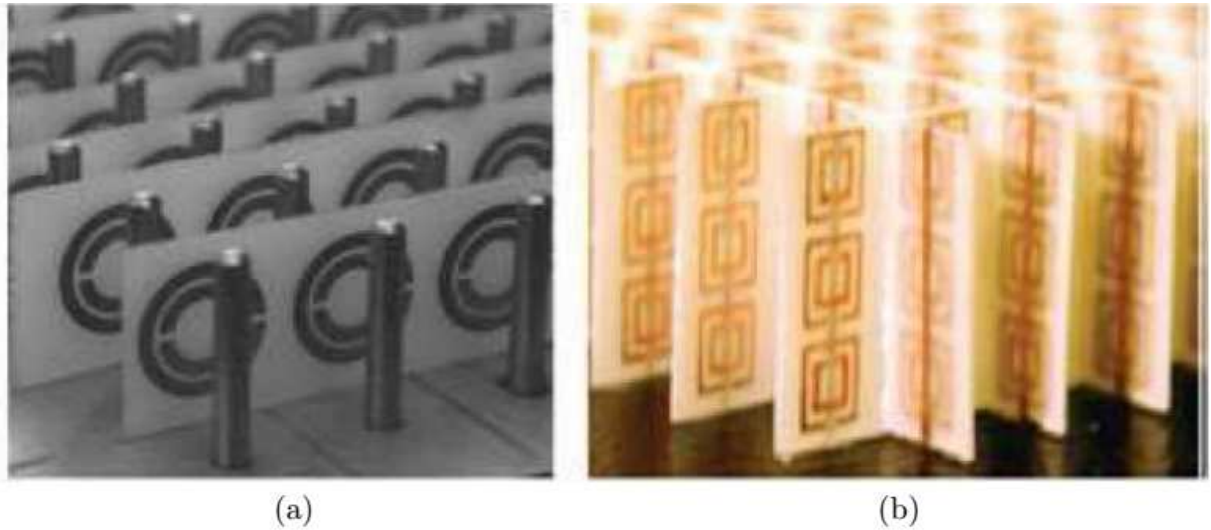


Figure II.8. (a) Premier Prototype Métamatériau proposé par l'équipe de D.R.Smith
(b) prototype amélioré.

II.6.3 Les Matériaux à permittivité négative (ENG)

Selon le modèle de Drude, les métaux ne sont pas des milieux préparatifs à partir d'une certaine fréquence qui est la fréquence Plasma électrique (ω_{pe}). En fait, en dessous de cette fréquence les métaux présentent une permittivité négative.

$$\epsilon_{eff} = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + i\omega\omega_c} \quad (II.9)$$

Avec :

ω_{pe} : la pulsation du plasma électrique

ω_c : la pulsation de collision

J.Pendry, proposa de réaliser un plasma artificiel en diluant le milieu métallique afin d'abaisser sa fréquence plasma et de satisfaire les conditions d'obtention d'une permittivité négative en dessous de l'ordinaire .

Sachant que la fréquence plasma électrique s'écrit sous la forme suivante [20]:

$$\omega_{pe}^2 = \frac{\rho e^2}{\epsilon_0 m_{eff}} \quad (II.10)$$

Avec :

ρ : La densité des électrons.

e : La charge des électrons ;

m_{eff} : La masse effective des électrons.

La démarche consistait à réaliser un réseau d'inclusions métalliques plus lourdes et ayant une densité d'électrons plus faible. La configuration retenue (Figure II.9) se base sur un réseau de tiges métalliques de rayon r , avec un pas du réseau a . La fréquence de plasma pour cette configuration devient :

$$\omega_{pe}^2 = \frac{2\pi c_0^2}{a^2 \ln(a/r)} \quad (\text{II.11})$$

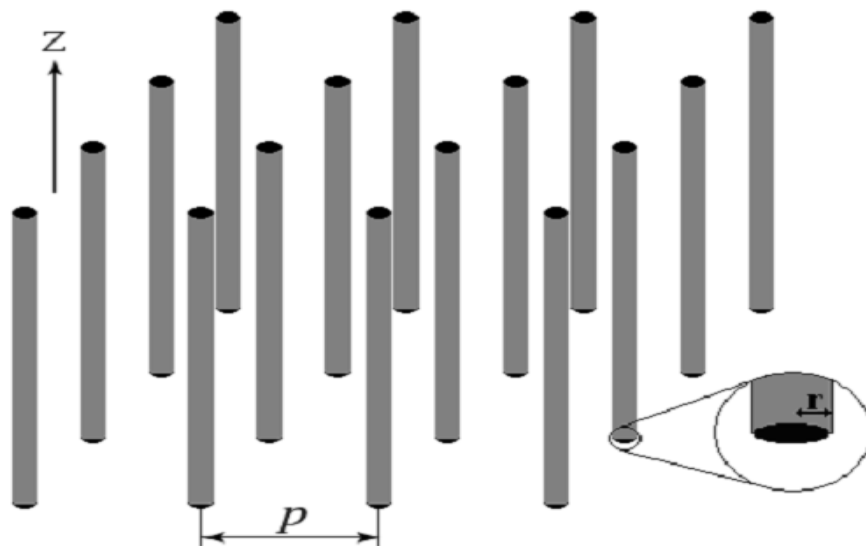


Figure II.9. Métamatériaux ENG formé par un réseau de tige métallique.

II.6.4 Les Matériaux doublement négatifs (DNG)

Les matériaux DNG sont les matériaux ayant simultanément une permittivité et une perméabilité négative, ces Métamatériaux peuvent être réalisés par des cellules << imbriquées >> ou des cellules << combinées >>.

Le premier type imbrique deux cellules unitaires basiques : une cellule de type MNG, et une cellule de type ENG. A la résonance cette cellule composite montre un phénomène doublement négatif, comme exemple de ce type, la cellule (SRR+Tige) réalisée par l'équipe de D.R.Smith (Figure II.10.a). Cette cellule imbrique deux cellules unitaires basiques : la SRR ayant une activité magnétique et le réseau de tiges

responsable de l'activité électrique. A la résonance cette cellule composite montre un phénomène doublement négatif (Figure II.10.b).

Le deuxième type est basé sur un seul motif responsable sur une double activité simultanément. Comme exemple, la cellule DNG ayant l'allure de la lettre grec « Ω » a été introduite par l'équipe de N.Engeta [21] (Figure II.11), et repoussée par H.Griguer [21-22].

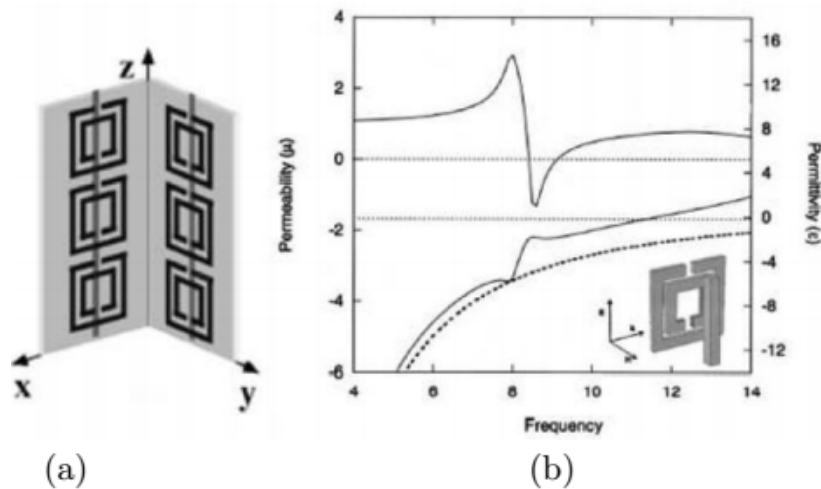


Figure II.10. (a) cellule DNG- "SRR+Tige". (b) perméabilité et permittivité de la cellule "SRR+Tige".

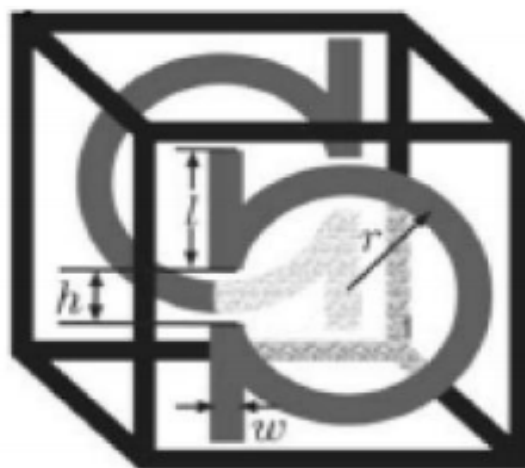


Figure II.11. Cellule DNG sous forme de « Ω ».

II.7 Application des métamatériaux

Le concept de métamatériau est de proposer des applications qui permettraient d'utiliser les métamatériaux dans des dispositifs microondes réels qui auraient alors des performances meilleures que les dispositifs micro-ondes employant des matériaux conventionnels.

Les applications des métamatériaux sont nombreuses (le filtrage, le guidage, la propagation par effet tunnel, la réfraction négative, les superlentilles, l'invisibilité ...). En particulier, ces matériaux pourraient réaliser des circuits plus compacts capable de focaliser les ondes et d'améliorer certains composants comme les filtres et les antennes, citons par exemple la miniaturisation des antennes, l'élargissement de leur bande passante ou la réduction du couplage inter-élément au sein d'un réseau.

L'utilisation des métamatériaux dans les antennes (le but de nos travaux) vise à améliorer leurs caractéristiques, comme le gain et la directivité.

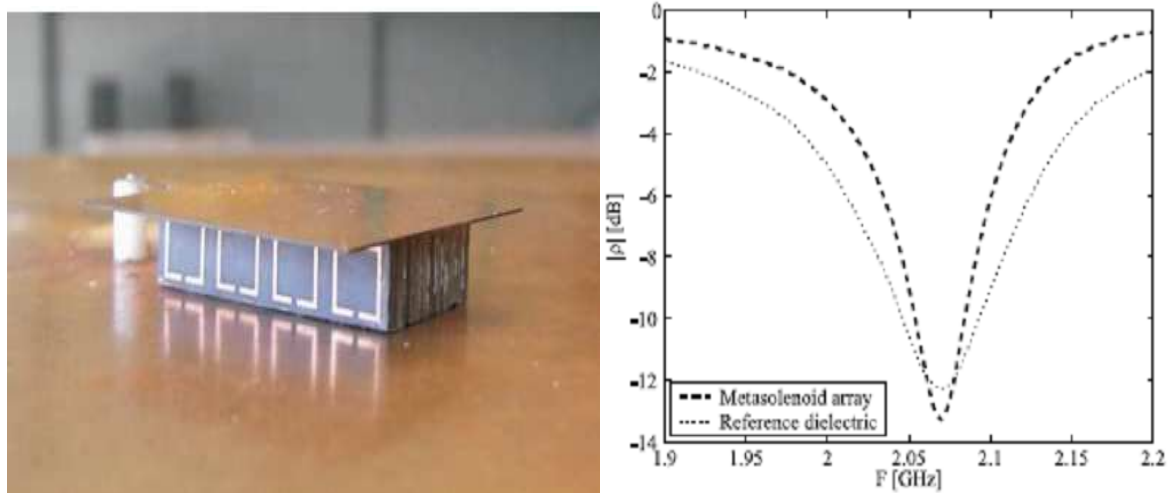


Figure II.12. (a) Antenne micro ruban imprimée sur un substrat chargé par des cellules SRRs(Split Ring Resonators). (b) : coefficient de réflexion de l'antenne avec différents substrats.

II.8 conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les métamatériaux qui ont des propriétés intrinsèques exceptionnelles (permittivité et/ou perméabilité négatives). L'historique, les propriétés ainsi qu'une classification de ces matériaux ont alors été présentées.

D'intéressantes applications basées sur ces métamatériaux dans le domaine de l'optique et de l'antenne ont été déjà proposées.

**C
H
A
P
I
T
R
E**

III

**Conception et analyse des
éléments constituant les
métamatériaux**

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous nous consacrerons à l'étude des différents éléments constituant un métamatériau. Comme nous l'avons vu dans le deuxième chapitre, ce type de milieux main gauche s'obtient par l'association de deux types d'éléments. Le premier constitué de boucles magnétiques, tel que le résonateur en anneau fondu « RAF », permettant d'obtenir une perméabilité négatif, le second constitué d'un réseau de tiges métallique, permet d'obtenir une permittivité négatif.

III.2. Méthodes de calcul des paramètres effectifs

Pour calculer les différents paramètres effectifs des éléments qui vont être étudiés, deux méthodes seront utilisées. La première méthode est de D. R. Smith, S. Schultz [23] qui est basée sur l'utilisation des coefficients de transmission et de réflexion obtenus par des simulations sous le logiciel HFSS d'Ansoft. La seconde est l'approche des Nicholson, Ross et Weir (NRW) [24].

III.2.1. Approche de Smith (Méthode 1)

Le paramètre de transmission S_{21} et le paramètre de réflexion S_{11} sont calculés et extraits pour le calcul de la perméabilité effective et la permittivité effective.

Le coefficient de transmission et l'impédance sont donnés par :

$$S_{21}^{-1} = \left[\cos(nkd) - \frac{i}{2} \left(Z + \frac{1}{Z} \right) \sin(nkd) \right] e^{ikd} \quad (\text{III.1})$$

$$Z = \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (\text{III.2})$$

S_{11} est le rapport entre la puissance de l'onde réfléchié et la puissance de l'onde incidente.

$$S_{11} = \frac{P_{reflechie}}{P_{incidente}} \quad (\text{III.3})$$

L'indice de réfraction est donné par :

$$n = \cos^{-1} \left(\frac{1}{2S_{21}} \left[\frac{1 - (S_{11}^2 - S_{21}^2)}{kd} \right] \right) \quad (\text{III.4})$$

Et par conséquent μ_{eff} et ε_{eff} sont calculées en fonction de z et n comme suit

$$\mu = n \times z \quad (\text{III .5})$$

$$\varepsilon = \frac{n}{z} \quad (\text{III .6})$$

Notons que k est le vecteur d'onde incidente donné par $k = \omega/c$.

Et d est l'épaisseur du matériau.

III.2.2. Approche de NRW (Méthode 2)

Les équations de bases utilisées pour déterminer les paramètres effectifs sont :

$$\varepsilon = \frac{2}{jkd} * \frac{1-v_1}{1+v_1} \quad (\text{III .7})$$

$$\mu = \frac{2}{jkd} * \frac{1-v_2}{1+v_2} \quad (\text{III .8})$$

Où

$$v_1 = S_{21} + S_{11}$$

$$v_2 = S_{21} - S_{11}$$

III.3. Résonateur à activité magnétique

Ce sont des matériaux qui ont un comportement magnétique et qui sont susceptibles de présenter une perméabilité négative dans un spectre donnée, ils sont appelé aussi « résonateur à activité magnétique ».

III.3.1. RAF carré (SRR)

Le Résonateur en Anneau Fendu (RAF) carré ou circulaire introduit par Pendry [8] a été dimensionné pour un fonctionnement en bande X [8,2 GHz ; 12,4 GHz]. Le coté externe du carré est égal à 3 mm, la largeur de la piste en cuivre est de 0,33 mm, la largeur de la coupure des anneaux est de 0,33 mm et l'espacement entre les deux anneaux est de 0,33 mm (figure III.1). Le substrat utilisé pour la simulation est le RO4003C de chez ROGERS qui présente une permittivité relative de 3.38, des pertes tangentielle de l'ordre de 0,0027 et une épaisseur de 0,81 mm. Ce substrat sera aussi utilisé pour la plupart des autres simulations dans ce chapitre.

Pour les simulations réalisées avec le logiciel HFSS, les conditions aux limites sont appliquées. Deux cas peuvent se présenter suivant l'orientation du champ électrique.

- 1^{er} cas : Les murs électriques sont appliqués selon l'axe y et les murs magnétiques selon l'axe x pour avoir une propagation suivant l'axe z.
- 2^{ème} cas : Les murs électriques sont appliqués selon l'axe z et les murs magnétiques selon l'axe x pour avoir une propagation suivant l'axe y.

Les murs électriques et magnétiques sont définis dans le logiciel HFSS par Perfect E et Perfect H. Ainsi, pour l'excitation nous utilisons deux ports d'excitations : Waveport1 et Waveport2. Lors de la simulation, le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux comme le montre la figure III.1.

L'ensemble des résonateurs et le substrat sont mis dans une boîte de rayonnement de dimensions $3,63 \times 3,63 \times 3,63 \text{ mm}^3$. La boîte de radiation est déclarée dans le logiciel HFSS comme Radiation Box.

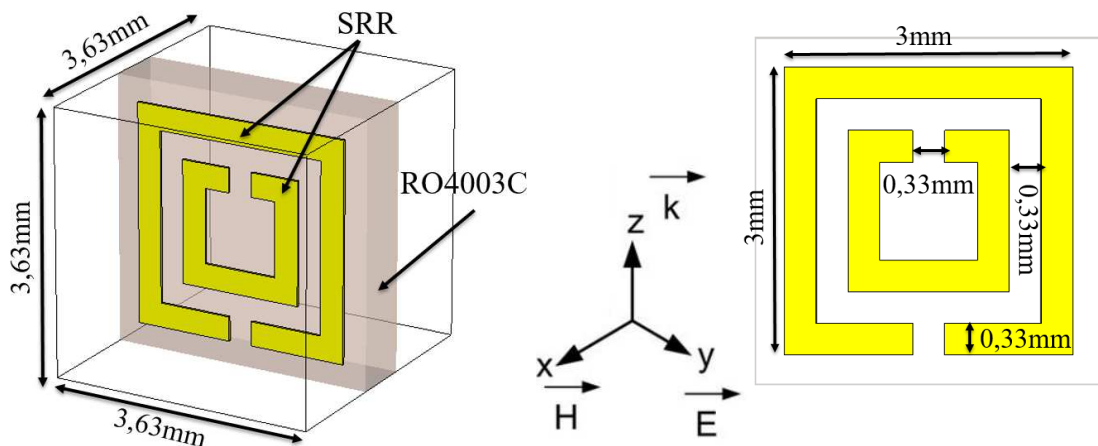


Figure III.1. Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF carré.

La figure III.2 représente les coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} en dB suite à la simulation du RAF carré présenté dans la figure III.1. Nous remarquons que le RAF présente une transmission de -24.38 dB pour une fréquence de 7.0 GHz dans le premier cas où le champ \vec{E} est orienté selon l'axe y. Cette résonance est une résonance magnétique et électrique obtenue suite à une pénétration du champ à travers les anneaux et produit un courant induit circulant sur les anneaux et aussi excite les coupures des anneaux.

Pour le deuxième cas qui présente un champ électrique \vec{E} orienté suivant l'axe z, les résultats de simulation montrent une fréquence de résonance de 6.71 GHz avec une transmission de -23,42 dB.

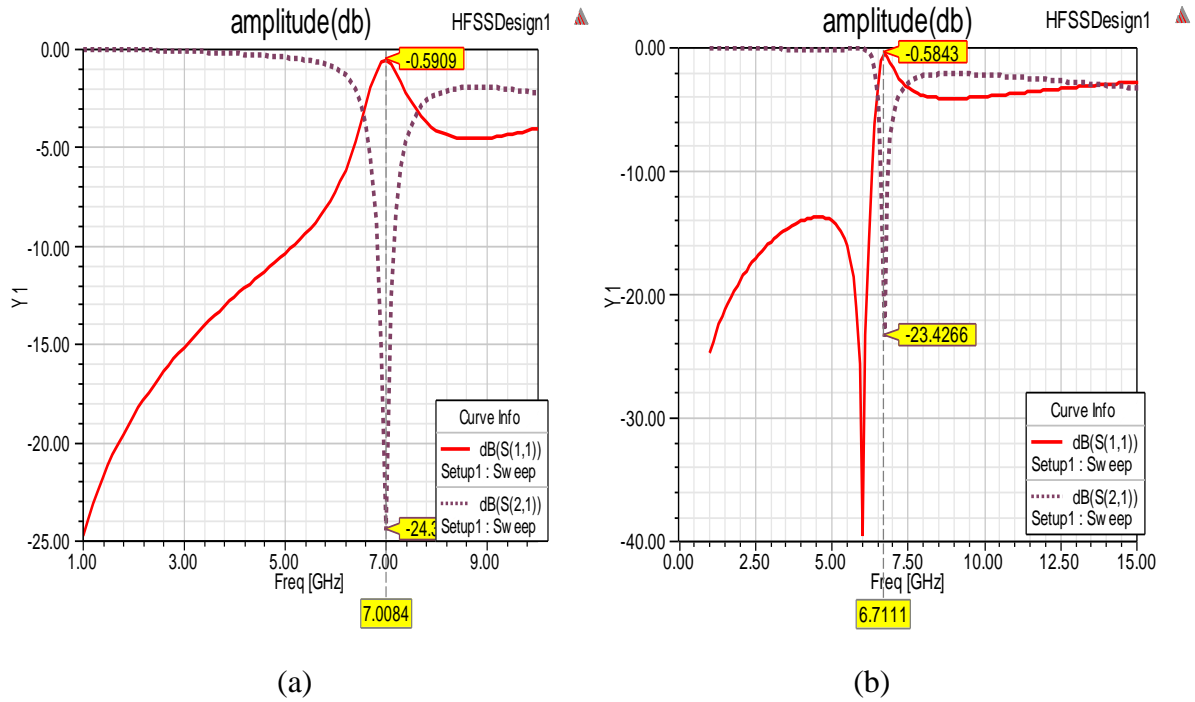


Figure III.2. Coefficients de réflexion et transmission en dB: (a) \vec{E} selon l'axe y. (b) \vec{E} selon l'axe z.

La figure III.3 illustre les variations de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective, associée au RAF carré, calculée par la méthode de Smith à partir de la matrice S. Nous remarquons que la structure simulée présente une partie réelle de la perméabilité négative autour de la fréquence de résonance 7.0 GHz et varie de 0 à -11.09 pour le cas où \vec{E} est orienté suivant z. Cette valeur varie de 0 à -0.5 autour de la fréquence de résonance pour le cas où \vec{E} est orienté suivant y. Alors d'après ces résultats nous constatons que le champ électrique \vec{E} doit être orienté suivant l'axe z.

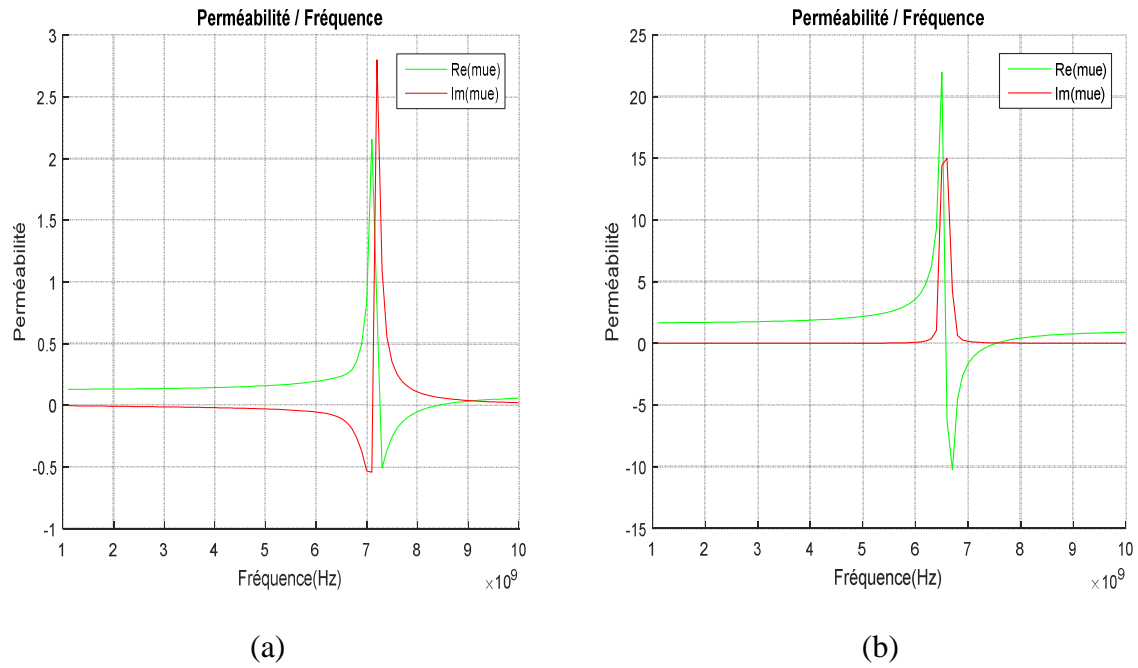


Figure III.3. Partie réelle de la perméabilité avec: (a) \vec{E} suivant y, (b) \vec{E} suivant z.

III.3.2. RAF circulaire

Dans cette partie nous allons présenter un autre motif métallique qui permet d'avoir une perméabilité négative autour de sa fréquence de résonance f_{res} .

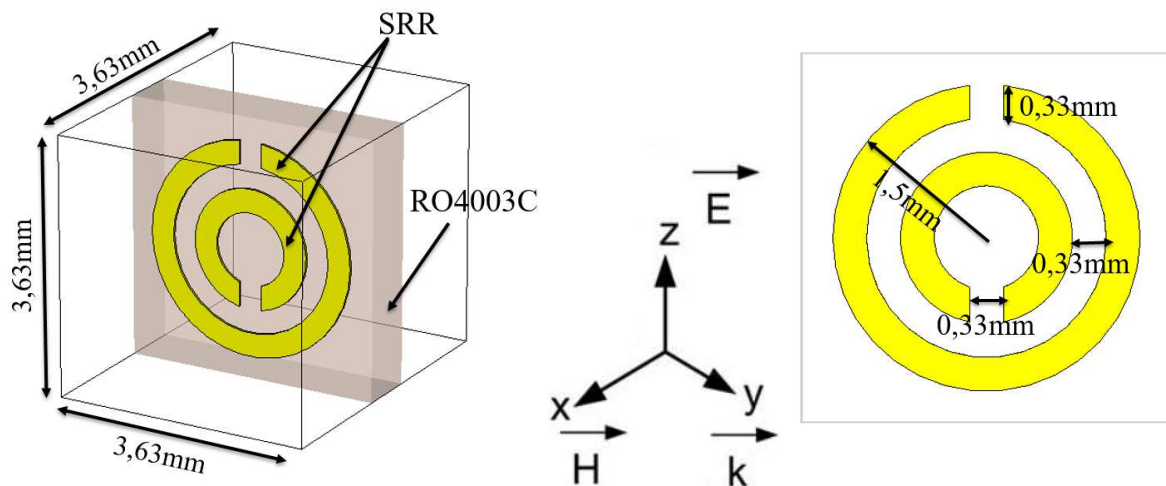


Figure III.4. Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF circulaire.

La figure III.4 présente un résonateur circulaire formé par deux anneaux concentriques de diamètres extérieurs de 3 mm et de 2.34 mm respectivement. Le RAF est déposé sur un substrat de type RO4003C de ROGERS de permittivité relative 3.38 et de pertes tangentielles de 0.00197. Les conditions aux limites sont appliquées, deux cas peuvent aussi se présenter au cours de la simulation en fonction de la polarisation du champ électrique \vec{E} . Le RAF circulaire est aussi dimensionné pour un fonctionnement dans la bande X [8.2 GHz, 12.4 GHz].

La figure III.5(a) présente les coefficients de transmission et de réflexion en dB. Pour le premier cas où le champ électrique \vec{E} est polarisé suivant l'axe y et le vecteur d'onde \vec{K} est orienté suivant l'axe z, cette structure présente une fréquence de résonance de 11.09 GHz et une transmission de -26.95 dB. Pour le deuxième cas, le champ \vec{E} est orienté suivant l'axe z est la propagation se fait suivant l'axe y comme le montre la figure III.5 (b). Dans ce cas le RAF circulaire présente un coefficient de transmission de l'ordre de -23.50 dB avec une fréquence de résonance de 10.61 GHz.

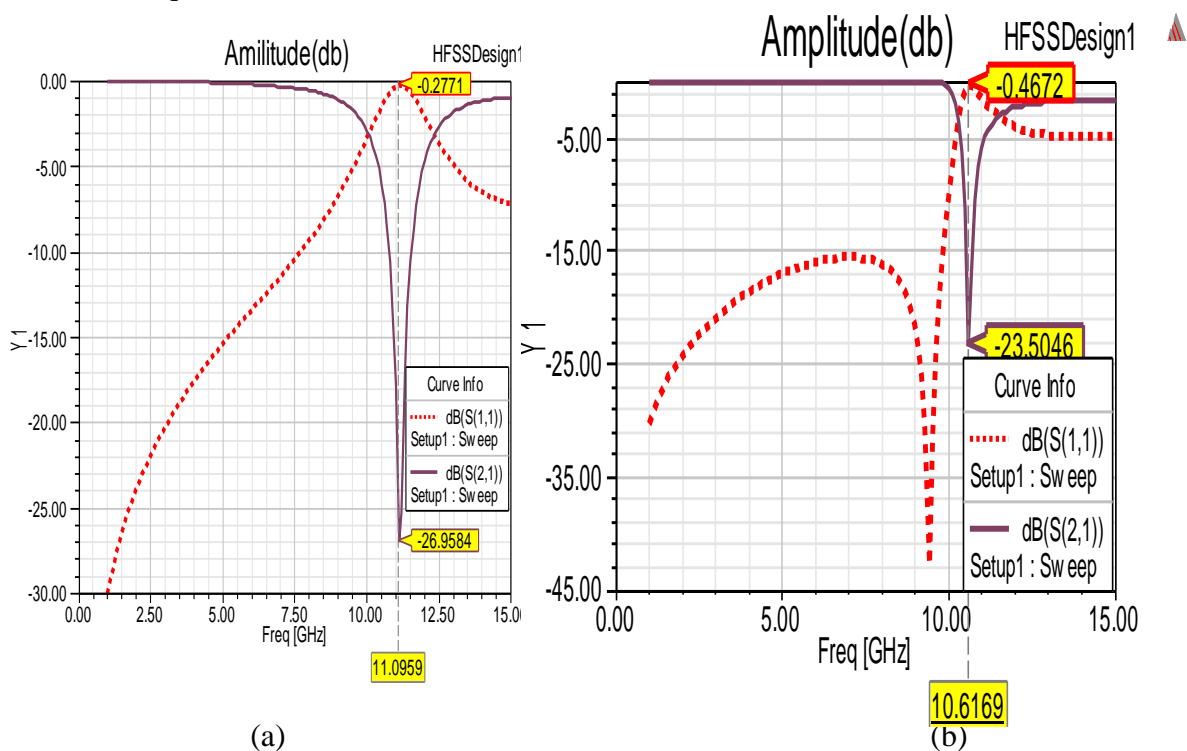


Figure III.5. Coefficients de réflexion et transmission en dB: (a) \vec{E} selon l'axe y. (b) \vec{E} selon l'axe z.

Les parties réelles et imaginaires de la perméabilité effective sont calculées à partir de la matrice S et sont illustrées dans la figure III.6. Nous constatons qu'à la résonance ($f_{res} = 10.61$ GHz), la partie réelle de la perméabilité $Re(\mu_{eff})$ est négative dans une bande étroite et varie de 0 à -5.81, au de-là de cette bande, $Re(\mu_{eff})$ est positive.

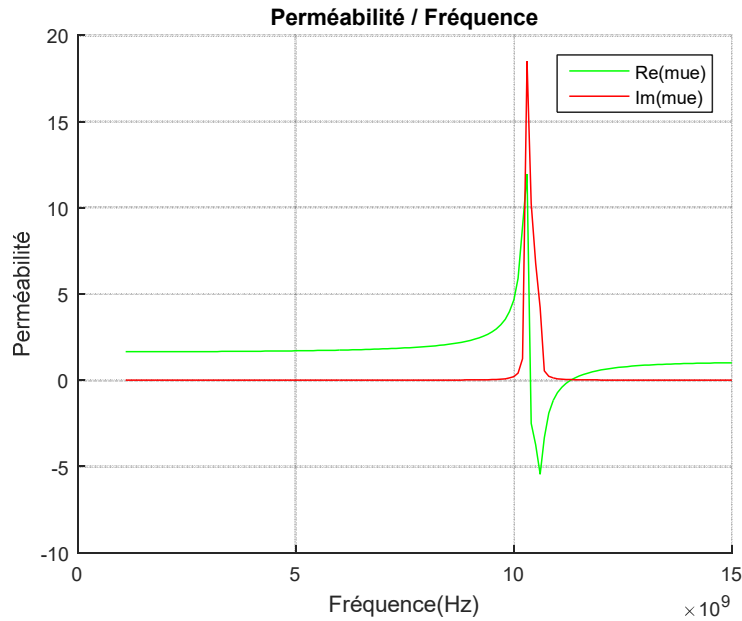


Figure III.6. Partie réelle et imaginaire de la perméabilité pour \vec{E} suivant z.

Tout comme le RAF, ce motif est équivalent à un circuit LC en série, et la fréquence de résonance peut s'écrire alors :

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (III.9)$$

III.3.3. Broadside Coupled SRR « BC-SRR »

Dans [25], Marquès a étudié la bi-anisotropie existant dans les RAFs. Les résonateurs carrés ou circulaires présentent un couplage électromagnétique dans le cas où le vecteur d'onde \vec{K} ne respecte pas la symétrie de la structure. Les motifs introduisaient par Marquès devraient donc éliminer le phénomène de couplage magnéto-électrique. Le résonateur à activité magnétique présenté est appelé donc Broadside Coupled SRR « BC-SRR » qui peut être carré ou circulaire.

La figure III.7 présente une unité de cellule du BC-SRR carré. Notons que le BC-SRR est composé de deux anneaux déposés sur les deux faces du substrat diélectrique chacun.

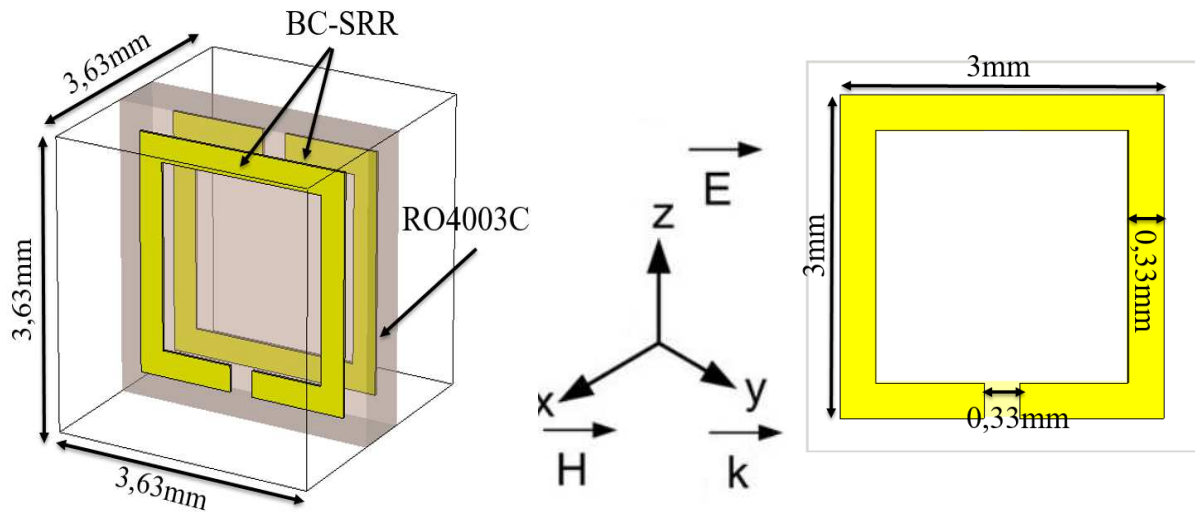


Figure III.7. Représentation et dimensions d'une unité de cellule du BC-SRR.

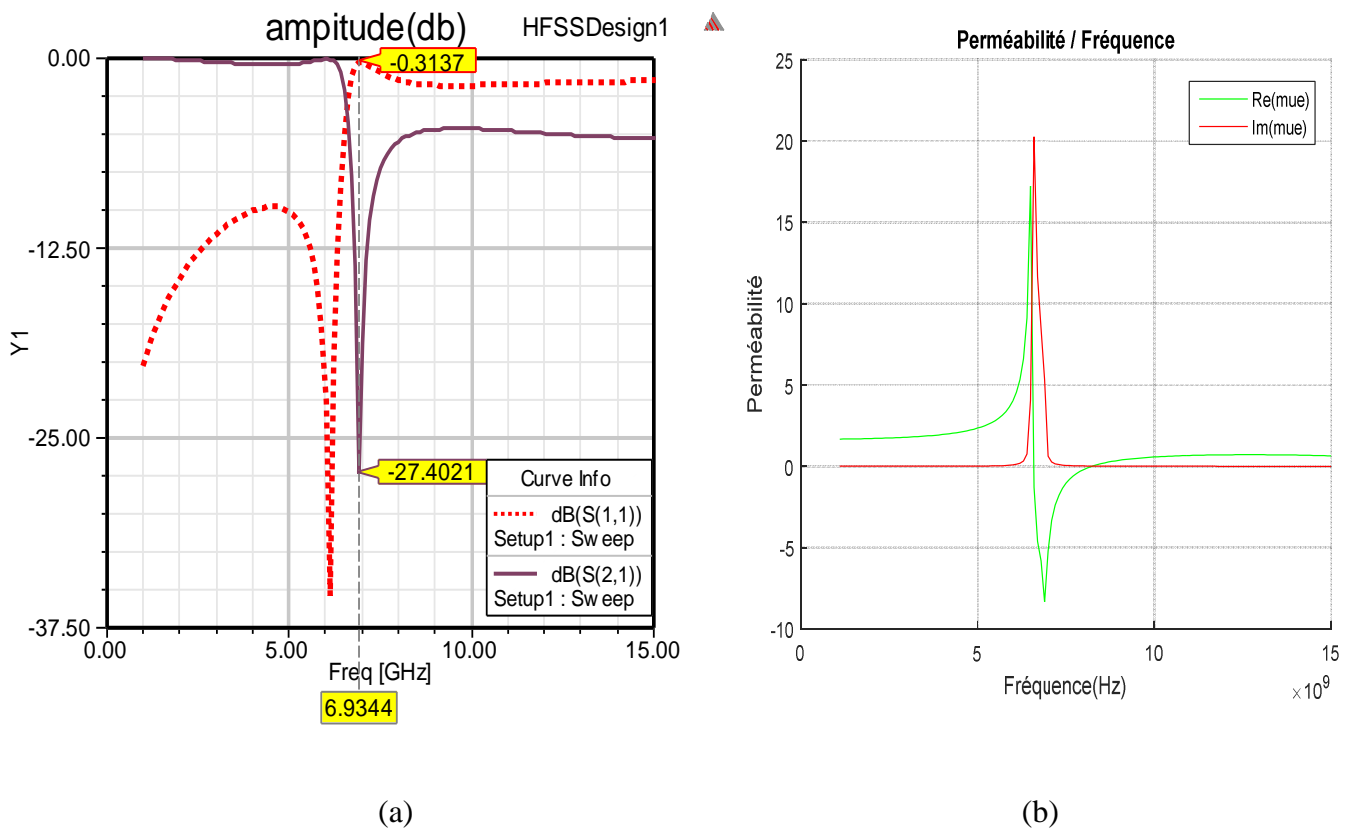


Figure III.8. BC-SRR carré avec \vec{E} selon z : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

La courbe III.8(a) présente les coefficients S_{11} et S_{21} de réflexion et de transmission associés au BC-SRR carré. La structure étudiée présente une transmission de -27.40 dB à une fréquence de résonance de 6.93 GHz.

L'extraction de la partie réelle et imaginaire est illustrée dans la figure III.8(b), nous notons que $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ est négatif autour de la fréquence de résonance et prend une valeur de -8,99 à la $f_{\text{res}} = 6.93$ GHz, en dehors de cette bande $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ est positif.

III.3.4. BC-SRR circulaire

Le BC-SRR circulaire est identique à celui carré, ils ont les mêmes caractéristiques, il est composé de deux anneaux circulaire déposés sur les deux faces du substrat. Les dimensions des anneaux sont celles de la structure étudiée du RAF circulaire (figure III.4). La configuration du BC-SRR circulaire est donnée par la figure III.9.

Les résultats de simulation montrent une transmission de -24.95 dB avec une fréquence de résonance de 9.21 GHz.

Le BC-SRR circulaire est caractérisée aussi par une partie réelle de la perméabilité négative dans une bande étroite autour de la fréquence de résonance qui varie de 0 à -6.92. En dehors de cette bande, la partie réelle de la perméabilité est positive comme le montre la figure III.10(b).

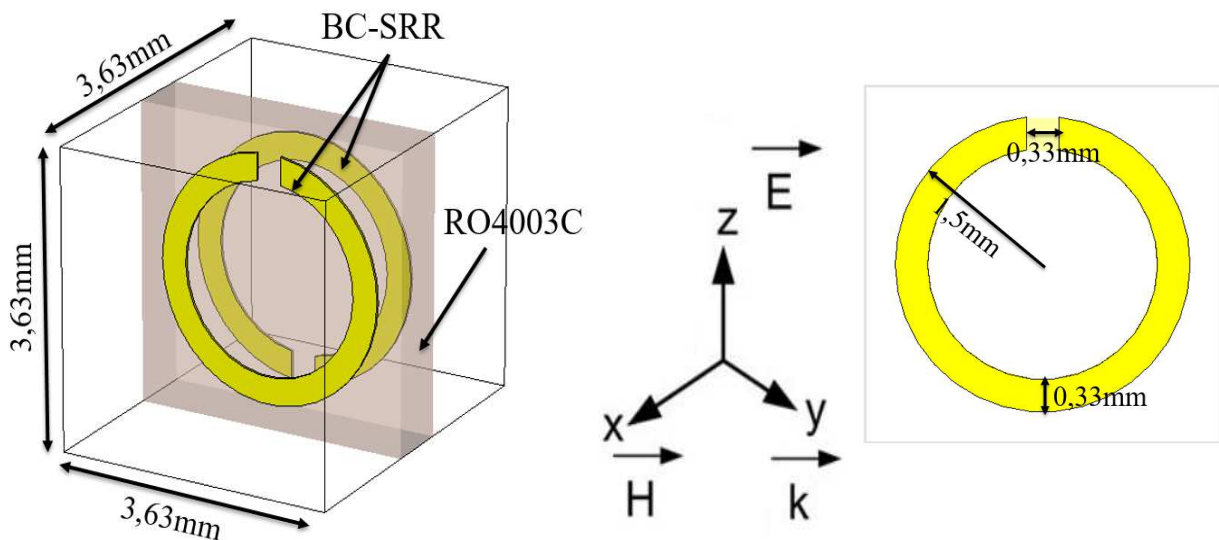


Figure III.9. Représentation d'une unité de cellule de BC-SRR circulaire.

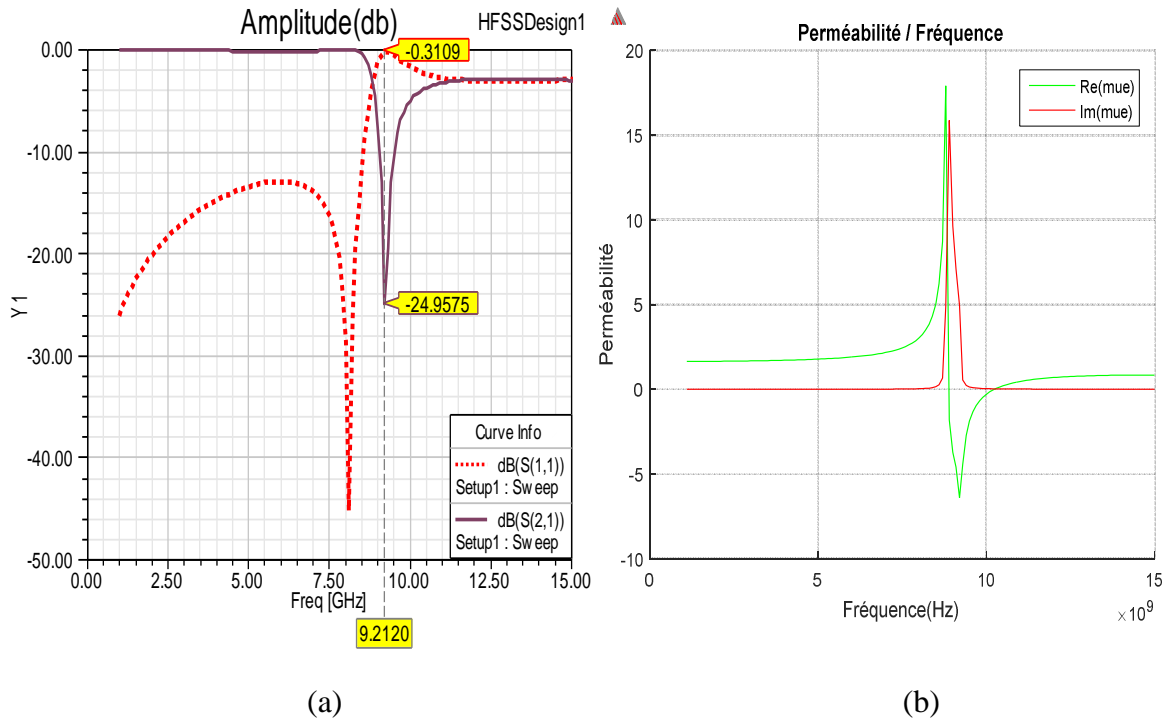


Figure III.10. BC-SRR circulaire avec \vec{E} selon z : (a) Réflexion et transmission en dB.

(b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

III.3.5. C-RAF

La C-RAF ou C-SRR en anglais a été introduite par O'Brien [26]. Cette structure est composée de deux RAFs en C déposés sur une face du substrat comme le montre la figure III.11.

Pour la simulation, nous nous intéressons seulement au cas où le champ électrique \vec{E} est polarisé suivant l'axe z et le vecteur d'onde \vec{K} est suivant l'axe y . Les coefficients de transmission et de réflexion sont présentés dans la figure III.12(a). Nous pouvons noter qu'à la fréquence de résonance $f_{\text{res}}=13.29$, le C-SRR présente une transmission de -24,52dB.

Les variations de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective du C-SRR sont illustrées dans La figure III.12(b), ces paramètres sont calculés par la méthode de Smith. Nous pouvons constater que cette méthode donne une valeur de -3.9 de la partie réelle de la perméabilité à la fréquence de résonance et pour une bande étroite. En dehors de cette bande $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ est positive.

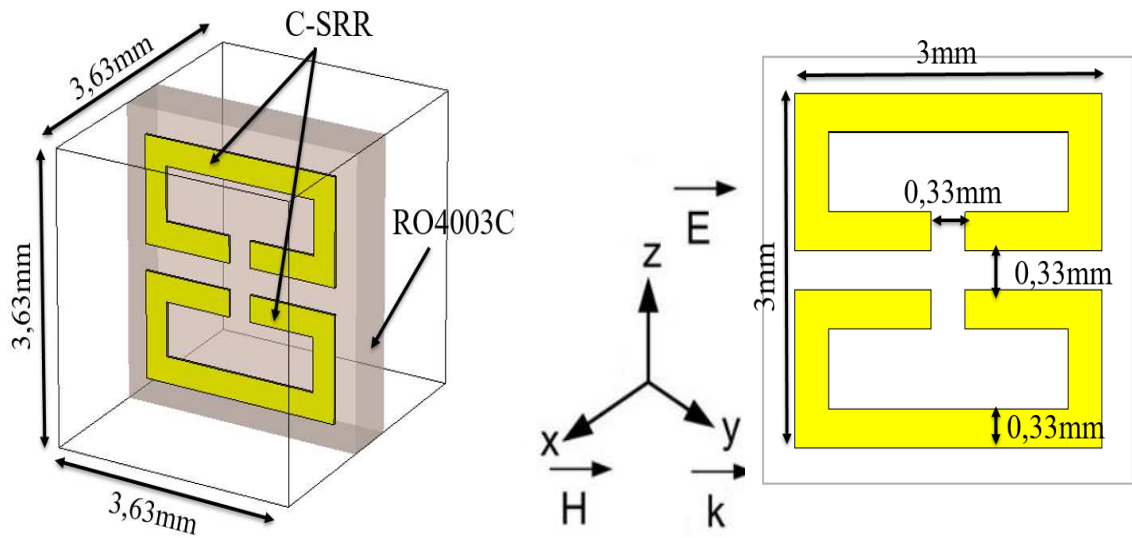


Figure III.11. Représentation et dimensions d'une unité de cellule d'un RAF en double C.

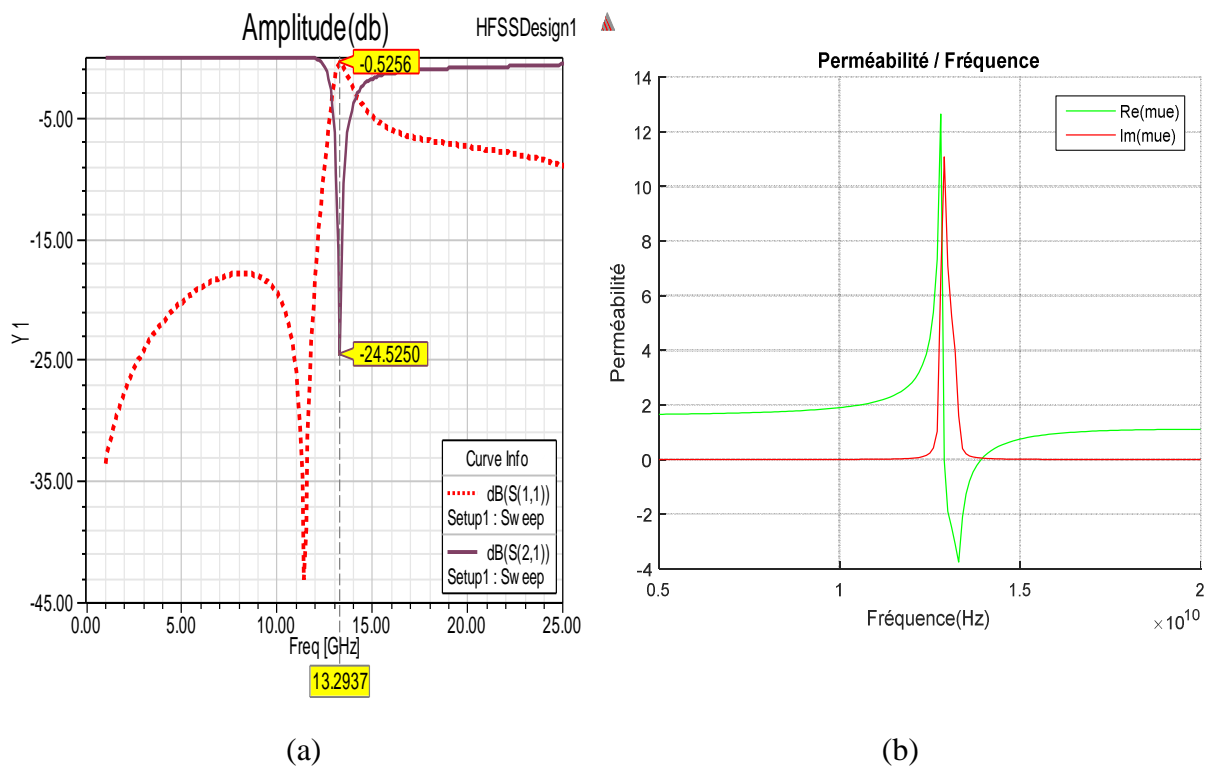


Figure III.12. RAF en double C avec \vec{E} selon z : (a) Réflexion et transmission en dB.

(b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

III.4. Résonateur à activité électrique

Ce sont des matériaux qui ont un comportement électrique et qui sont susceptibles de présenter une permittivité négative dans un spectre donnée, ils sont appelé aussi « résonateur à activité électrique ». Ils ont été largement inspirés par la physique des plasmas.

III.4.1. Fil métallique

Le deuxième motif qui constitue les matériaux main gauche est les fils métalliques. Un réseau de tiges métalliques orientées parallèlement, présente une réponse électromagnétique similaire à celle d'un plasma de faible densité [27] et sont caractérisés par une permittivité effective négative.

Dans cette partie, nous nous intéressons à la simulation d'une unité de cellule d'un fil métallique. Les conditions aux limites sont:

- ✓ Sur les deux faces perpendiculaires à l'axe z on applique les murs électriques.
- ✓ Sur les deux faces perpendiculaires à l'axe x on applique les murs magnétiques.

Pour avoir une permittivité effective négative, le champ électrique \vec{E} est polarisé suivant l'axe z et le vecteur d'onde \vec{K} est suivant l'axe y. Les tiges sont de longueurs 3.63 mm, qui correspond à la hauteur de la boîte de radiation et pour respecter aussi la périodicité, de largeur 0.33 mm qui correspond au gap ou bien à l'ouverture des anneaux des résonateurs à activité magnétiques et sont en cuivre d'épaisseur 35 μm . Pour la simulation, la tige est déposée sur l'une des faces du substrat de permittivité $\epsilon_r = 3.38$ et des pertes tangentielles de l'ordre de 0.00197. La boîte de radiation est de dimensions 3, 63 \times 3, 63 \times 3, 63 mm³.

La figure III.13 présente une unité de cellule d'une tige métallique continue. La figure III.14 présente l'allure des coefficients de transmission et de réflexion associé à la tige. Nous constatons que le fil métallique étudié présente une fréquence plasma de 19,57 GHz et la structure présente une transmission de type passe haut. Nous pouvons constater aussi d'après la figure III.14 qu'au dessous de la fréquence plasma, la structure étudiée présente une réjection totale.

La figure III.14(b) illustre les parties réelles et imaginaires de la permittivité calculées en se basant sur la matrice S. Nous notons que la structure étudiée présente

une valeur négative de la permittivité effective pour la bande de fréquence en dessous de la fréquence plasma.

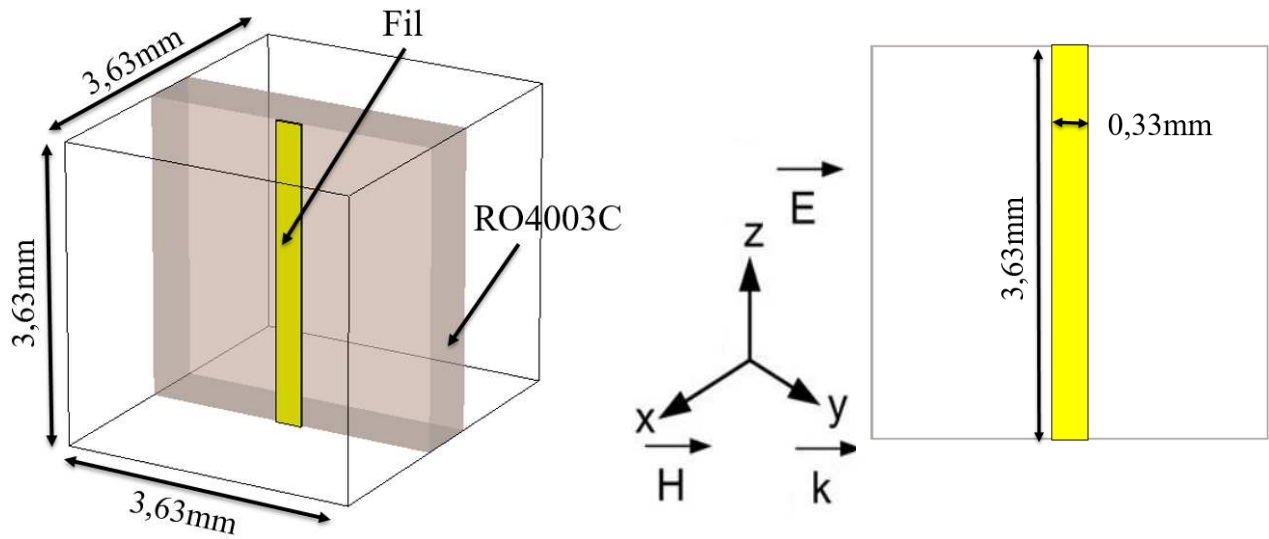


Figure III.13. Représentation et dimensions d'une unité de cellule de la forme tige.

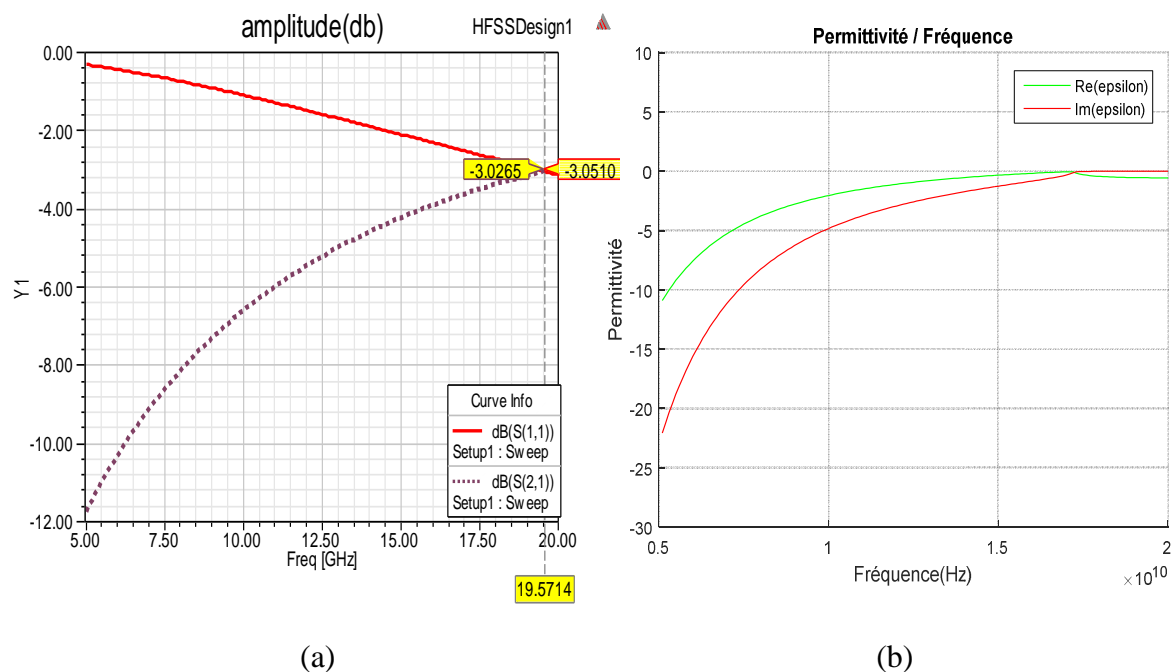


Figure III.14. Tiges métalliques continues de largeur 0,33 mm : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la permittivité effective.

III.5. Résonateur à activités magnétique et électrique

Ce sont des métamatériaux qui ont un comportement électrique et un comportement magnétique et qui sont susceptibles de présenter une permittivité et une perméabilité et un indice de réfraction simultanément négatives dans un spectre donnée, ils sont appelé aussi « résonateur à activités magnéto-électrique ».

III.5.1. Association de fil métallique avec des résonateurs en anneau fendu

La structure simulée est un assemblage de deux réseaux périodiques constitués de tige métallique et de résonateur RAF circulaire [28-29]. Le réseau de RAF permet d'avoir une perméabilité négative alors que le réseau de fil est caractérisé par une permittivité négative.

L'assemblage de ces deux réseaux contribue à avoir une permittivité et une perméabilité négatives à la fois dans une fréquence précise.

La figure III.15 illustre l'unité de cellule du réseau étudié. Le champ magnétique \vec{H} est orienté suivant l'axe x pour que le champ puisse pénétrer à travers les anneaux, le champ électrique \vec{E} est suivant l'axe z et doit être parallèle à l'axe de tige afin de l'exciter pour avoir une permittivité négative au dessous de la fréquence plasma et la propagation s'effectue suivant l'axe y.

L'ensemble des résonateurs, RAF et tige sont mis dans une boîte de rayonnement de dimensions $3,63 \times 3,63 \times 3,63 \text{ mm}^3$.

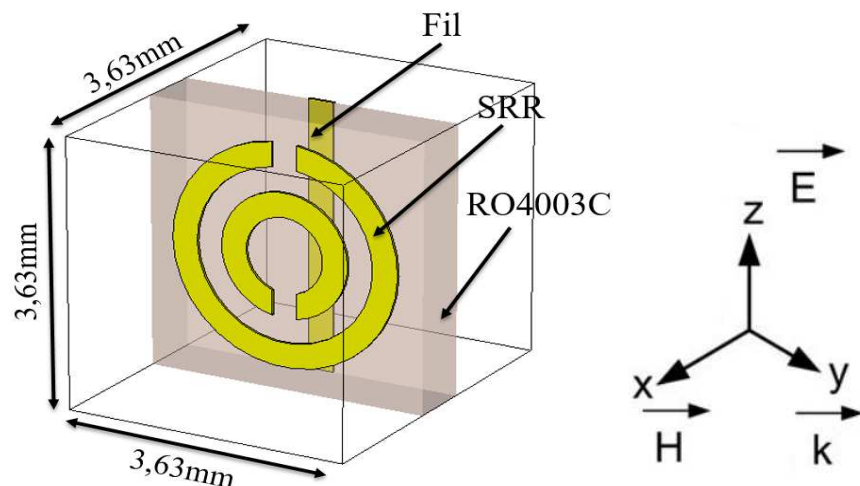


Figure III.15. Représentation et dimensions d'une unité de cellule du matériau main gauche fait de tige.

L'analyse fréquentielle des paramètres S_{11} et S_{21} (coefficients de réflexion et de transmission) montre un pic de résonance à 10.20 GHz et une transmission de -26 dB à faible bande comme le montre la figure III.16 .

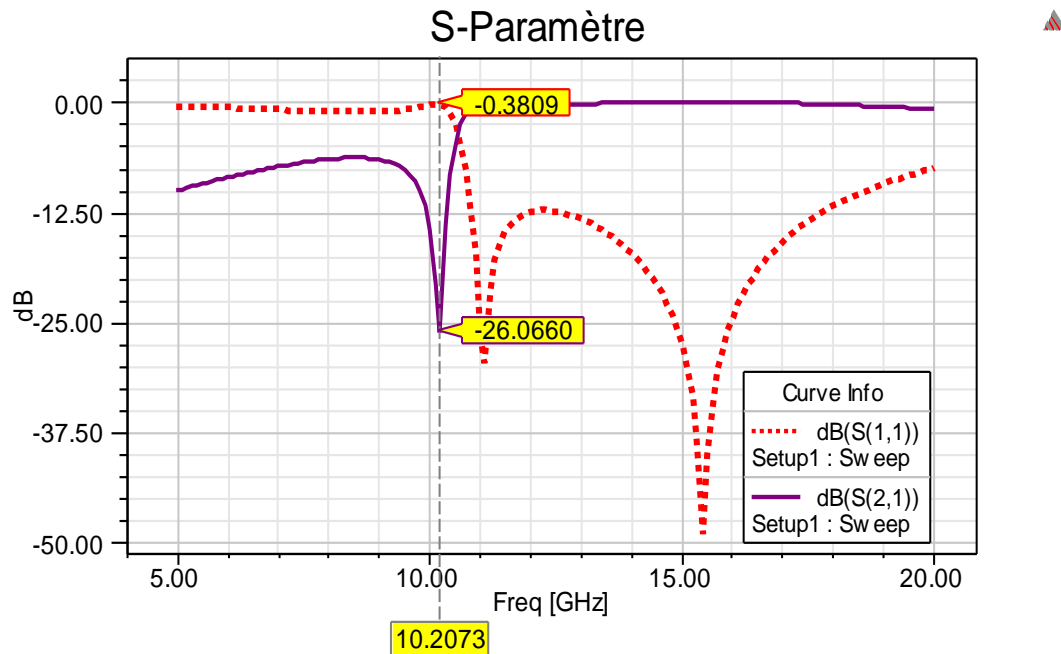


Figure III.16. Réflexion et Transmission en dB.

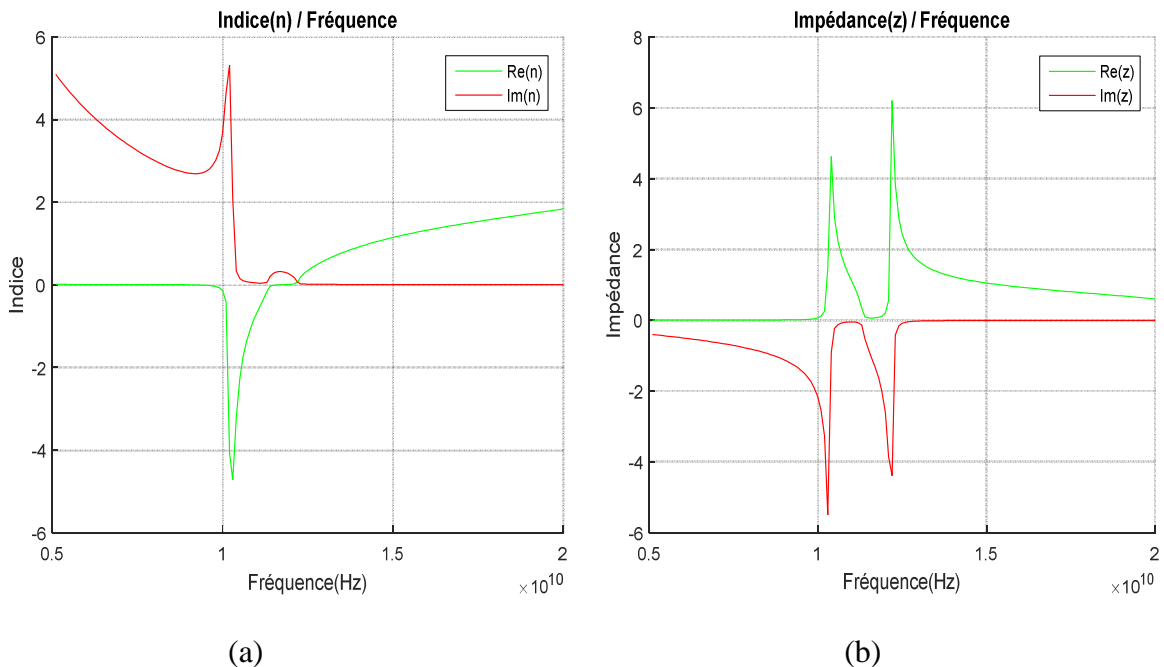


Figure III.17. Parties réelle et imaginaire des paramètres effectifs. (a) L'indice. (b) L'impédance.

Les paramètres effectifs déterminés à partir des coefficients S_{11} et S_{21} sont illustrés dans la figure III.17. Nous remarquons que la structure simulée présente une partie réelle de l'indice de réfraction négative autour de la fréquence de résonance et varie de 0 à -4.5, d'après la figure III.17(a).

La figure III.17(b). Illustre la variation des parties réelles et imaginaires de l'impédance. On remarque que la partie réelle de l'impédance est totalement positive, qui assure que le milieu est passif. Cette partie réelle prend des valeurs allant de 0 à environ 6Ω .

III.5.2. Résonateur en S

Le résonateur en S est composé de deux lignes micro rubans, chaque ligne est placée sur une face du substrat diélectrique comme le montre la figure III.18. Parmi les caractéristiques de ce résonateur qu'on ne peut pas les trouver chez d'autres structures, sa susceptibilité d'avoir une double résonance électrique et magnétique, il présente les propriétés nécessaires d'un matériau main gauche et il présente aussi une perméabilité, une permittivité et un indice de réfraction négatif à la fois.

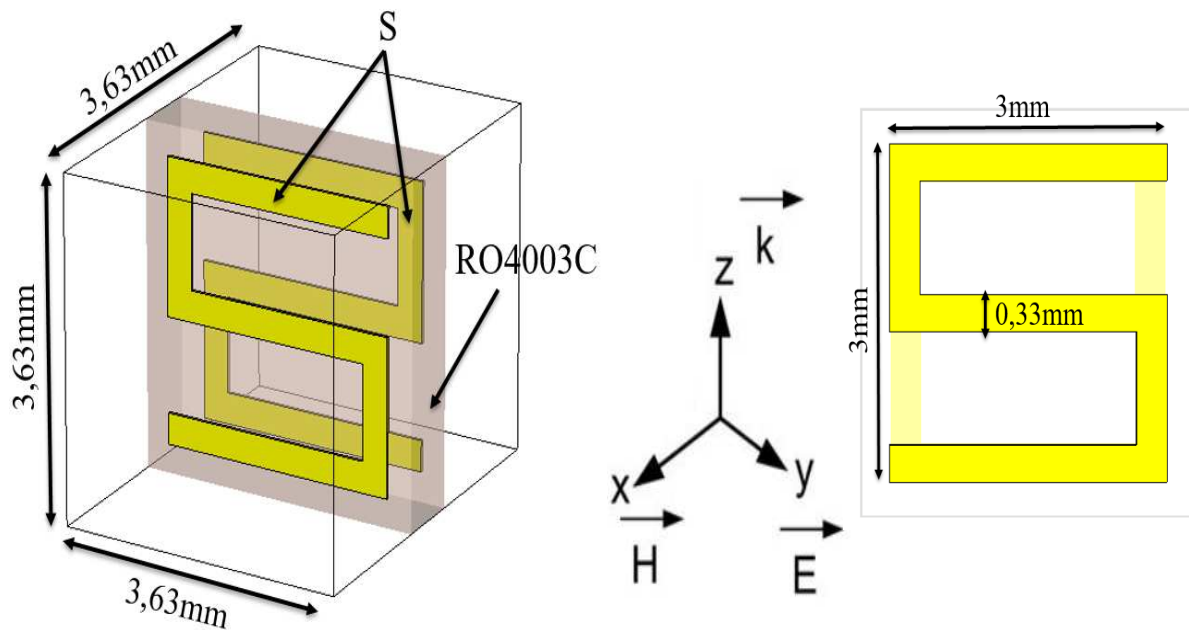


Figure III.18. Représentation et dimensions d'une unité de cellule du Résonateur en double « S ».

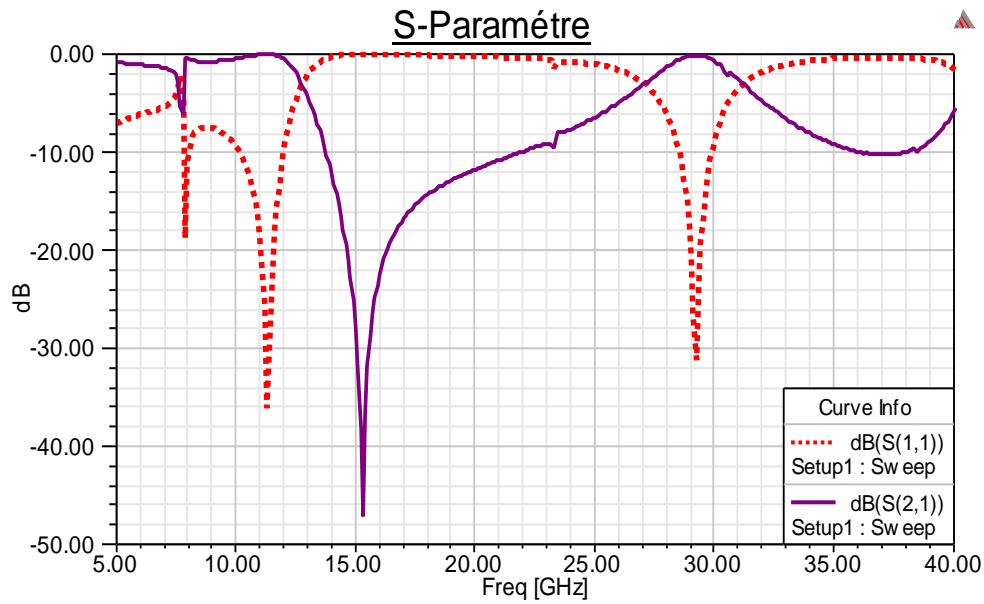


Figure III.19. Réflexion et transmission en dB du Résonateur en « S ».

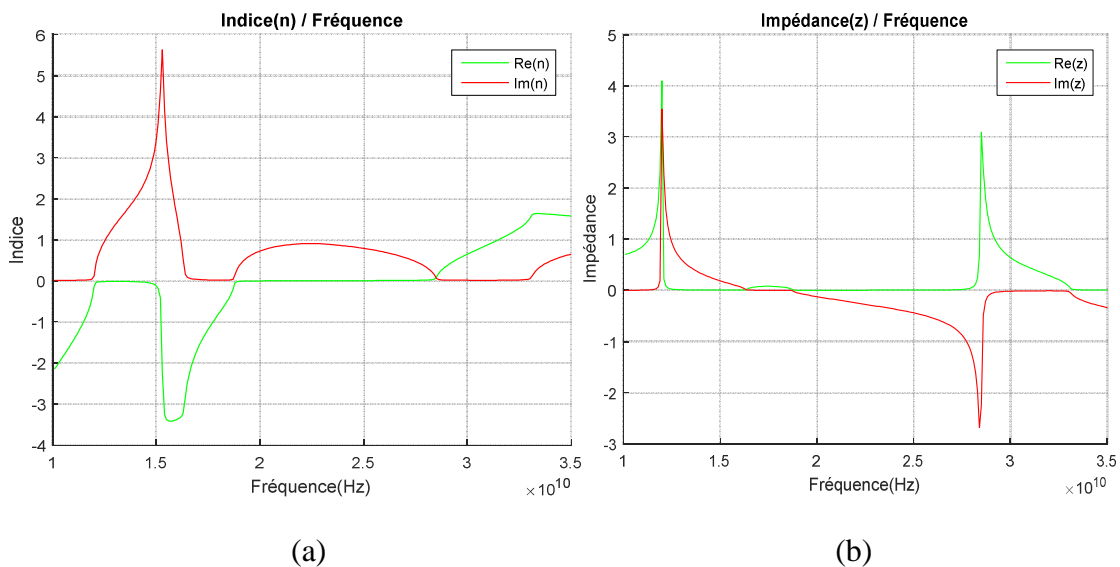


Figure III.20. Parties réelle et imaginaire effective du Résonateur en « S ». (a) L'indice. (b) l'impédance.

Des conditions de murs électriques et magnétiques sont appliquées selon l'axe y et x respectivement et la propagation se fait selon l'axe z.

La figure III.19, présentent les paramètres S_{11} et S_{21} . Nous observons un pic d'absorption à 7,88 GHz et un autre à 15,27 GHz. Tout le signal injecté est transmis dans la bande de fréquences [7,88 GHz ; 11,33 GHz] et dans la bande étroite autour de 29,2 GHz, tout le signal injecté est transmis à travers la structure.

L'allure de l'impédance effective de l'onde se propageant à travers la structure est illustrée sur la figure III.20(b). Une partie réelle positive, assurant que le milieu est passif, est vérifiée. Cette partie réelle prend des valeurs allant de 0 à environ 4Ω .

Sur la figure III.20(a), les parties intéressantes du milieu Main Gauche où $Re(n_{eff})$ négative se trouvent dans la bande de fréquences [15GHz ; 18.5GHz].

III.5.3. Résonateur en « Ω »

Le résonateur en « Ω » a été introduit initialement par Saadoun [13], et a été ensuite repris dans de nombreux travaux [27]. La cellule unité représentée sur la figure III.21 est formée de deux lignes micro rubans en forme de « Ω ». Les deux motifs de cette cellule combinent à la fois un dipôle magnétique par le biais de l'anneau et un dipôle électrique par le biais des bras.

Les paramètres S_{11} et S_{21} obtenus sont présentés sur la figure III.22. D'après la courbe de S_{21} , nous observons un pic d'absorption à 13,97 GHz de l'ordre de -43.36 dB.

La variation de l'impédance effective de l'onde se propageant à travers la structure, est illustrée sur la figure III.23(b). Une partie réelle positive, assurant que le milieu est passif, est vérifiée. Cette partie réelle prend des valeurs allant de 0 à 22Ω .

Sur la figure III.23(a). Nous observons que $Re(n_{eff})$ est négative dans une large bande de fréquence, et cette partie réelle prend des valeurs de 0 à -4.

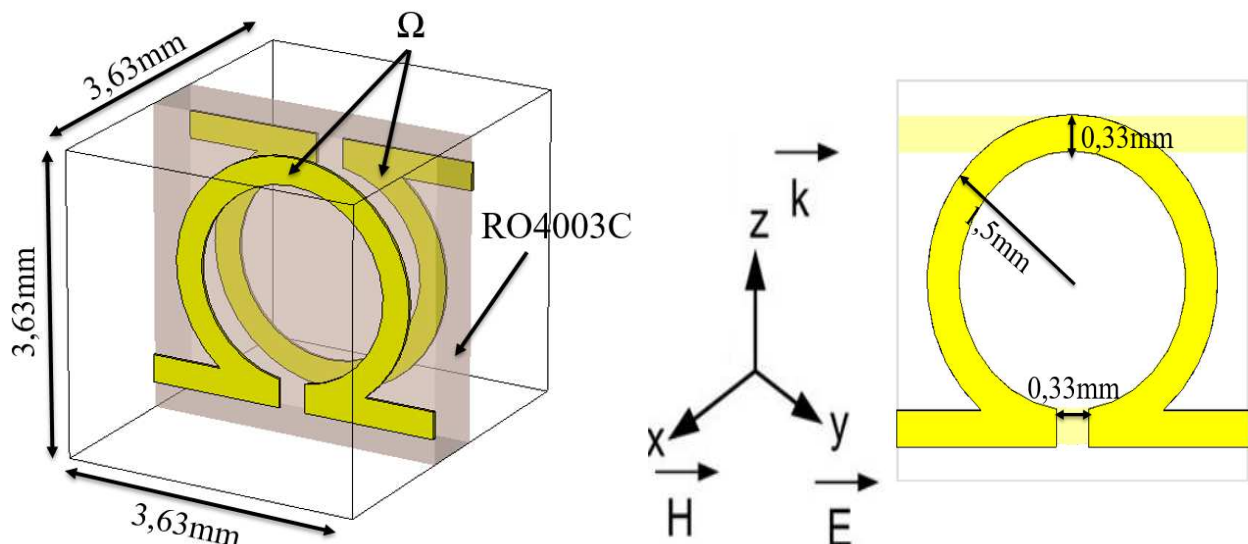


Figure III.21. Représentation et dimensions d'une unité de cellule du forme double « Ω ».

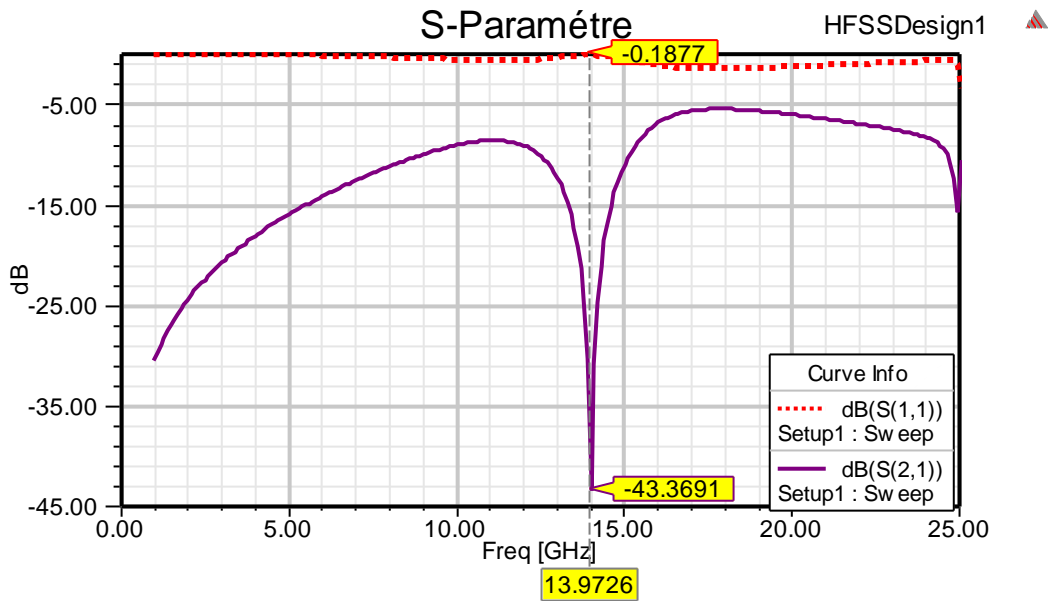


Figure III.22. Réflexion et transmission en dB du Résonateur en double « Ω ».

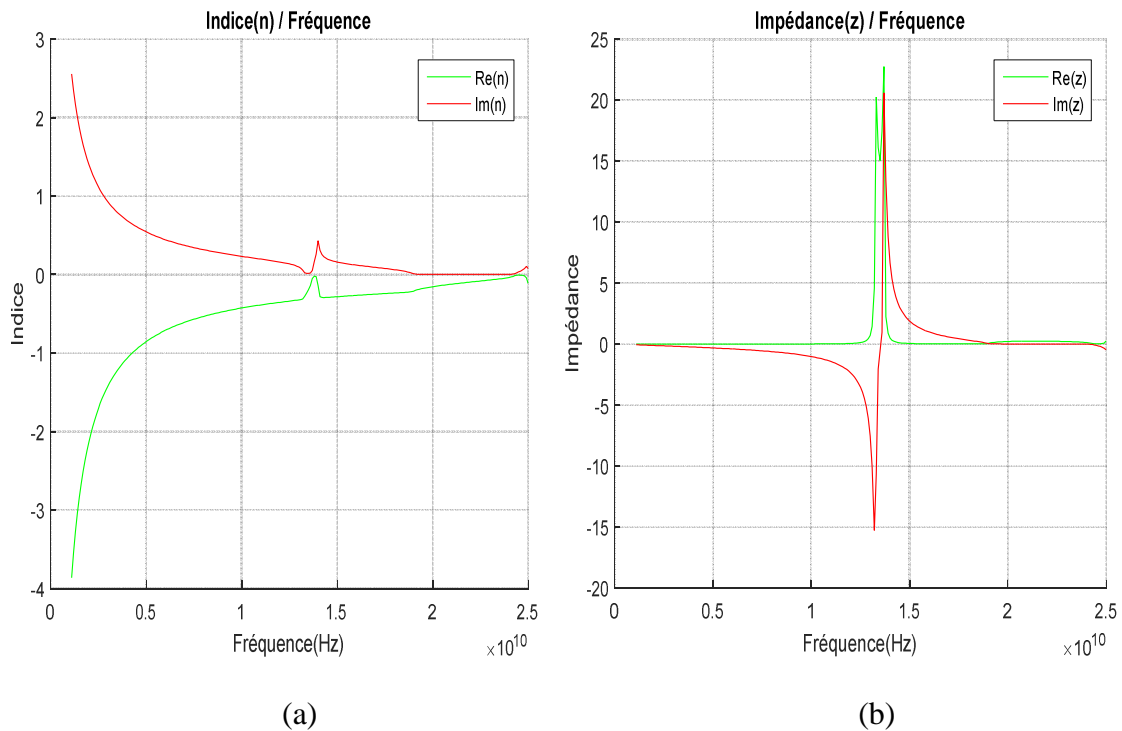


Figure III.23. Parties réelle et imaginaire effective du Résonateur en « Ω ».(a) L'indice
 .(b)l'impédance.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'étude des deux éléments de base qui sont utilisés pour la fabrication d'un milieu présentant simultanément une perméabilité et une permittivité négatives. Différentes structures de résonateurs ont été présentées et simulées afin d'extraire les valeurs de la perméabilité et de la permittivité. Dans le chapitre suivant nous nous intéressons à leurs applications pour des antennes.

**C
H
A
P
I
T
R
E**

IV

Application des
métamatériaux aux
environnements des antennes

IV.1. Introduction

Dans le présent chapitre nous allons, dans une première partie, étudier et concevoir des métamatériaux afin de les appliquer aux antennes pour augmenter leurs performances en rayonnement. Les métamatériaux qui font l'objet de notre travail sont à base de conducteur magnétique artificiel (CMA). La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée à l'application des métamatériaux pour la conception d'antenne.

IV.2. Présentation des antennes

Dans cette partie, deux types d'antennes les plus usuelles ont été étudiés à savoir l'antenne patch et l'antenne dipôle.

IV.2.1 Antenne patch

L'antenne imprimée simulée est présentée dans la figure IV.1. Le patch est un rectangle en cuivre, de longueur W et une largeur de L , avec une piste de dimensions L_f et W_f , représentant la ligne de transmission. Il est déposé sur un substrat diélectrique de type FR-4 avec une permittivité $\epsilon = 4.3$, de dimensions L_{sub} et W_{sub} et une épaisseur de h . Le plan de masse recouvre toute la face arrière du substrat.

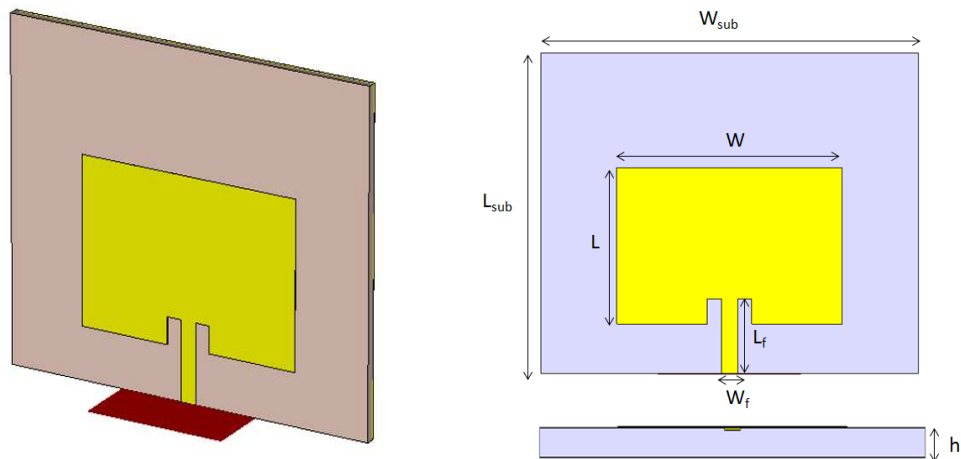


Figure IV.1. Géométrie de l'antenne patch.

Dimension	Taille (mm)
L_{sub}	56.91
W_{sub}	67.32
h	1.6
L	27.80
W	40.18
L_f	13.3
W_f	2.88

Tab IV.1. Dimensions de l'antenne patch.

Le coefficient de réflexion simulé sous CST est représenté dans la figure IV.2. Un pic de -23.30 dB est obtenu à la fréquence 2.45 GHz montrant une bonne adaptation à cette fréquence.

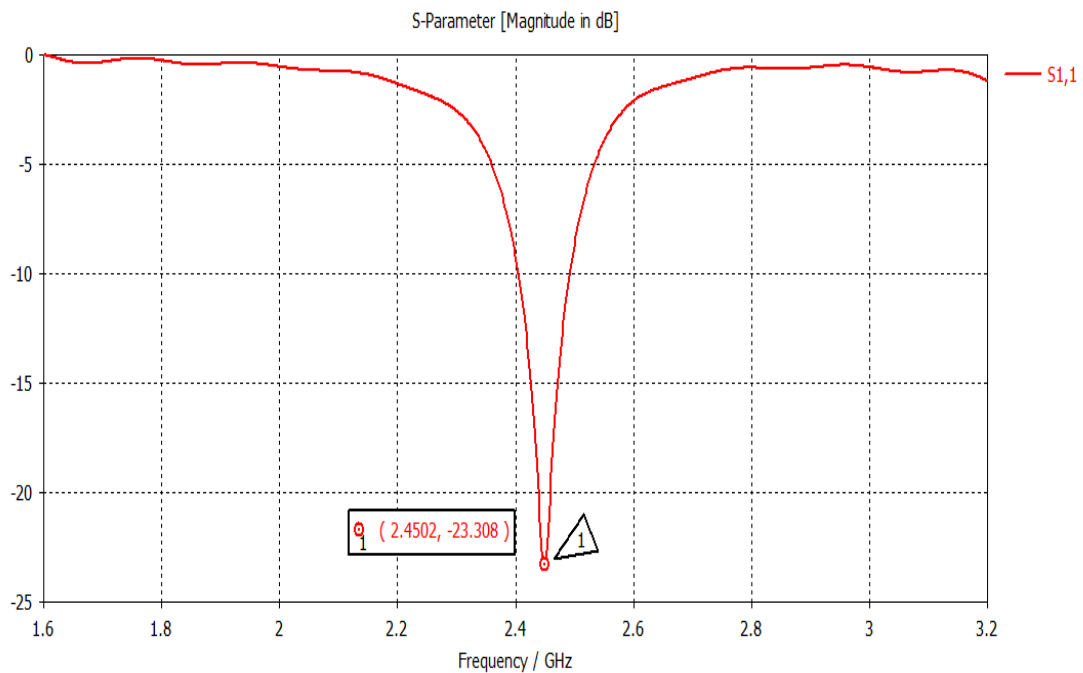


Figure IV.2 : Coefficient de réflexion de l'antenne patch.

Le diagramme de rayonnement est représenté à la figure IV.3. La directivité et le gain de l'antenne patch sont de 6.26 dBi et de 4.57 dB respectivement.

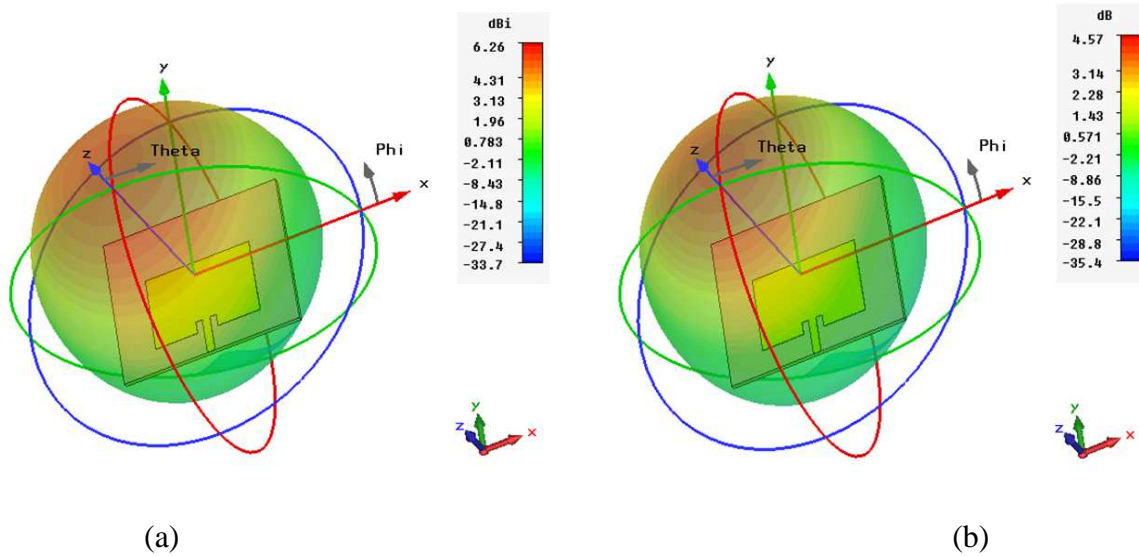


Figure IV.3. Diagramme de rayonnement de l’antenne patch. (a) La directivité. (b) Le gain.

Le tableau suivant illustre les autres paramètres de l’antenne patch.

	Patch
Bande passante (MHz)	94
Efficacité totale (%)	82

Tab IV.2. Paramètres de l’antenne patch.

IV.2.2 Antenne dipôle

L’antenne dipôle est constituée de deux branches conductrices de longueur L et de rayon R alimentées en leur centre g (figure IV.4). Le dipôle permet d’obtenir un rayonnement omnidirectionnel avec une polarisation linéaire.

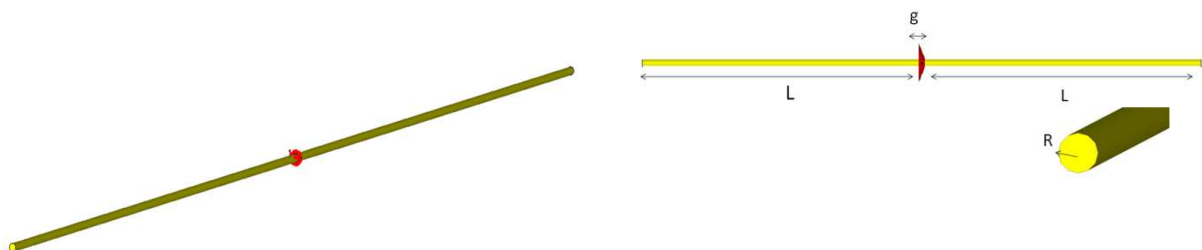


Figure IV.4. Géométrie de l’antenne dipôle.

Dimension	Taille (mm)
L	7.45
R	0.03
g	0.08

Tab IV.3. Dimensions de l'antenne dipôle.

Le coefficient de réflexion S_{11} du dipôle illustré sur la figure IV.5 montre un pic de l'ordre de -35.57 dB à la fréquence de résonance 10 GHz.

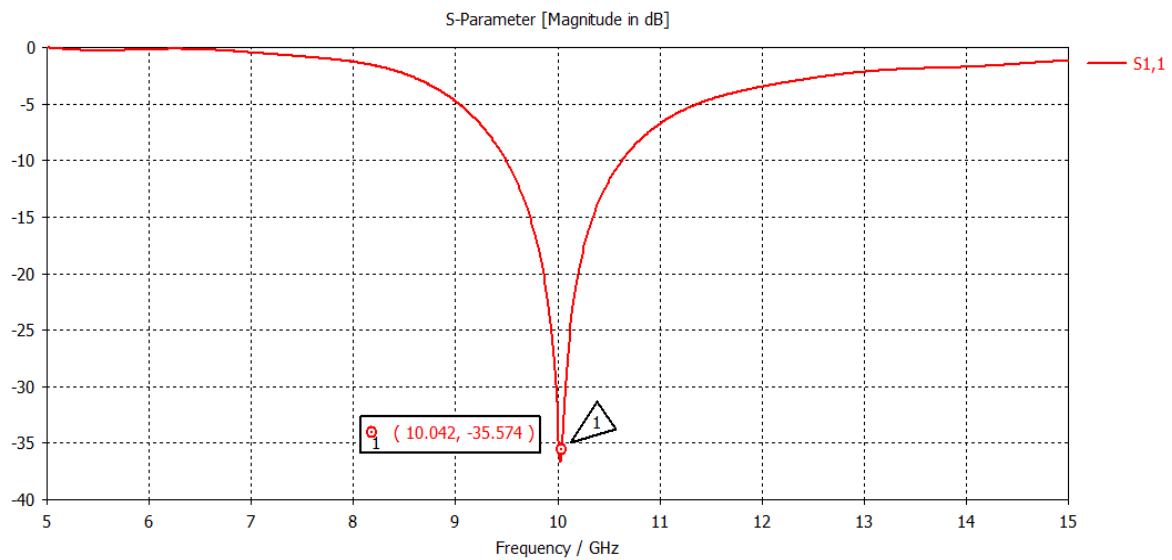


Figure IV.5. Coefficient de réflexion d'un dipôle.

L'antenne dipôle à une directivité de 2.07 dBi et un gain de 1.96 dB comme montré dans la figure IV.6.

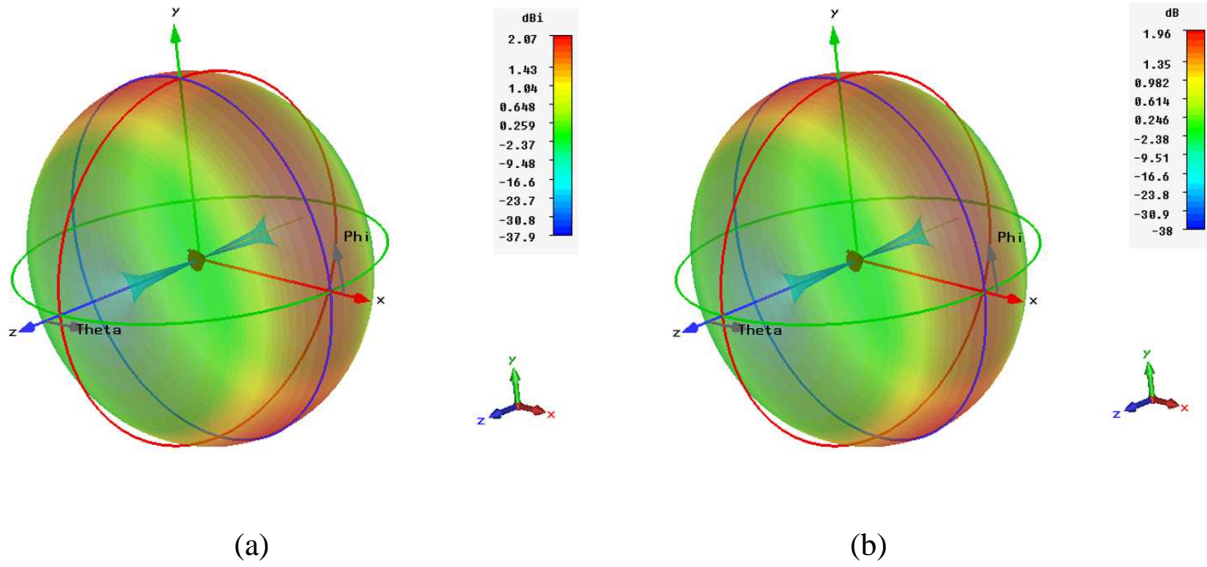


Figure IV.6. Diagramme de rayonnement du dipôle. (a) La directivité. (b) Le gain.

D'autres paramètres pour le dipôle sont résumés par le tableau ci-dessous :

Dipôle	
Bande passante (MHz)	1140
Efficacité totale (%)	98

Tab IV.4. Paramètres de l'antenne dipôle.

IV.3. Présentation des métamatériaux appliqués aux antennes

IV.3.1. Combinaison du RAF avec BCC

La structure métamatériau (MTM) simulée a été introduite par H.A.Majid, M.K.A.Rahim et T. Masri de l'université de Malaisie [30] est composée d'une combinaison d'un RAF carré et deux BCC (Bande Chargée par capacité, CLS Capacitance Loaded Strip). Les RAF carrés et les BCC sont en cuivre et sont représentés dans la figure IV.7 avec leurs dimensions données dans le tableau IV.5. Le substrat utilisé dans la simulation est de type FR-4 qui présente une permittivité relative de 4.3 et des pertes tangentielles de l'ordre de 0,0027.

Les conditions aux limites sont les mêmes que celle définies pour les cellules métamatériaux simulées précédemment, le champ électrique est suivant l'axe y, le champ magnétique suivant z et le vecteur d'onde selon l'axe x.

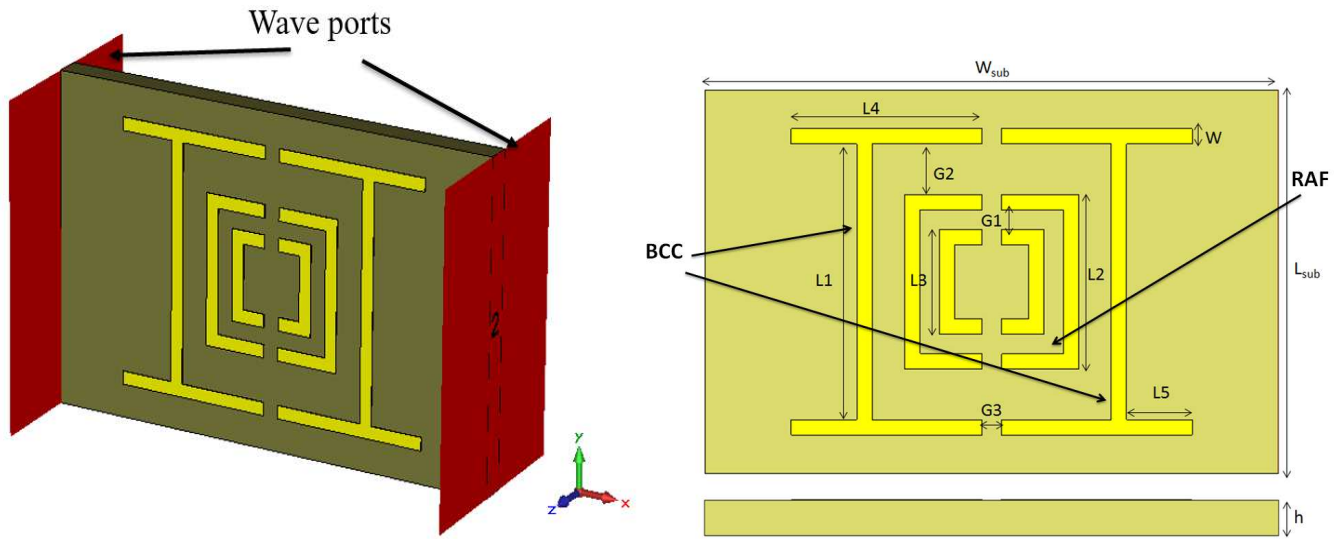


Figure IV.7. Géométrie de la structure métamatériau.

Dimension	Taille (mm)
L_{sub}	9.65
W_{sub}	14.45
h	0.77
$L1$	6.95
$L2$	4.39
$L3$	2.65
$L4$	4.82
$L5$	1.66
$G1$	0.48
$G2$	1.27
$G3$	0.48
W	0.38

Tab IV.5. Dimensions de la structure métamatériau.

Les deux RAF (SRR) sont des résonateurs à activité magnétique permettant d'avoir une perméabilité effective négative comme nous l'avons déjà vu, alors que les BCC (CLS) sont des résonateurs à activité électrique présentant une permittivité effective négative. D'ou la combinaison des deux résonateurs nous permet d'obtenir un indice de réfraction négative dans une bande de fréquence limitée.

La figure IV.8 représente les coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} de la structure métamatériau.

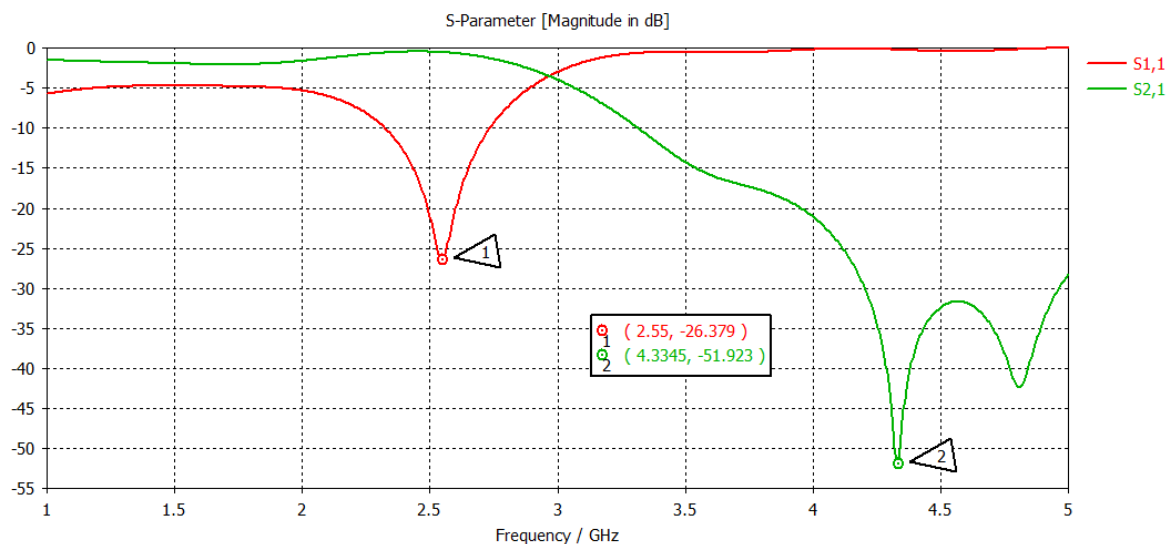


Figure IV.8. Coefficient de réflexion et de transmission de la structure métamatériau.

La variation des paramètres effectifs, indice de réfraction et impédance (figure IV.9) montre que la partie réelle de l'indice de réfraction est négative dans deux bandes de fréquence [1 - 2.55] GHz et [3.25 - 4.78] GHz ce qui convient à notre antenne patch qui possède une fréquence de résonance de 2.45 GHz, tandis que la partie réelle de l'impédance est totalement positive qui prouve que la structure métamatériau est passive.

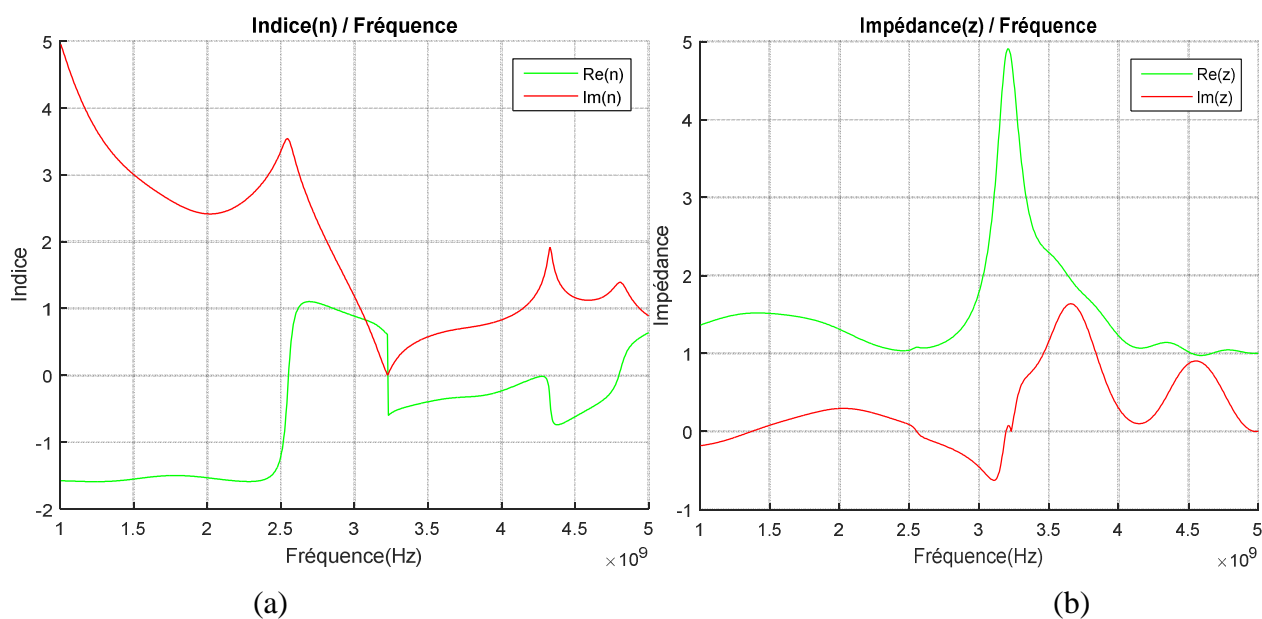


Figure IV.9. Variation des paramètres effectifs. (a) L'indice. (b) L'impédance.

IV.3.2. Conducteur Magnétique Artificiel (CMA)

La figure IV.10 présente notre structure CMA. Elle est composée d'un élément rayonnant en cuivre de dimensions L et W , d'un substrat type ROGERS RO4003 de longueur L_{sub} , de largeur W_{sub} et d'une épaisseur de h . Un plan métallique recouvre toute la face arrière du substrat.

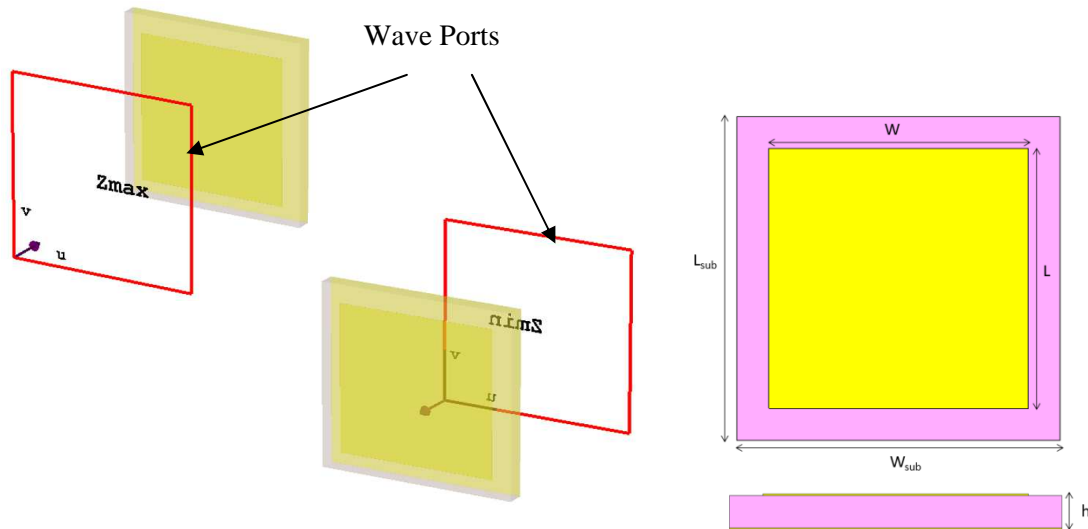


Figure IV.10. Géométrie de la CMA.

Dimension	Taille (mm)
L_{sub}	9.5
W_{sub}	9.5
h	0.8
L	7.55
W	7.55

Tab IV.6. Dimensions de la CMA.

Le coefficient de réflexion linéaire présenté par la figure IV.11 est de l'ordre de 0.98 à la fréquence 10 GHz. Cette valeur qui est proche de 1, permet de réfléchir en phase une grande partie des ondes électromagnétiques transmises au plan de CMA.

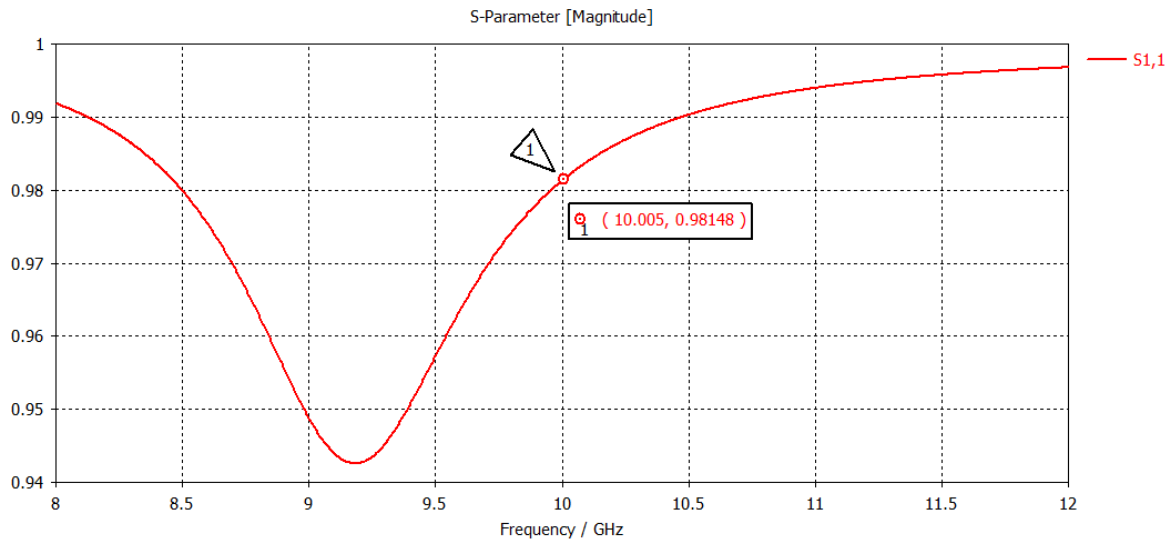


Figure IV.11. Coefficient de réflexion linéaire de CMA.

La figure IV.12 montre la variation de phase du coefficient de réflexion. Une phase de zéro est obtenue à la fréquence 10 GHz.

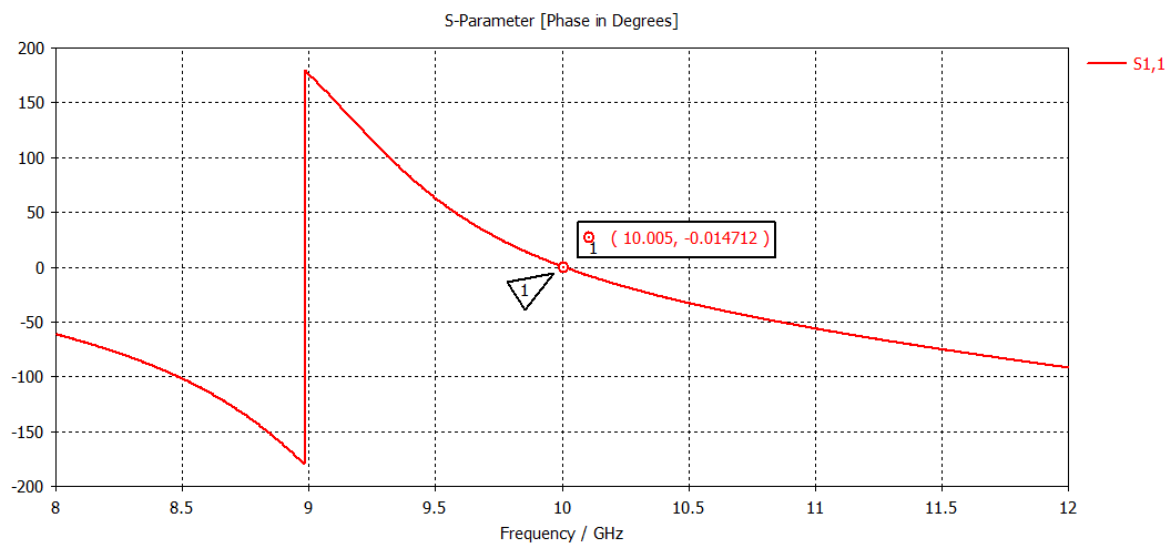


Figure IV.12. Coefficient de réflexion en phase de CMA.

Les ondes électromagnétiques incidentes aux structures de réflexion CMA seront bien réfractées dans le sens opposé au plan d'incidence grâce à la phase qui est égale à zéro et aussi à la bonne valeur de coefficient de réflexion 0.98. La figure IV.13 explique le phénomène.

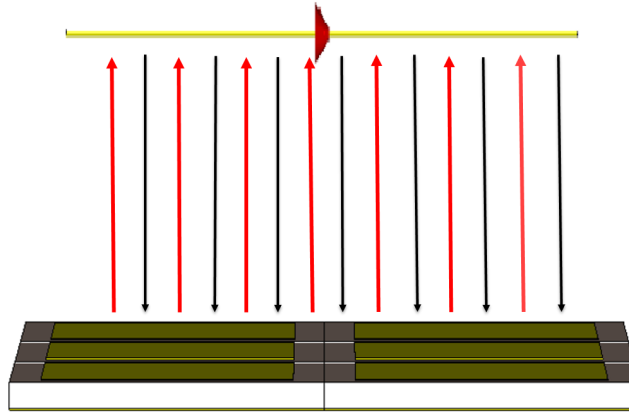
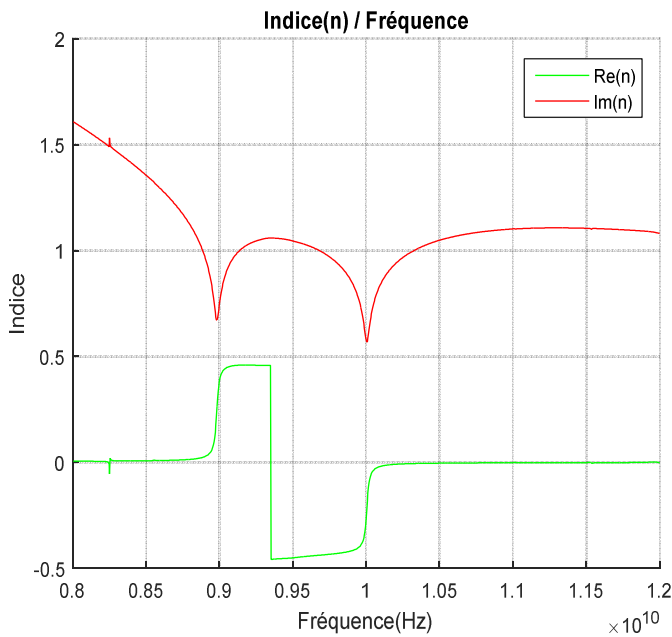
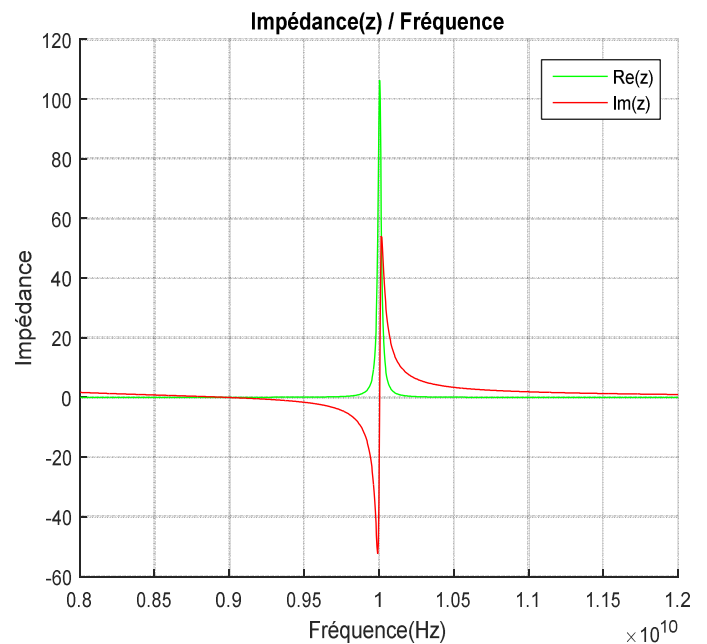


Figure IV.13. Réflexion en phase

Les parties réelles et imaginaires de l'indice de réfraction et d'impédance sont calculées à partir de la matrice S et sont illustrées dans la figure IV.14. Nous constatons que la partie réelle de l'indice est négative dans le spectre [9.35 -10.2] GHz et varie de 0 à -0.46. Et la partie réelle de l'impédance est positif autour de 10 GHz.



(a)



(b)

Figure IV.14. Variation des paramètres effectifs. (a) L'indice de réfraction. (b) L'impédance.

IV.4. Application des métamatériaux aux antennes

IV.4.1 Application des métamatériaux à l'antenne patch

La figure IV.15 montre les structures métamatériaux intégrées avec l'antenne patch. Les structures sont placées au dessus de l'antenne à une distance optimisée à $d=11\text{mm}$. Le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne avec et sans MTM est présenté par la figure IV.16. On remarque une amélioration du coefficient de réflexion S_{11} qui est de -31.61dB autour de 2.45 GHz avec un élargissement de la bande.

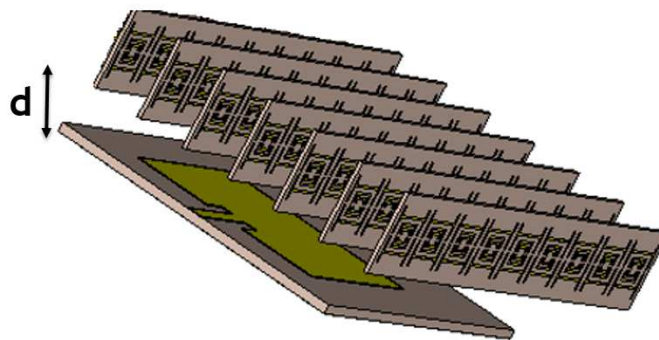


Figure IV.15. Géométrie de l'antenne patch avec MTM.

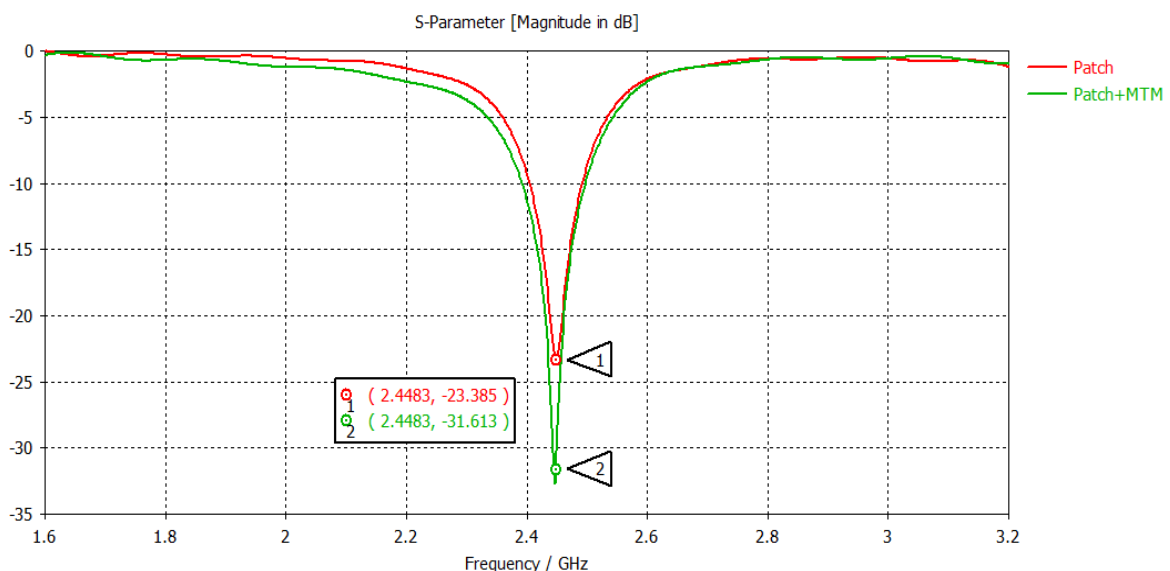


Figure IV.16. Coefficient de réflexion de l'antenne patch seul et avec MTM.

La figure IV.17 montre le diagramme de rayonnement de l'antenne avec métamatériaux.

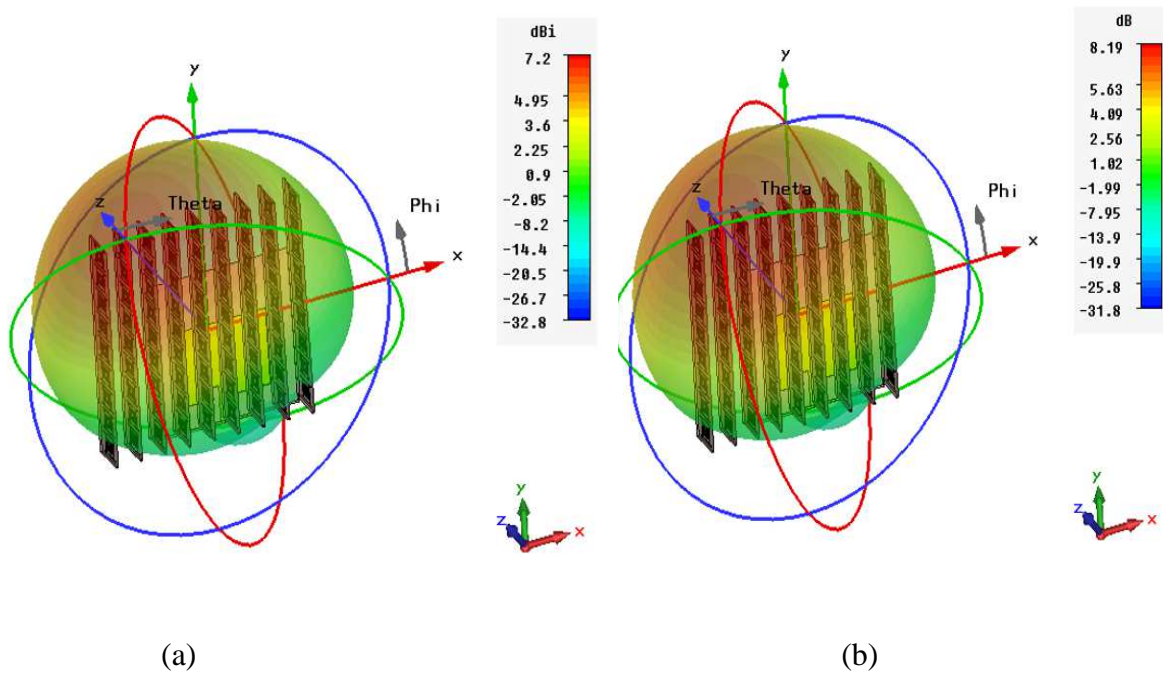


Figure IV.17. Diagramme de rayonnement de l'antenne patch avec MTM. (a) La directivité. (b) Le gain.

Le tableau suivant résume les paramètres de l'antenne patch sans et avec métamatériaux. Ces résultats de simulation montrent une amélioration du coefficient de réflexion, du gain et de la directivité.

	Patch seul	Patch + MTM
S11 min (dB)	-23.30	-31.61
Directivité (dBi)	6.26	7.2
Gain (dB)	4.57	8.19
Bande passante (MHz)	94	110
Efficacité totale (%)	82	112

Tab IV.7. Paramètres de l'antenne patch seul et avec MTM.

IV.4.2 Application du CMA à l'antenne dipôle

Les structures CMA sont placées au dessous de l'antenne dipôle à une distance optimisée à $d = 10\text{mm}$ (figure IV.18). Le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne dipôle avec et sans CMA est présenté par la figure IV.19.

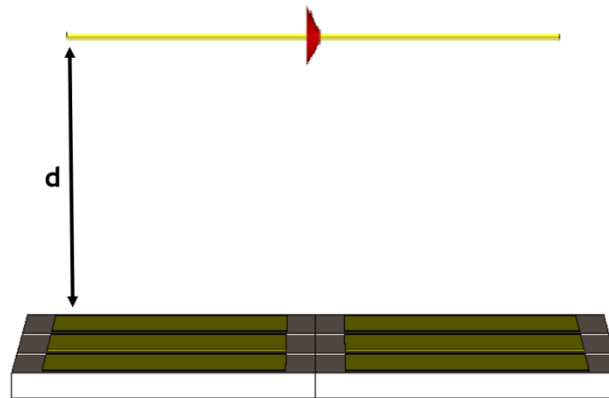


Figure IV.18. Géométrie de l'antenne dipôle avec CMA.

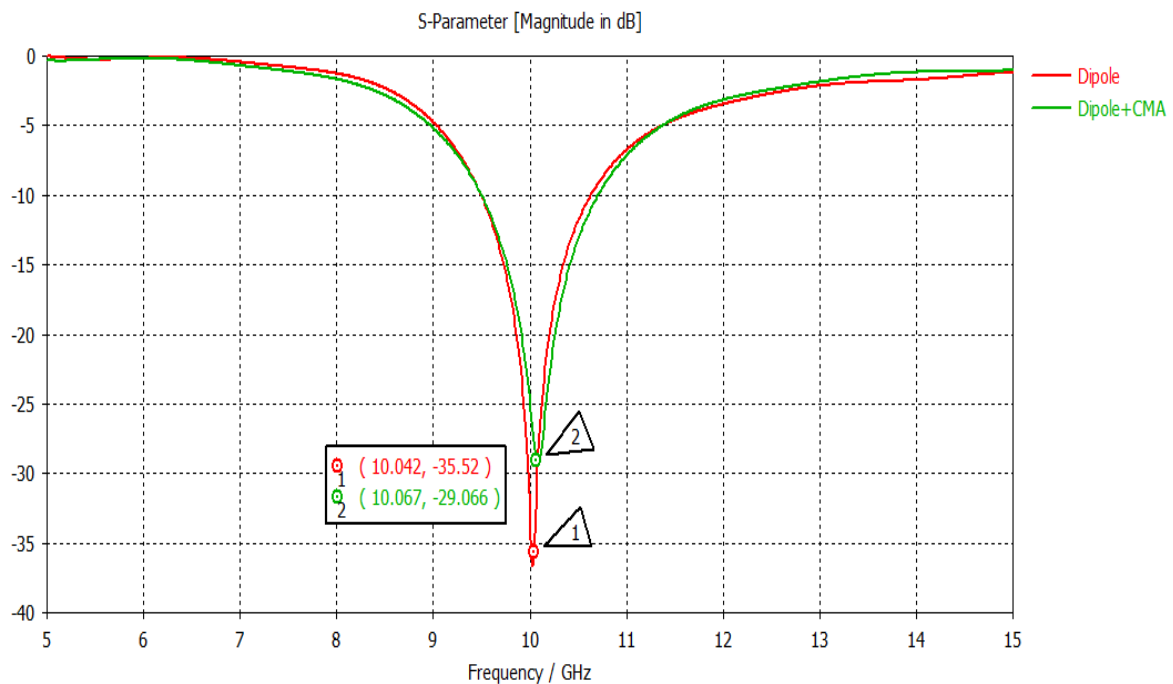


Figure IV.19. Coefficient de réflexion de l'antenne dipôle seul et avec CMA.

La figure IV.20 représente le diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle avec CMA.

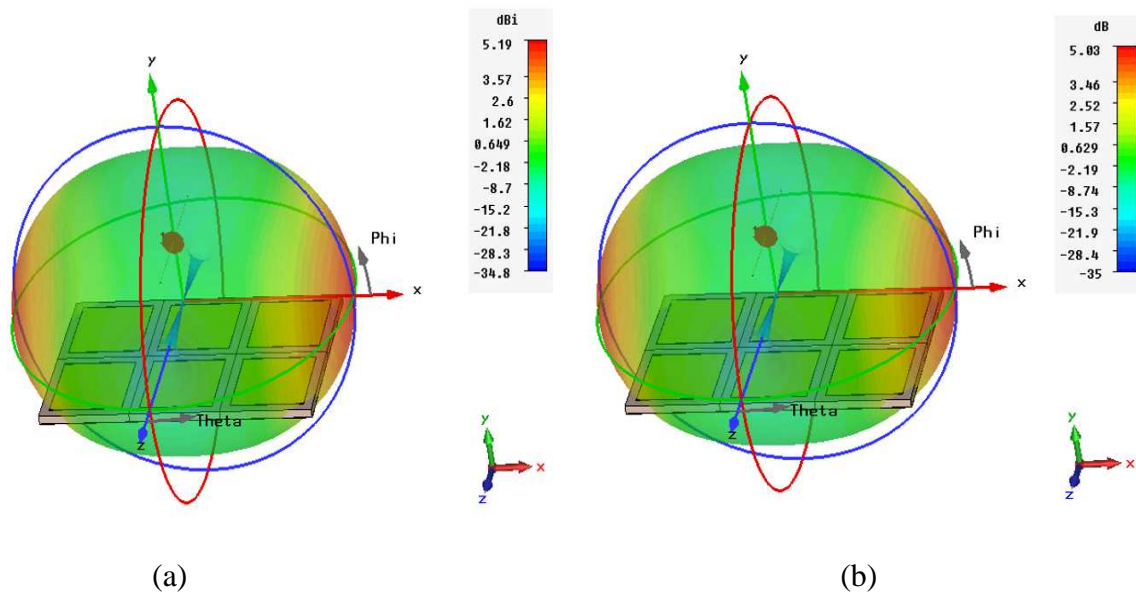


Figure IV.20. Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle avec CMA. (a) La directivité. (b) Le gain.

Les résultats de simulation de l'antenne dipôle seul et avec CMA sont résumés dans le tableau ci-dessous. On remarque une amélioration du coefficient de réflexion, du gain et de la directivité.

	Dipôle seul	Dipôle + CMA
S11 min (dB)	-35.52	-29.06
Directivité (dBi)	2.07	5.19
Gain (dB)	1.96	5.03
Bande passante (MHz)	1140	1237
Efficacité totale (%)	98	100

Tab IV.8. Paramètres de l'antenne dipôle seul et avec CMA.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, deux types d'association d'antenne à des résonateurs Métamatériaux ont été étudiés. Dans un premier temps nous avons présenté le premier type d'association basé sur une antenne patch et des cellules RAF avec BCC. Le deuxième type d'association est basé sur une antenne dipôle et des cellules CMA.

L'application de ces matériaux a contribué à l'augmentation des performances de l'antenne en termes de coefficient de réflexion, de gain et de directivité.

**Conclusion
générale
Et
Perspectives**

Conclusion générale et perspectives

L'objectif de ce travail était d'augmenter les performances des antennes en termes de gain de directivité. Nous avons présenté dans une première partie des structures métamatériaux récemment découvertes et qui sont caractérisés soit par une permittivité négative, soit par une perméabilité négative ou bien les deux à la fois sont négatives. La simulation de ces structures sous logiciel HFSS nous a permis d'extraire les valeurs de leur perméabilité et permittivité et de comprendre et de mettre en évidence leurs propriétés intéressantes en vue d'applications aux antennes.

Ensuite, nous avons étudié l'application de ces métamatériaux à la conception d'antennes. Durant la conception, nous avons suivi une démarche qui consiste en premier lieu à concevoir l'antenne seule et à étudier ses différentes caractéristiques (coefficient de réflexion, impédance ...). En deuxième lieu, nous avons associé des cellules métamatériaux aux antennes. Deux types d'association d'antenne à des résonateurs Métamatériaux de type RAF avec BCC et conducteur magnétique artificiel, ont été étudiés et simulés. Le premier type d'association est basé sur une antenne patch, qui est de nature faible encombrement, alors que le deuxième est basé sur une antenne dipôle, en utilisant le logiciel CST. Dans les deux cas nous avons noté une amélioration des performances d'antennes en termes de gain et de directivité.

Plusieurs perspectives peuvent être envisagées à partir de ce travail :

- Conception d'antennes avec d'autres types de résonateur.
- Etude et conception d'autre type d'antennes à base de métamatériaux.
- Application des métamatériaux pour la miniaturisation des antennes.

Bibliographie

- [1] Odile Picon et coll « LES ANTENNES Théorie, conception et application » Préface de Maurice Bellanger, Paris, 2009.
- [2] A. Kazemipour , « Contribution à l'étude du couplage entre antennes, application à la compatibilité électromagnétique et à la conception d'antennes et de réseaux d'antennes, » Telecom Paris, école nationale supérieure de télécommunication .Thèse de doctorat 12 Décembre 2002.
- [3] C. A. Balanis, « Antenna Theory: A Review, » Proc. IEEE, Vol. 80, No. 1, pp. 7–23, January 1992.
- [4] Chouti Leila « Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage », Magister, faculté des sciences de l'ingénieur, Université Mentouri, Constantine, l'Algérie, 2009.
- [5] BALANIS C.A. « Antenna Theory Analysis and Design », New Jersey, A. John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [6] S.A.Ramakrishna, T. M. Grzegorzcyk, “Physics and applications of negative refractive index materials ”, CRC press, 2009.
- [7] Weiglhofer, W.S., Lakhtakia, A. “Introduction to complex mediums for optics and electromagnetics ”.SPIE Press, Bellingham, WA, USA (2003) .
- [8] J.B.PENDRY, A.J. HOLDEN, D.J.ROBBINS, et W.J.STEWART, “Extremely Low Frequency Plasmons in Metallic Meso structures ”, Phys. Rev. Lett, vol. 25, pp.4773-4776, 1996.
- [9] J.B.PENDRY, A.J.HOLDEN, D.J ROBBINS, et W.J.STEWART, “Magnetism from conductors and enhanced non linear phenomena”. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 47, p.2075-2084 (1999).
- [10] Abdelwaheb OURIR, “Applications de Matériaux à Bandes Interdites Photoniques et de métamatériaux en Télécommunications”. Thèse de Doctorat, novembre 2006.
- [11] Veselago, V.G, “The electrodynamic of substances with simultaneous y negative values of permittivity and permeability ”. Soviet Physics USPEKHI, 1968. 10(4): p 509-514.
- [12] D. R. Smith, D. C. Vier, N. Kroll, and S. Schultz, Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients, Physical Review B, vol. 65, no. 19, April 2002
- [13] Nawaz BUROKUR, “Mise en œuvre de métamatériaux en vue d'applications aux circuits microondes et aux antennes”. Thèse de Doctorat, novembre 2005.
- [14] E. Lheurette, « Métamatériaux à indice négatif de réfraction : des micro-ondes aux fréquences térahertz, HDR, » . Thèse de Doctorat ; Université de Lille 1, Juin 2009.

- [15] Hicham Lalj. Conception et caractérisation de filtres et systèmes antennaires reconfigurables chargés par des résonateurs Métamatériaux sub-longueur d'onde. Science de l'ingénieur [physic] INSA de Rennes, avril 2014. Français.
- [16] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.47, no. 11, pp. 2075–2084, November 1999.
- [17] Weiglhofer, W.S., Lakhtakia, A. “Introduction to complex mediums for optics and electromagnetics”.SPIE Press, Bellingham, WA, USA (2003).
- [18] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat -Nasser, and S. Schultz, “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity”, *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, no. 18, May 2000, pp. 4184-4187.
- [19] R. A. Shelby, D. R. Smith et S. Schultz, « Experimental verification of a negative index of refraction », *Science*, vol. 292, p. 77/79, 2001.
- [20] Lalj H . Griguer H. Drissi M. “Filtre microondes Reject-band à base des Métamateriaux” Congrès Méditerranéen des Télécoms (CMT2010), Casablanca (Maroc), 4p, mars 2010.
- [21] Lalj H . Griguer H. Drissi M. “Compact Bandstop Filter based on Complementary Metamaterial Resonators” Colloque International Telecom'2011 & 7èmes JFMMA, Tanger (Maroc), 16-18 Mars, 2011
- [22] Griguer H. Marzolf E. Lalj H . Riouch F. Drissi M. « Investigation and Design of 3D Metamaterial for the Enhancement of Patch Antenna Radiation” *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI National Radio Science Meeting*, ISBN: 978-1-4244-3647-7, Charleston (USA), 4p, 1-5 juin 2009.
- [23] D. R. Smith, S. Schultz, P. Markos, C. M. Soukoulis, "Determination of Negative Permittivity and Permeability of Metamaterials from Reflection and Transmission Coefficients", *Phys. Rev. B* 65, 2002.
- [24] H. A. Majid, M. K. A. Rahim, and T. Masri, "Microstrip antenna's gain enhancement using left handed metamaterial structure", *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 8, 235-247, 2009.
- [25] R. Marqués, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina, “Comparative analysis of edge- and broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design - theory and experiments”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2572–2581, October 2003 .
- [26] S. O'Brien and J. B. Pendry, “Magnetic activity at infrared frequencies in structured metallic photonic crystals”, *Journal of Physics : Condensed Matter*, vol. 14, no. 25, pp. 6383–6394, July 2002.

- [27] S. N. Burokur, M. Latrach, et S. Toutain. “Analysis, design and testing of Split Ring Resonators for applications in the X-band”, 27 th ESA Antenna Technology Workshop on Innovative Periodic Antennas : Electromagnetic Bandgap, Left-Handed materials, Fractal and Frequency Selective Surfaces, Santiago de Compostela, March 2004.
- [28] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity”, *Physical Review Letters*, vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, May 2000.
- [29] P. Markos and C. M. Soukoulis, “Structures with negative index of refraction”, *Physica Status Solidi A*, vol. 197, no. 3, pp. 595–604, June 2003.
- [30] H. A. Ma jid, M. K. A. Rahim, and T. Masri « Progress In Electromagnetics Research M, » Vol. 8, 235–247, 2009 .Universiti Teknologi Malaysia.

Résumé :

Les métamatériaux constituent une thématique de recherche prometteuse dans différents domaines, dont en particulier l'électromagnétisme, que ce soit pour des applications circuits (filtres, déphaseurs, etc.) ou pour des applications de rayonnement (antennes, diffraction).

Dans ce travail de master, nous nous sommes attachés à la conception d'antennes. Une première partie est consacrée à la simulation de différentes structures de résonateurs afin d'extraire les valeurs de la perméabilité et de la permittivité et de comprendre et de mettre en évidence les propriétés intéressantes des métamatériaux en vue d'applications aux antennes. Dans la deuxième partie de ce travail, nous nous sommes intéressés à la conception d'antenne. Nous avons utilisé pour ces antennes des structures métamatériaux afin d'augmenter les performances en rayonnement. Deux types d'association d'antenne à des résonateurs Métamatériaux de type RAF avec BCC et conducteur magnétique artificiel, ont été étudiés et simulés. Le premier type d'association est basé sur une antenne patch, qui est de nature faible encombrement, alors que le deuxième est basé sur une antenne dipôle.

Mots clés :

Conception d'antenne, métamatériaux, perméabilité négative, permittivité négative, indice de réfraction négative.

Abstract:

Metamaterials are a theme of promising research in various fields, including in particular electromagnetism, whether for circuit applications (filters, phase shifters, etc.) or for radiation applications (antennas, diffraction).

In this master thesis, we focused on the design of antennas. The first part is devoted to the simulation of different resonator structures to extract the values of permeability and permittivity and to understand and highlight the interesting properties of metamaterials for applications antennas. In the second part of this work, we are interested in antenna design. We used for these antennas metamaterials structures to increase radiation performance. Two types of antenna association with RAF type of metamaterial resonators with BCC and artificial magnetic conductor were studied and simulated. The first type of association is based on a patch antenna, which is kind of small footprint, while the second is based on a dipole antenna.

Keywords:

Antenna design, metamaterials, negative permeability, negative permittivity, negative refractive index.