

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications



**Mémoire de fin d'étude
pour l'obtention du diplôme de Master Académique**

Domaine : **Sciences et Technologie**
Filière : **Télécommunications**
Spécialité : **Systemes des Télécommunications**

**Etude et conception des antennes planaires ULB à base de
métamatériaux**

Présenté par :
Dahmani Sabra

Kouadri Kawther

Sous la direction de :

Mme Guebgoub N.

Juillet 2019

Remerciements

*En premier lieu, je remercie Allah soubhanouhou wa taala de
m'avoir
donné la volonté, pour terminer ce travaille dans les meilleures
conditions.*

*Je tiens à remercier très sincèrement avec ma profonde gratitude à
mon
encadreur Mme Guebgoub N. qui m'a encadré tout au long de ce
travail, et pour d'avoir dirigé ce travail, sa disponibilité et sa grande
compréhension.*

*Je remercie les membres du jury qui m'ont fait l'honneur
d'examiner
mon travail.*

*Je tiens à remercier tous les enseignants de notre département TLC
&*

ELN qui ont contribué à notre formation.

*Un grand Merci à tous mes amis et mes collègues de TLC Guelma
Merci à toute personne ayant contribué de près ou de loin à la
concrétisation de ce projet.*

Merci à tous

{ بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ }

Je dédie cet humble travail avec grand amour, Sincérité & fierté A:

Ma très précieuse mère «**ATTAB Zineb** », Source de mes joies, secret de ma force.
Mon très cher père «**DAHMANI Azzeddine** » Mon épaule solide, mon héros, mon roi.
Merci d'être tout simplement mes parents C'est à vous que je dois cette réussite Et je suis fière de vous l'offrir, Toutes les encres du monde ne me suffisent Pour t'exprimer mon immense gratitude.

L'amie de ma vie ma grande sœur «**DAHMANI Asma** » & son mari «**DAHMANI Rabeh**»
Mon âme sœur ma petite sœur «**DAHMANI Kaouthar** » mon bras droit,
Mon prince, mon petit homme, mon frère «**DAHMANI Moncef** »,
Je vous prie d'accepter mes doux et tendres baisers sur tes joues et te dédier ce travail pour te témoigner la gratitude, le respect et l'amour.

Mon fiancé «**BOUKHAROUBA Fouad** » Merci pour tes encouragements Tu es toujours à mes côtés pour le meilleur et pour le pire, t'as toujours su trouver les mots qui conviennent pour me remonter mon morale dans les moments pénibles, grâce à toi j'ai pu surmonter toutes les difficultés.

Ma princesse «**REBAI Raghda**» elle est toujours avec moi quand je suis impuissant.
Ma belle rose «**REBAI Amina**» elle a rempli mes moments de joie.
Ma petite «**REBAI Sara** » son doux sourire est mon bonheur.
Ma tante «**ATTAB Siham** » merci pour ton aide précieuse.

Ma meilleure amie «**Amina Tabouche** » ma confidente, ma complice, elle m'accepte telle que je suis, C'est une fille en or, et a sa petite fille Ma nièce d'amour «**Alia** ».

Ma tante «**Safia Chebtha** », une femme merveilleuse a souvent m'aidée vraiment merci pour votre accueil, votre soutien et votre aide durant toute mes années universitaires.
Mes chères cousines «**Ikram & Fatima ATTAB** » que ce travail soit Témoignage de ma reconnaissance et de mon amour sincère et fidèle.

Mes chéries **ASMA & LOUBNA & LOUIZA** Pour tous les instants inoubliables que j'ai passés avec eux.

Mes chères amies «**Manel, Siham, Sofia, Racha, Khadija, Selma** »
Qui m'ont toujours aidés et encouragés,
Je vous souhaite une vie pleine de joie et de réussite.

La famille **DAHMANI & ATTAB**

A tous mes enseignants depuis mes premières années d'études.
A tous ceux qui me sont chers et que j'ai omis de citer.

DAHMANI SABRA (Sabrina).



Dédicaces

J'aimerais bien dédier ce modeste travail qui concrétise tous mes efforts fournis ces dernières années :

A mes chers parents pour leur affection et leur soutien moral qui m'ont beaucoup aidé tout au long de ma vie, notamment dans mon parcours universitaire

*A mes frères Mouad et Alla et mes sœurs Rahma et Amina qui ont toujours manifesté un grand intérêt pour mes études
A mon cher Mariée walid soltani qui ma soutien dans tout mes jours*

A ma très cher amie

A ma grande famille

*A tous mes camarades de la promotion 2019/2020
et particulièrement ceux du groupe é
Télécommunication avec qui j'ai passé de merveilleuses années.*

KAWTHER WEEDA

Résumé

Les communications sans fil sont aujourd'hui en pleine croissance. Avec l'augmentation des besoins de débits élevés, il est devenu essentiel de trouver des antennes microbandes spécialement adaptées à ces exigences. Afin de répondre à ces besoins, l'utilisation de métamatériau semble une solution très prometteuse. Dans cette perspective, l'objectif principal de ce mémoire était la contribution à la conception des antennes planaires ultra large bande (ULB) à base de métamatériau.

Nous avons commencé par l'analyse des différentes formes des SRR ayant une perméabilité négative. Après, nous avons conçu une cellule MTM ayant simultanément une permittivité et une perméabilité effective négatives. Nous avons conçu aussi, quatre antennes ULB, la première est une antenne MTM miniaturisée à base de la cellule MTM, la deuxième est une antenne ULB annulaire, la troisième est la même antenne annulaire avec un CSRR et la dernière est une antenne inspirée d'un SRR, dont le but d'améliorer leurs adaptations, leurs bandes passantes ainsi que leurs rayonnements.

Toutes les structures d'antennes proposées dans ce mémoire sont alimentées par des lignes d'impédance adaptée à 50Ω , avec des caractéristiques de rayonnement optimales, un gain acceptable, et un faible encombrement. Les différentes simulations sont réalisées à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique CST MWS, et les résultats obtenus sont en bon accord avec ceux de la mesure.

Abstract

The wireless communication, are today in full growth. With the increase and the needs of high data-rate, it became essential to find new microstrip antennas adapted to these requirements. In order to fulfill these needs, the use of the metamaterials seems a very promising solution. From this perspective, the main objective of this work was the contribution to the design and manufacture of new metamaterials UWB microstrip patch antennas.

First of all, we studied the different types of SRRs with negative permeability. After that, we designed a MTM cell with negative permittivity and negative permeability at the same time. We also designed four ULB antennas, the first is a miniaturized MTM antenna based on the MTM cell, the second is an annular ring ULB antenna, the third is the same annular ring antenna with a CSRR and the last is an antenna inspired by an SRR, the aim of this is to improve their adaptation, bandwidth and radiation.

All the antenna structures proposed in this work are powered by impedance lines adapted to 50Ω , with optimal radiation characteristics, an acceptable gain, and a small size. The simulation

results were validated by different numerical methods of analysis using CST MWS (Microwave Studio), and they are in good agreement with those of the measurement.

مُلخَص

الاتصالات اللاسلكية تشهد نمواً سريعاً في الوقت الحالي . مع زيادة المتطلبات على التدفق العالي ، أصبح من الضروري العثور على هوائيات **microstrip** تتكيف بشكل خاص مع هذه المتطلبات. من أجل تلبية هذه الاحتياجات ، فإن استخدام مادة **rialmetamate** يبدو كحل واعد للمشكلة . و من هذا المنظور ، كان الهدف الرئيسي من هذه المذكرة هو المساهمة في تصميم هوائيات مستوية فائقة النطاق (ULB) تعتمد على مادة **aterialmetam**.

لقد بدأنا من خلال تحليل أشكال مختلفة من **SRR** مع نفاذية سلبية. بعد ذلك ، قمنا بتصميم خلية **MMT** مع السماحية السلبية والنفاذية السلبية في نفس الوقت. لقد صممنا أيضاً أربعة هوائيات **ULB (Ultra Ultra Band Band)** (**Ultrasband**) ، الأول هو هوائي مصغر **MTM** (المواد الاصطناعية المغناطيسية) يعتمد على خلية **MTM** ، والثاني هو هوائي **ULB** الدائري ، والثالث هو نفسه هوائيات رنين مع رنين انقسام تكميلي (**CSRR**) والأخير هو هوائي مستوحى من **SRR** ، والغرض منه هو تحسين التكيف ، وعرض النطاق الترددي والإشعاع.

جميع هياكل الهوائي المقترحة في المذكرة مغلدة بخطوط مقاومة مقسمة إلى 50Ω ، مع خصائص إشعاعية مثالية وكسب مقبول وبصمة صغيرة. يتم إجراء عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام برنامج المحاكاة الكهرومغناطيسية **CST MWS (Microwave Studio)** ، والنتائج التي تم الحصول عليها تتوافق جيداً مع نتائج القياس.

Sommaire

Liste des figures

Liste des tableaux

Liste des abréviations

INTRODUCTION GENERALE 1

Chapitre I : Etat de l'art des métamatériaux

I.1. INTRODUCTION 4

I.2. HISTORIQUE 4

I.3. DEFINITION DES METAMATERIAUX 5

I.4. CLASSIFICATION DES MATERIAUX 5

I.5. CARACTERISTIQUES DES METAMATERIAUX 7

I.5.1. Metamatériaux à permittivité négative « eng » 7

I.5.2. Metamatériaux à perméabilité négative « mng » 8

I.5.3. Metamatériaux doublement négatifs « dng » 12

I.6. APPLICATIONS DES METAMATERIAUX 14

I.6.1. lentilles parfaites 15

I.6.2. Cape d'invisibilité 16

I.6.3. domaine des antennes 16

I.7. CONCLUSION 17

Chapitre II : Etude générale sur les antennes imprimées ULB

II.1. INTRODUCTION 19

II.2. GENERALITES SUR LES ANTENNES PATCH 19

II.2.1 description d'une antenne patch 19

II.2.2. Caractéristiques	20
II.2.2.1. Paramètres électriques	21
II.2.2.2. Paramètres et de rayonnement	22
II.2.2.3 La polarisation	24
II.2.3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES ANTENNES PATCH	24
II.2.4. APPLICATION D'UNE ANTENNE IMPRIMEE	25
II.3. GENERALITES SUR LA TECHNOLOGIE ULTRA LARGE BANDE (ULB)	25
II.3.1. Définition	26
II.3.2. Comparaison système ULB / Système à bande étroite	26
II.3.3. Caractéristiques principales et avantages de l'Ultra Large Band	27
II.3.4. Les Inconvénients de l'ULB	29
II.3.5. Les applications de l'ULB	29
II.4. ANTENNES ULTRA LARGE BANDE (ULB)	29
II.4.1. Les antennes indépendantes de la fréquence	30
II.4.2. Antennes élémentaires	30
II.4.3. Antennes à transition progressives	31
II.5. ANTENNES ULB A BANDE DE FREQUENCES REJETEES	31
II.6. Quelques structures d'antenne patch monopole ULB	32
II.7. CONCLUSION	33
 <i>Chapitre III : Analyse et conception des cellules métamatériaux de type SRR</i>	
III.1. INTRODUCTION	36
III.2. Extraction des paramètres effectifs des métamatériaux	36

III.2.1. Techniques et procédures d'homogénéisations	36
III.2.2. Procédure à suivre	39
III.2.3. Présentation du logiciel Microwave studio de CST	39
III.3. ANALYSE D'UN SRR CARRE	40
III.3.1. Polarisation selon l'axe x	41
III.3.2. Polarisation selon l'axe y	42
III.4. ANALYSE D'UN SRR CIRCULAIRE	44
III.5. BC-SRR CARRE	46
III.6. BC-SRR CIRCULAIRE	49
III.7. C-RAF	51
III.8. RAF CIRCULAIRE EN SPIRALE	53
III.9. RAF CARRÉE EN SPIRALE	55
III.10. CONCLUSION	57

Chapitre IV : Conception et simulation des antennes ULB à base des métamatériaux

IV.1. INTRODUCTION	60
IV.2. CONCEPTION D'UNE NOUVELLE CELLULE DE MTM	60
IV.2.1. Configuration geometrique	60
IV.2.2. Coefficients de réflexion et de transmission	63
IV.2.3. Paramètres effectifs	63
IV.3. CONCEPTION D'UNE ANTENNE MULTIBANDE A BASE DE MTM	65
IV.3.1. Coefficient de réflexion	66
IV.3.2. Diagramme de rayonnement	67

IV.4. CONCEPTION D'UNE ANTENNE ULB	68
IV.4.1. L'antenne de base	68
IV.4.1.1. Coefficient de réflexion S11	69
IV.4.1.2. Ajout d'une fente rectangulaire dans le plan de masse	70
IV.4.2. CONCEPTION D'UNE ANTENNE ANNULAIRE ULB	71
IV.4.2.1. Coefficient de réflexion S11	72
IV.4.2.2. Taux d'onde stationnaire (VSWR)	72
IV.4.2.3. Diagramme de rayonnement	73
IV.4.3. Conception d'une antenne annulaire avec CSRR Ultra Large Bande	74
IV.4.3.2. Diagramme de rayonnement	75
IV.4.3.3. Réalisation pratique	77
IV.4.4. Conception d'une antenne ULB inspirée d'un SRR	78
IV.4.4.1. Effet de la position du CSRR	79
IV.4.4.2. S11 de l'antenne optimisée	80
IV.4.3. Diagramme de rayonnement	81
IV.5. CONCLUSION	82

Liste Des Figures

Chapitre I : Etat de l'art des métamatériaux

Figure I.1.	Diagramme permittivité(ϵ), perméabilité(μ) et indice de réfraction(n)	3
Figure I.2.	Trièdre indirect caractérise par la règle de la main gauche	4
Figure I.3.	Structure fils fins présentant ϵ négative/ positive quand $E \parallel z$	4
Figure I.4.	La permittivité effective du milieu en fonction de la fréquence	5
Figure I.5.	La structure rouleau de suisse introduite par Pendry, (a) vue de face et (b) vue de profile	6
Figure I.6.	Les SRR proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative	7
Figure I.7.	Structure résonateur en anneau fendu présentant ϵ positive/ négative quand $H \perp z$	7
Figure I.8.	Variation de la perméabilité effective en fonction de la pulsation	8
Figure I.9.	Modèle du circuit équivalent du SRR(a) configuration d'un SRR double, (b) configuration d'un simple SRR	9
Figure I.10.	Association d'un réseau de tiges avec des SRRs périodiques	10
Figure I.11.	(a) cellule DNG- "SRR+Tige" (b) perméabilité et permittivité de la Cellule "SRR+Tige"	11
Figure I.12.	Cellule DNG sous forme de « Ω	11
Figure I.13.	(a) Cas de la lentille classique (b) Résolution de l'image est mauvaise (c) Cas de la super lentille (d) Résolution de l'image est meilleure	12
Figure I.14.	Principe du Cloaking, les rayons contournent la sphère (objet) et se reconstruisent en aval, un observateur en aval ne voit pas l'objet. (a) vue 2D, (b) vue 3D	13

Chapitre II : Etude générale sur les antennes imprimées ULB

Figure II.1.	Structure d'une antenne patch rectangulaire	15
Figure II.2.	Illustration du coefficient de réflexion en entrée d'une antenne	16
Figure II.3.	Différents types de représentation des diagrammes de rayonnement a) 2D polaire b) 2D cartésien c) 3D	18

Figure II.4.	Différents types de polarisation	19
Figure II.5.	Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB	22
Figure II.6.	Propagation par trajets multiples	23
Figure II.7.	applications de l'ULB en fonction des débits possibles et de la distance	24
Figure II.8.	Exemple d'une antenne spirale logarithmique ULB indépendante de la fréquence	25
Figure II.9.	Exemple d'un monopôle circulaire ULB	25
Figure II.10.	Exemple d'une antenne à transition progressive : Vivaldi antipodale	26
Figure II.11.	Antennes ULB à fréquences rejetées utilisant : (a) des fentes, (b) géométrie fractale, (c) des métamatériaux	26
Figure II.12.	Structures des antennes patch monopole à large	27
Figure II.13.	Le coefficient de réflexion correspondant à l'antenne de la figure I.10 (a) et (d)	28
<i>Chapitre III : Analyse et conception des cellules métamatériaux de type SRR</i>		
Figure III.1.	Structure périodique considérée comme un milieu homogène	37
Figure III.2.	Procédure d'extraction des paramètres effectifs	39
Figure III.3.	Configuration de la cellule SRR carrée : (a) Représentation et dimensions, (b) la cellule est mise dans une boîte de calcul CST	41
Figure III.4.	Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un SRR carrée avec E selon x	41
Figure III.5.	Parties réelle et imaginaire de μ_{eff} d'un SRR carrée avec E selon x. De même les figures III.6.(a) et III.6.(b) illustrent le S11, S21 et les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S pour [15]	42
Figure III.6.	SRR carrée avec E selon x : (a) S11 et S21 (b) μ_{eff} de [15]	42

Figure III.7.	Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un SRR carrée avec E selon y	43
Figure III.8.	(a)Partie réelle (b) partie imaginaire de μ_{eff} pour SRR carrée avec E selon y	43
Figure III.9.	SRR carrée avec E selon y : (a) S11 et S21 (b) μ_{eff}	44
Figure III.10.	Représentation d'une cellule élémentaire du RAF circulaire	45
Figure III.11.	Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un RAF circulaire	45
Figure III.12.	(a)Partie réelle (b) Partie imaginaire de μ_{eff} d'un RAFcirculaire	46
Figure III.13.	RAF circulaire : (a) S11 et S21 (b) μ_{eff} de [15]	46
Figure III.14.	Représentation et dimensions d'une cellule unité du BC-SRR carré	47
Figure III.15.	Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un BC-SRR carré	48
Figure III.16.	Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective d'un BC-SRR carré	48
Figure III.17.	BC-SRR carré : (a) S11 et S21 (b) Parties réelle et imaginaire de μ_{eff} de [46]	48
Figure III.18.	Représentation et dimensions d'une unité de cellule du BC-SRR circulaire	49
Figure III.19.	Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un BC-SRR circulaire	49
Figure III.20.	Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective d'un BC-SRR circulaire	50
Figure III.21.	BC-SRR circulaire : (a) Réflexion et transmission en dB, (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective de [46]	50
Figure III.22.	Représentation et dimensions d'une unité de cellule d'un C-RAF RAF	51
Figure III.23.	Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un C-RAF	52
Figure III.24.	Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective d'un C-RAF	52
Figure III.25.	C-RAF : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective	53
Figure III.26.	Représentation et dimensions d'une unité de cellule d'un RAF circulaire en spirale	53
Figure III.27.	Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un RAF circulaire en spirale	54

Figure III.28	Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective d'un RAF circulaire en spirale	54
Figure III.29.	RAF circulaire en spirale : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective de [46]	55
Figure III.30.	Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF carré en spirale	55
Figure III.31.	Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un RAF carrée en spirale	56
Figure III.32.	Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective d'un RAF carrée en spirale	56
Figure III.33.	RAF carré en spirale : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [46]	57

Chapitre IV : Conception et simulation des antennes ULB à base des métamatériaux

Figure IV.1.	Géométrie de la cellule métamatériau proposée	62
Figure IV.2.	Résultats de la simulation des paramètres S pour la cellule unitaire représentée	63
Figure IV.3.	Parties réelle et imaginaire des paramètres effectifs de la cellule MTM : (a) perméabilité, (b) permittivité, (c) indice de réfraction	64
Figure IV.4.	Géométrie de l'antenne MTM	65
Figure IV.5.	Coefficient de réflexion S11 de l'antenne MTM	66
Figure IV.6.	Diagramme de rayonnement en (2D) et en (3D)	67
Figure IV.7.	Géométrie de l'antenne de base	68
Figure IV.8.	Coefficient de réflexion S11 de l'antenne de base	69
Figure IV.9.	Géométrie d'antenne de base avec fente sur le plan de masse	70
Figure IV.10.	Coefficient de réflexion S11 de base avec fente sur le plan de masse	70
Figure IV.11.	Géométrie de l'antenne annulaire	71
Figure IV.12	S11 en (dB) de l'antenne annulaire	72
Figure IV.13.	VSWR de l'antenne annulaire	72
Figure IV.14.	Diagramme de rayonnement en (2D) et en (3D)	73
Figure IV.15.	Géométrie de l'antenne annulaire avec CSRR	74
Figure IV.16.	Géométrie de CSRR	74
Figure IV.17.	S11 en (dB) de l'antenne annulaire avec CSRR	75

Figure IV.18.	Diagramme de rayonnement de l'antenne annulaire avec CSRR en (2D)	76
Figure IV.19.	(a) Structure de l'antenne simulée (b) Structure de l'antenne réalisée	77
Figure IV.20.	Coefficient de réflexion mesuré et simulé par CST	78
Figure IV.21.	Géométrie de l'antenne ULB inspirée d'un SRR	78
Figure IV.22.	Géométrie de CSRR	79
Figure IV.23.	les quatre configurations selon la position des CSRR	79
Figure IV.24.	S11 pour les quatre configuration de l'antenne inspirée d'un SRR	80
Figure IV.25.	S11 optimisé en (dB) en fonction de la fréquence en GHz de l'antenne ULB inspirée d'un SRR	80
Figure IV.26.	Diagramme de rayonnement en (2D et 3D) de l'antenne ULB inspirée d'un SRR pour les fréquences 5.13GHz, 7.32GHz et 10.14GHz	81

Liste des tableaux

Chapitre II : Etude générale sur les antennes imprimées ULB

Tableau II.1. Géométrie de la cellule métamatériau proposée 26

Chapitre IV : Conception et simulation des antennes ULB à base des métamatériaux

Tableau IV.1. Paramètres de conception de la cellule métamatériau 62

Tableau IV.2. Paramètres de conception de l'antenne MTM 66

Tableau IV.3. Dimensions optimisées de l'antenne de base 69

Tableau IV.4. Dimensions optimisées de la fente. [40] 70

Tableau IV.5. Dimensions optimisées de l'antenne annulaire 71

Tableau IV.6. Paramètres de CSRR 74

Tableau IV.7. Paramètres de CSRR 79

Liste des abréviations

ENG	Permittivité Négative
MMA	Matériaux Artificiels Magnétiques
MMG	Matériaux Main Gauche « LHM »
MNG	Perméabilité Négative
RAF	Le Résonateur En Anneau Fendu
SRR	Split-Ring Resonator
UWB	Ultra Wide Band « Ultras Large Bande (ULB) »
FCC	Federal Communication Commission.
ROS	Rapport d'Onde Stationnaire
Re	Réel
S₁₁	Coefficient de réflexion
S₂₁	Coefficient de transmission
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
BC-SRR	Broadside Coupled SRR
CSRR	Complementary Split Ring Resonator
WIFI	Wireless Fidelity
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network

A decorative border in a reddish-brown color, featuring intricate floral and scrollwork patterns. The border is composed of four corner pieces and two horizontal pieces, framing the central text. The corner pieces are larger and more detailed, while the horizontal pieces are simpler, consisting of a central scroll and two side flourishes.

INTRODUCTION GENERALE

Le développement rapides des systèmes des télécommunications a permis la création et l'innovation des plusieurs technologies. D'une part il y a une tendance vers la miniaturisation des composants liés aux dispositifs mobiles tenus dans la main, d'autre part, il y a une demande croissante concernant le transfert des données rapides, qui exige alternativement des composants à large bande et à multi bandes. Ces deux contraintes contradictoires doivent être soulevées avec des solutions peu coûteuses, et fournissant un rendement élevé.

La réduction de la taille des composants a suscité ces dernières années un très grand intérêt auprès des chercheurs dans le monde des télécommunications. La course à cette miniaturisation est motivée par l'intégration des composants dans l'architecture des terminaux mobiles, pour réduire au maximum leur encombrement.

Alors l'apparition de la nouvelle classe des matériaux, connue sous le nom « métamatériaux » a arrivé à répondre à ces besoins. Les matériaux électromagnétiques artificiels avec la constante diélectrique et la perméabilité effectives négatives, au moins dans une certaine bande de fréquence, forment un nouveau concept électromagnétique. L'indice de réfraction effectif négatif est une propriété électromagnétique intéressante pour un milieu et fournit de nouveaux effets électromagnétiques. Actuellement, les chercheurs des métamatériaux ont non seulement démontré de nouveaux phénomènes physiques intéressants mais ont également pu mener au développement de nouvelles procédures de conception. La réalisation promet de nouveaux types de dispositifs microondes tels que les filtres, les antennes pour les mobiles... En fait, les métamatériaux peuvent de manière significative améliorer l'exécution de plusieurs dispositifs.

L'objectif de ce mémoire est de comprendre et de mettre en évidence les propriétés intéressantes de structures de MTM en vue d'applications aux antennes. Il s'agit aussi d'étudier des cellules métamatériaux ayant une perméabilité négative tel que les SRR (RAF's circulaire et carré) et d'autres cellules combinées ayant un indice de réfraction négatif (LHM), de faible encombrement et de performances élevées qui s'intègrent facilement aux systèmes de télécommunications ULB. Dans cette bande de fréquences, se situent des applications aux communications spatiales ainsi que de nombreuses applications commerciales et scientifiques : la télévision par satellite, en géodésie (pour les applications océanographiques TOPEX), en météorologie (les radars polar métriques) ou en radioastronomie (pour étudier le ciel profond). Ce mémoire se divise en quatre chapitres :

- Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art des métamatériaux. Nous présentons en premier lieu l'historique, ensuite nous présentons leurs définitions, leurs classifications,

les principales caractéristiques telles que la perméabilité et la permittivité négatives. Pour clôturer ce chapitre, un ensemble d'applications de Métamatériaux, dans les domaines d'optique et micro-onde (particulièrement au antenne patch), est exploré.

- Le second chapitre expose trois parties La première partie est consacrée à une présentation panoramique des antennes patch et leurs description, leurs caractéristiques, leurs avantages, leurs inconvénients et leurs applications. Dans la deuxième partie, nous présentons la technologie ULB, les principales caractéristiques et applications, et on termine par une bref étude sur les antennes ULB et quelques structures imprimées d'un monopole ULB et à bande rejetées.
- Dans le troisième chapitre, nous étudions plusieurs géométries des résonateurs en anneau fendu « RAF ». Afin d'extraire les paramètres effectifs, par la procédure d'homogénéisation, décrite au début du chapitre, à partir des coefficients de réflexion et de transmission.
- Enfin, dans le dernier chapitre, nous proposons une nouvelle cellule du RAF qui présente simultanément une permittivité et une perméabilité effective négatives, c.à.d. un matériau main gauche (LHM), dans le but est de concevoir une antenne ULB miniaturisée. Nous proposons aussi dans une deuxième partie, d'autres structures d'antennes ULB à partir d'un modèle de base. L'introduction des fentes, des anneaux et des SRR complémentaires (CSRR) sur l'élément rayonnant, permet à avoir des structures antennaires plus performantes travaillent dans la bande ULB. Parmi les structures proposées : l'antenne annulaire, l'antenne annulaire avec CSRR et l'antenne inspirée d'un SRR. Une fabrication du troisième antenne (annulaire avec CSRR) a été réaliser afin de la caractériser en terme de coefficient de réflexion et Bande Passante.

A decorative border in a reddish-brown color, featuring intricate floral and scrollwork patterns that frame the top and sides of the page.

Chapitre I

Etat de l'art des métamatériaux

A decorative border in a reddish-brown color, featuring intricate floral and scrollwork patterns that frame the bottom and sides of the page.

I.1.INTRODUCTION

La science et la technologie ont une soif insatiable des matériaux meilleurs et plus performants et qui peuvent promettre des perspectives sans limites. Dans le domaine de l'optique, un dernier venu fait beaucoup parler de lui: le 'métamatériau'. Les métamatériaux sont des matériaux artificiels qui présentent des propriétés électromagnétiques singulières que nous ne retrouvons pas dans la nature ou dans leurs constituants pris séparément. La caractéristique la plus intéressante est la possibilité de contrôler ou de modifier la permittivité et la perméabilité du matériau pour obtenir un comportement adapté à une application spécifique.

Les métamatériaux sont utilisés pour améliorer les performances des antennes, des filtres et des coupleurs. Leur principal avantage est la miniaturisation des dispositifs grâce à un indice de réfraction assez facilement ajustable qui peut même être négatif à certaines fréquences [1].

Ce premier chapitre dresse un rappel théorique sous forme d'une étude générale des métamatériaux, en commençant par un bref historique sur les structures périodiques, ensuite nous présentons leurs définitions, ses classifications, ses caractéristiques fondamentales telles que la perméabilité et la permittivité négatives. Enfin nous citerons les potentielles applications telles que les lentilles parfaites, cape d'invisibilité, et le domaine des antennes.

I.2.HISTORIQUE

En 1968 V.VESLAGO le physicien russe d'origine ukrainienne a publié l'analyse théorique de méta matériaux (MMT) intitulé « L'électrodynamique des substances avec des valeurs simultanément négatives de ϵ et μ » dont il a démontré que l'indice de réfraction peut également être négatif sous l'hypothèse qu'une réfraction négative peut se produire si la permittivité (électrique) et la perméabilité (magnétique) d'un matériau sont négatives.

Au fil du temps la recherche en électromagnétisme sur les composantes à réfraction négative avait une évolution depuis la découverte de la théorie de V.VESLAGO dont on cite :

- 1996 : Pendry montre théoriquement qu'il est possible d'obtenir des perméabilités négatives ($\mu < 0$) .
- 1999 : Pendry montre qu'il est possible d'obtenir des perméabilités négatives ($\mu < 0$) à partir d'un élément artificiel connu sous le nom de Résonateur en Anneau Fendu (RAF) dans une bande de fréquence étroite autour de sa fréquence de Résonance.

- 2000: Smith montre théoriquement la faisabilité d'un méta matériau qui se compose d'un RAF couplés a un réseau de fils conducteurs verticaux.
- 2001: Validation expérimentale de la réfraction négative par Smith.
- 2002: Concept de lentille parfaite de Pendry.
- 2005: Approche ligne de transmission par Caloz et Itoh.
- 2006: Application méta matériaux : antenne, coupleur,...[2].

I.3. DEFINITION DES METAMATERIAUX

Les métamatériaux 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 », Les métamatériaux sont donc des matériaux ayant des propriétés « au-delà » de ce que l'on peut espérer et observer dans des matériaux naturels.

Les métamatériaux électromagnétiques (MTMs) sont définis comme des structures électromagnétiques efficacement homogènes avec des propriétés inhabituelles et qui ne sont pas disponibles dans la nature (avoir une permittivité et perméabilité négative, un indice de réfraction négatif). Une structure efficacement homogène est une structure dont sa taille moyenne structurale de cellules p est beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée λ_g . Par conséquent, cette taille moyenne de cellule devrait être au moins plus petite qu'un quart de la longueur d'onde $P < \frac{\lambda_g}{4}$. [3]

I.4. CLASSIFICATION DES MATERIAUX

Cette classification est basée sur les différentes valeurs de la permittivité ϵ et de la perméabilité μ , et par conséquent sur les valeurs de l'indice de réfraction et de la constante de phase (figure I.1), définies par :

$$n = \sqrt{\epsilon \cdot \mu} \quad (I.1)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\epsilon \cdot \mu} \quad (I.2)$$

Dans un milieu classique, les valeurs de ϵ , μ sont positives en même temps. Ce matériau est appelé par nouvelle convention « Reight-handedmaterial » et la valeur de l'indice de réfraction est réelle et positive ; l'onde se propage selon les \vec{Z} croissants (direction de propagation) et aussi selon \vec{Z} , se propage la puissance active. En plus les vitesses de phase et de groupe ont le même sens.

Si on a $\epsilon > 0$, $\mu < 0$ on se trouve dans le domaine des ferrites et de la structure réalisée par Pendry, SRR où la transmission de la lumière n'est pas possible (matériaux opaques). Ici

l'indice de réfraction et la constante de phase sont imaginaires ($n, \beta \in Imm$). L'onde est évanescente suivant \vec{Z} , la puissance active est nulle et la puissance réactive est suivant \vec{Z} .

Si on passe à une situation où $\varepsilon < 0, \mu > 0$ on est dans les structures à plasma, où les plasmas deviennent métaux aux fréquences optiques. Comme le cas précédent, le matériau est opaque et ($n, \beta \in Imm$). L'onde est évanescente suivant \vec{Z} , et on est dans les mêmes conditions de puissance du cas précédent.

Les métamatériaux « Left-Handed Material (LHM) » par la suite, ont en même temps $\varepsilon, \mu < 0$, l'indice de réfraction est négatif ($n < 0$) mais la constante de propagation est positive ($\beta > 0$). L'onde se propage selon les \vec{Z} décroissants, la puissance active selon les \vec{Z} croissants, les vitesses de phase et de groupe sont de sens opposés ($\beta \cdot P < 0$) et le trièdre $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$ suit la règle de la main gauche (figure I.2).

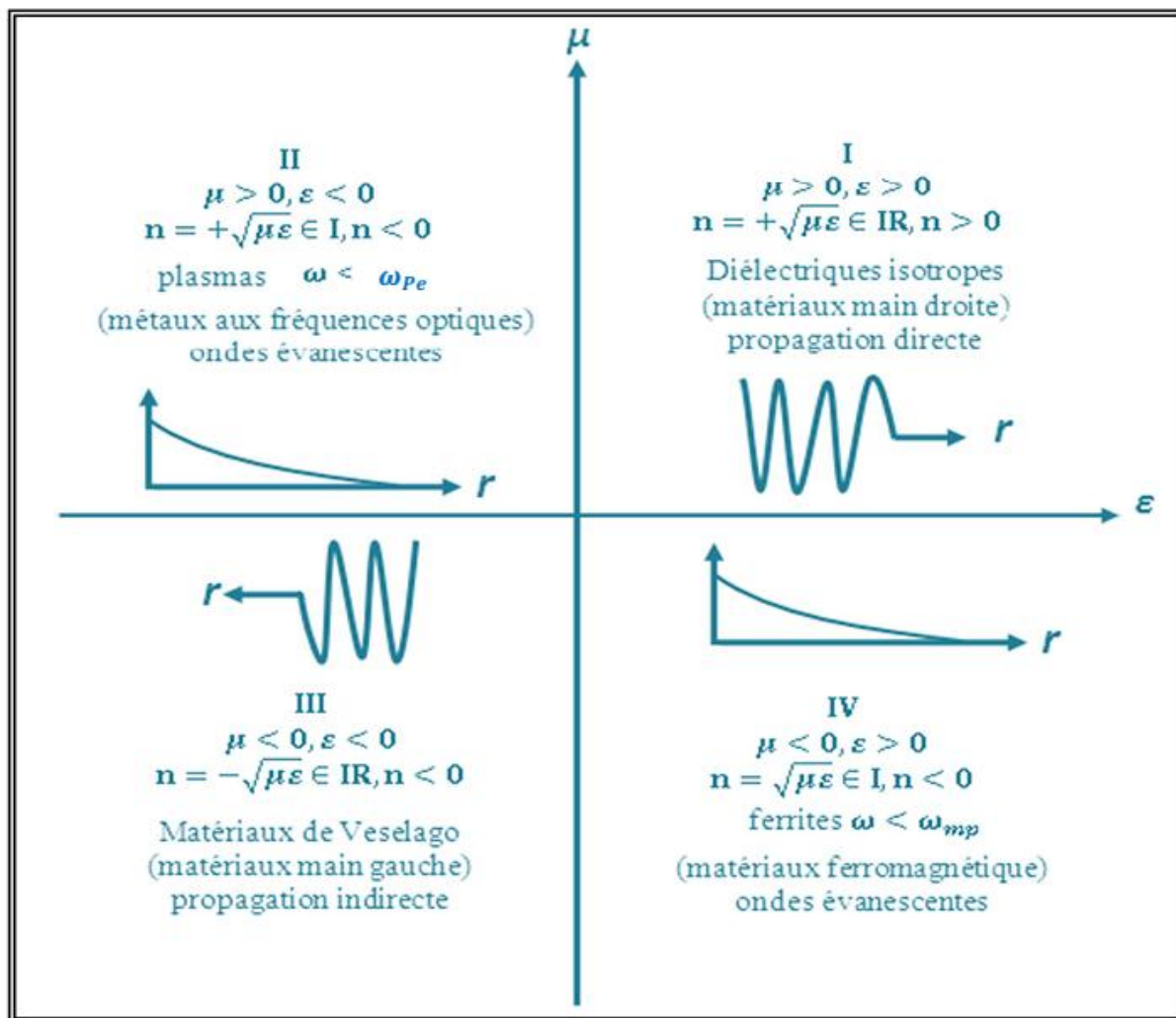


Figure I.1. Diagramme permittivité (ε), perméabilité (μ) et indice de réfraction (n). [4]

Les pulsations ω_{pe} et ω_{pm} représentent les pulsations de plasma électrique et magnétique, respectivement.

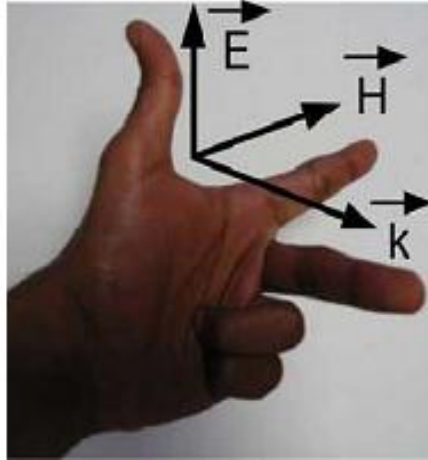


Figure I.2. Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche. [5]

I.5. CARACTERISTIQUES DES METAMATERIAUX

Il existe plusieurs types de métamatériaux en électromagnétisme, les plus connus étant ceux susceptibles de présenter à la fois une permittivité et une perméabilité négatives.

I.5.1. Métamatériaux à permittivité négative « ENG »

La structure avec permittivité négative ($\epsilon < 0$) décrite par Pendry est constituée de fils métalliques parallèles infiniment minces (figure I.3).

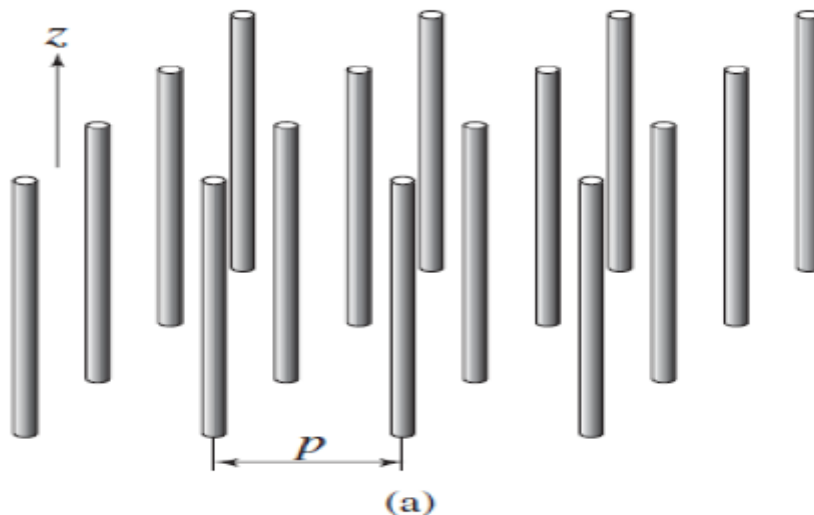


Figure 1. 3. Structure fils fins présentant ϵ négative/ positive quand $E \parallel z$. [3]

Cette structure a une taille moyenne de p cellule beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée λ_g ($p \ll \lambda_g$), c'est une structure effectivement homogène.

Si l'excitation de \vec{E} champ électrique est parallèle à l'axe des fils, on aura un courant induit le long de ces fils, en plus des moments dipolaires équivalents sont générés.

La permittivité des fils métalliques soumis au \vec{E} champ électrique est donnée par la formule suivante :

$$\epsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2} \quad (I.3)$$

Où : ω_{pe} : Fréquence de plasma électrique des fils métalliques.

ω : Fréquence d'excitation de la source.

On constate que la permittivité plasma électrique est négative pour les fréquences en dessous de la fréquence de plasma électrique (relation 1.1), mais cette condition est insuffisante, il faut que le champ soit parallèle à l'axe des \vec{Z} pour avoir une permittivité négative dans cette structure. (figure I.4)

Où : la fréquence de plasma est donnée par :

$$\omega_p^2 = \frac{ne^2}{\epsilon_0 m_{eff}} \quad (I.4)$$

Avec e est la charge de l'électron et est m_{eff} la masse effective de l'électron.

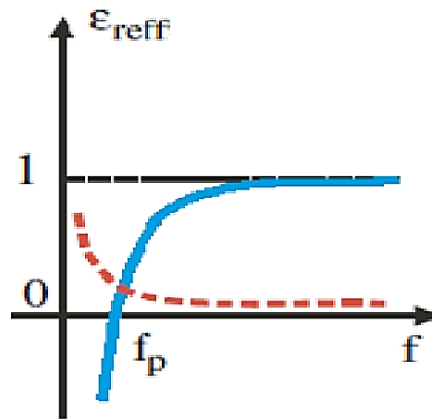


Figure I.4. La permittivité effective du milieu en fonction de la fréquence.

I.5.2. Métamatériaux a perméabilité négative « MNG »

Dans la littérature et pour des applications dans les microondes, il est possible d'avoir des matériaux ferromagnétiques et composite antiferromagnétique tels que Le fluorure de magnésium (MgF_2) et Le fluorure de fer (FeF_2) présentant une perméabilité négative, l'inconvénient de ces matériaux se résume en leurs poids et les pertes magnétiques énormes qui peuvent se présenter.

La possibilité de créer des milieux non-magnétiques avec une réponse magnétique est alors très intéressante, car le magnétisme peut être obtenu à partir de matériaux non magnétiques comme ce que nous avons précisé avant à condition que le matériau puisse supporter les boucles de courant qui provoquent un moment magnétique dipolaire. Cette possibilité est devenue une réalité en 1999 quand Pendry introduisit la structure rouleau suisse (swiss-roll) présentée sur la figure I.5[6].

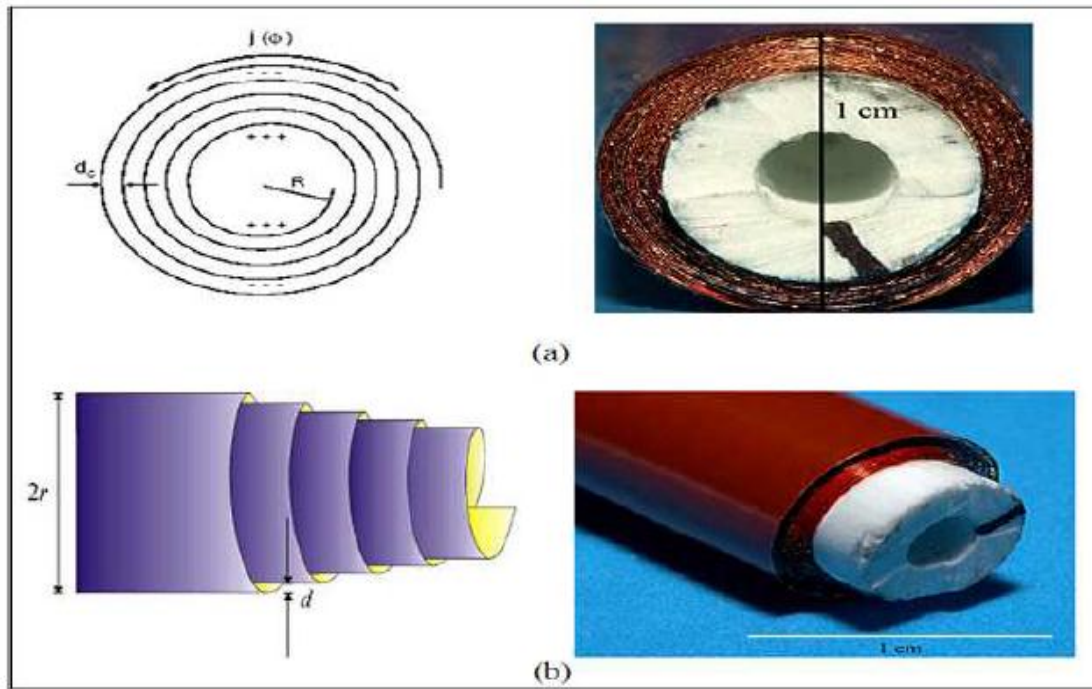


Figure I.5. La structure rouleau de suisse introduite par Pendry, (a) vue de face et (b) vue de profil. [6].

Ils ont proposé différents types de résonateurs en anneau fendu «RAF » ou en anglais Split Ring Resonator « SRR » sous plusieurs formes géométriques (carré, circulaire, oméga,...), Il s'agit de deux cercles métalliques ouverts imbriqués. Ils sont excités par un champ électromagnétique dont le champ magnétique est dirigé selon l'axe des cercles (Figure 1.6).

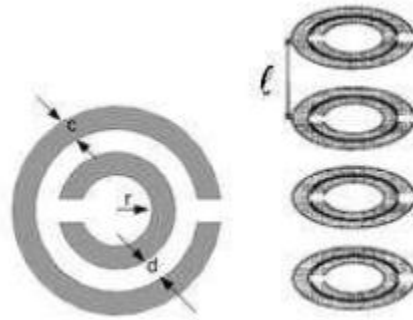


Figure 1.6. Les SRR proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative.

La structure avec perméabilité négative ($\mu < 0$) décrite par Pendry est constituée d'un arrangement de résonateurs en anneaux fendus (Split Ring Resonator "SRR") (Figure 1.7). Ces structures ont le pouvoir de présenter une perméabilité négative dans une bande de fréquence bien déterminée et ont une réponse similaire aux matériaux ferromagnétiques.

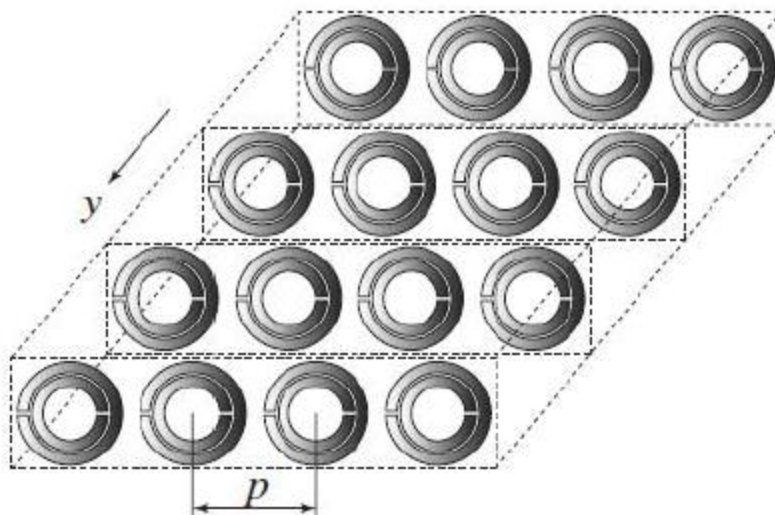


Figure 1.7. Structure résonateur en anneau fendu présentant ϵ positive/ négative quand $H \perp z$.

Cette structure a une taille moyenne de p cellule beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée λ_g ($p \ll \lambda_g$), c'est une structure effectivement homogène.

Si l'excitation de champ magnétique H est perpendiculaire au plan des anneaux ($H \parallel y$), de façon à induire des courants dans la boucle de résonance et de générer des moments dipolaires magnétiques équivalents, la dépendance fréquentielle de la perméabilité suit un modèle de Lorentz donné par l'équation (I. 5).

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2 + j\omega\xi} \quad (\text{I.5})$$

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2(\omega^2 - \omega_{om}^2)}{(\omega^2 - \omega_{om}^2)^2 + (\omega\xi)^2} + j \frac{F\omega^2(\omega^2 - \omega_{om}^2)}{(\omega^2 - \omega_{om}^2)^2 + (\omega\xi)^2} \quad (\text{I.6})$$

$$\text{Ou : } F = \pi \frac{a}{p} \quad (\text{I.7})$$

a : est le rayon de petit anneau,

ω_{om} : est la pulsation de résonance magnétique ajustable dans la gamme des GHz,

ξ : est le facteur d'atténuation dû aux pertes du métal.

Dans le cas sans perte ($\xi \neq 0$), la perméabilité est négative lorsque : (figure I.8)

$$\omega_{om} < \omega < \frac{\omega_{pm}}{1-F} \text{ tel que } \omega_{pm} = \frac{\omega_{om}}{1-F} \quad (\text{I.8})$$

Où : ω_{pm} est la pulsation magnétique de plasma

Ces fréquences peuvent s'écrire en fonction des paramètres géométriques des SRR à l'aide des équations :

$$\omega_m = \sqrt{\frac{3LC\omega^2}{\pi \ln\left(\frac{2C}{d}\right)r^3}} \quad (\text{I.9})$$

$$\omega_{pm} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{\pi r^3}{a^2}}} \quad (\text{I.10})$$

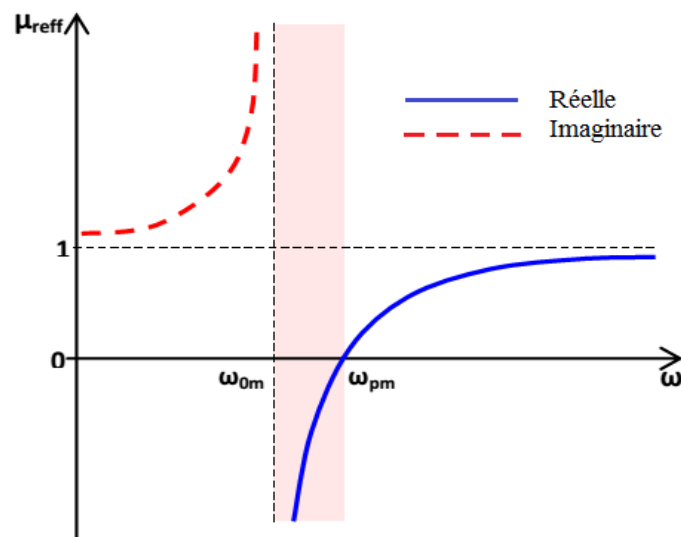


Figure I.8. Variation de la perméabilité effective en fonction de la pulsation.

Le circuit équivalent d'un résonateur en anneau fendu est donné par la figure 1.9 suivante :

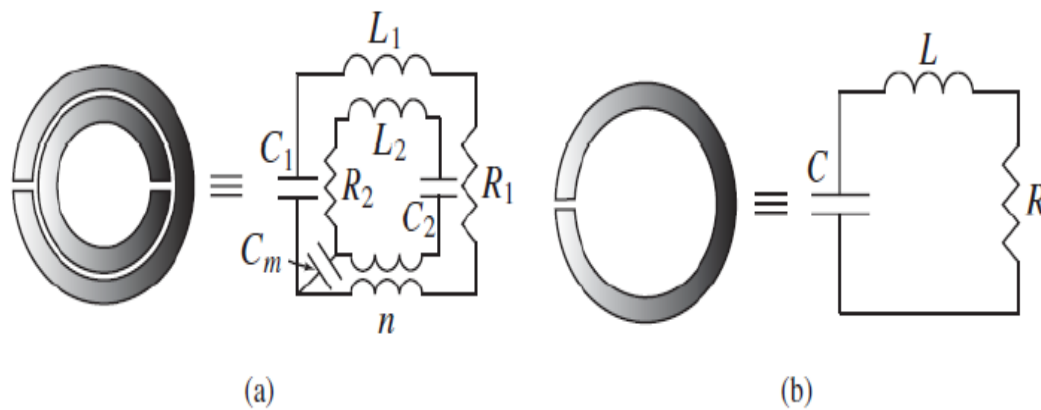


Figure 1.9. Modèle du circuit équivalent du SRR (a) configuration d'un SRR double, (b) configuration d'un simple SRR.

Dans la configuration en anneau double, le couplage capacitif et le couplage inductif entre le grand et le petit anneau sont modélisés par une capacité de couplage C_m et par un transformateur (rapport de transformation n), respectivement.

Dans la configuration en anneau seul, le modèle de circuit est plus simple avec une fréquence de résonance: $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.

I.5.3. Métamatériaux doublement négatifs « DNG »

La première démonstration expérimentale d'un milieu composite doublement négatif a été présentée par D. Smith en 2000. En s'inspirant des travaux de J. Pendry, il a superposé un réseau de fils et un réseau de SRR (figure I.10). Il a observé ainsi une transmission à travers ce milieu dans la bande de fréquence dans laquelle la permittivité et la perméabilité sont négatives. Cette expérimentation a démontré pour la première fois la théorie des milieux main gauche introduite par Veselago, qui prévoit une propagation des ondes électromagnétiques à travers un milieu doublement négatif. Ce fut le premier métamatériau réalisé [7].

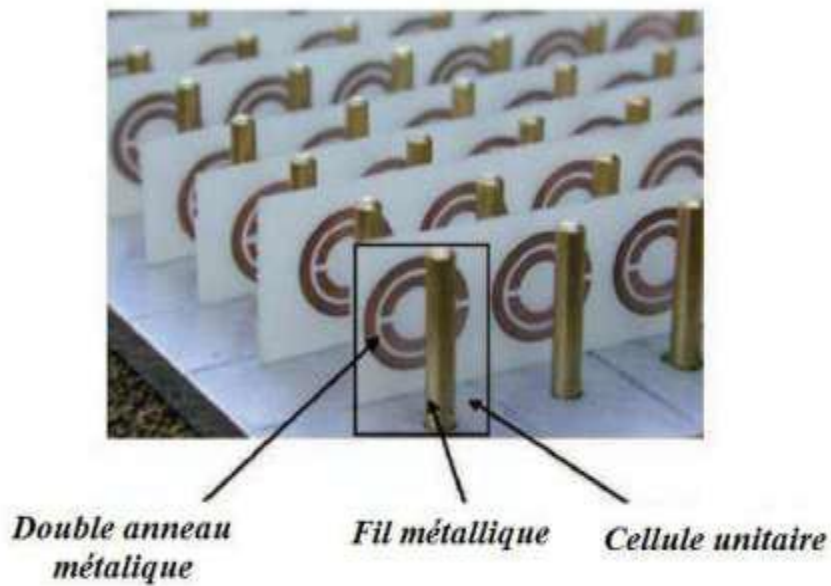


Figure I.10: Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques .[8]

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 I.11.a) [9]. Cette cellule imbrique deux cellules unitaires basiques : 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 I.11.b). Le deuxième type est basé 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 (figure I.12) [10], et repoussée par H.Grigner [10] [11].

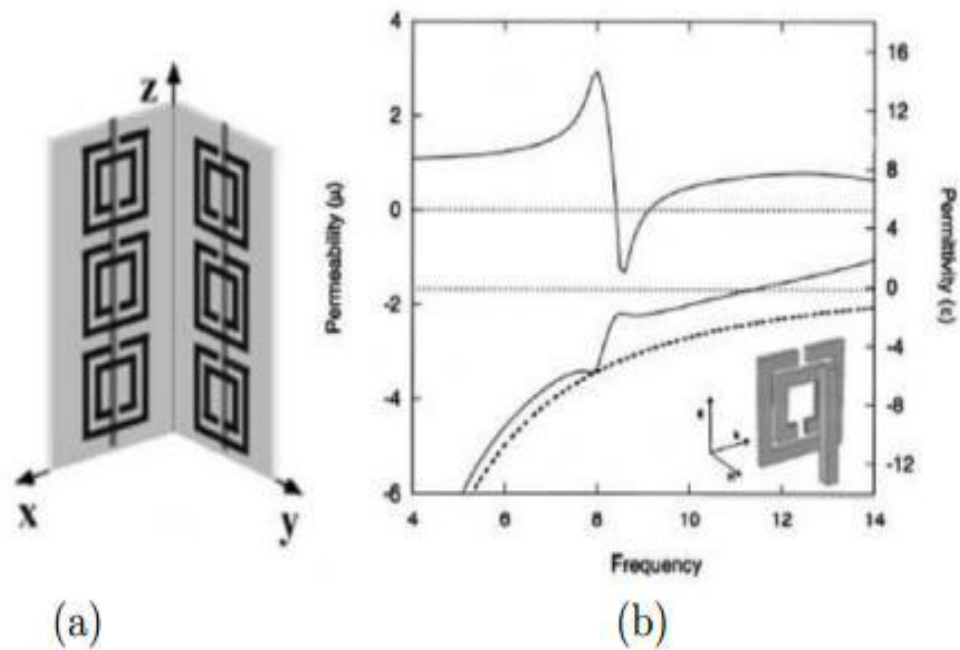


Figure I.11: (a) cellule DNG- "SRR+Tige" (b) perméabilité et permittivité de la Cellule "SRR+Tige" .[12]

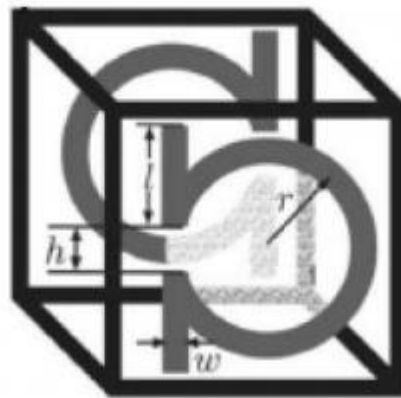


Figure I.12: Cellule DNG sous forme de « Ω ». [13]

I.6. APPLICATIONS DES METAMATERIAUX

Les « métamatériaux », matériaux nouveaux aux propriétés électro-magnétiques fascinantes (indice de réfraction négatif, propagation des ondes inversée, amplification des ondes évanescentes...), constituent un domaine de recherche en pleine explosion, devenu célèbre pour ses applications potentiellement révolutionnaires : "super-lentilles" optiques pour l'imagerie subdiffraction, antennes miniaturisées, voire invisibilité...

Ces propriétés nouvelles reposent sur la présence dans le métamatériau de « résonateurs » microscopiques capables d'engendrer des réponses électriques et magnétiques bien choisies.

1.6.1 Lentilles parfaites

La réfraction négative donne la possibilité de focaliser une onde en utilisant une lentille plane. En effet, les méta matériaux font en sorte que les ondes électromagnétiques focalisent sur un point au lieu de dévier vers l'extérieur. Une lentille classique doit normalement être convexe pour focaliser la lumière, ce qui n'est pas le cas d'une lentille à base de méta matériaux. D'un autre côté, les lentilles classiques ne peuvent pas voir des détails plus petits que la longueur d'onde électromagnétique. Par exemple, les atomes sont plus petits que les longueurs d'ondes de la lumière visible et ne peuvent donc pas être vus à l'aide d'un microscope optique. Cependant, comme les méta matériaux font que la lumière subit une diffraction inversée, ils permettent une « super-résolution » : ces lentilles main gauche plates sont capables de focaliser les ondes évanescentes, qui transportent des détails plus petit que les longueurs d'ondes d'un objet, d'où l'appellation « lentilles parfaites » ou « super lentilles » (Figure I.13) [14].

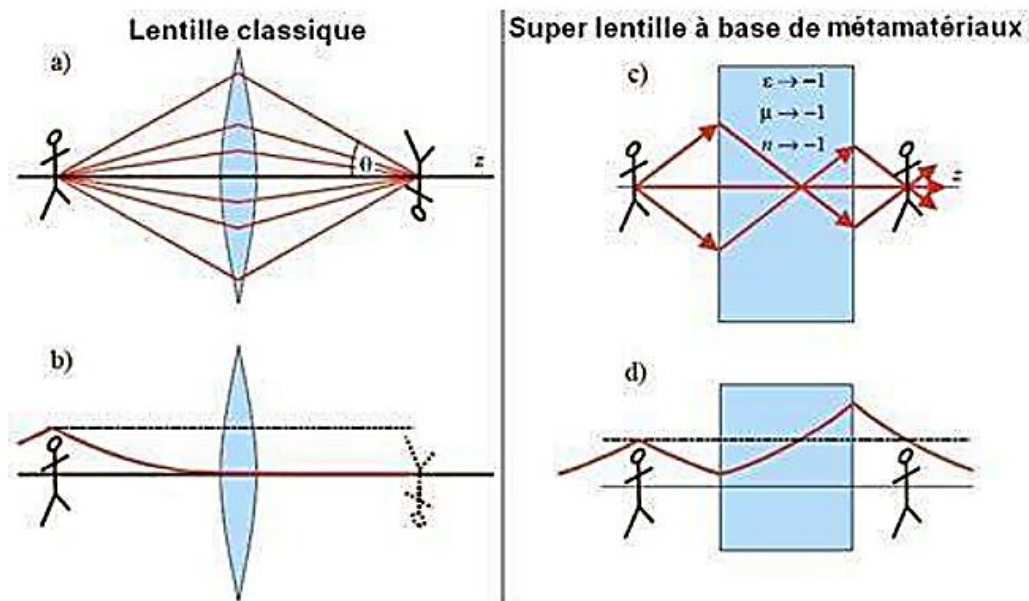


Figure I.13. (a) Cas de la lentille classique (b) Résolution de l'image est mauvaise
(c) Cas de la super lentille (d) Résolution de l'image est meilleure.

I.6.2. Cape d'invisibilité

Une autre application potentielle qui a suscité un grand intérêt de la part des chercheurs est la cape d'invisibilité ou « Cloaking » [15], cette structure vise à rendre un objet invisible en l'entourant d'un réseau de méta matériaux qui va détourner la lumière (où les ondes électromagnétiques en général) et permettre la reconstruction des fronts d'onde en aval de cet objet (Figure I.14). Cette approche présente beaucoup d'intérêt notamment dans le domaine de la défense pour les applications de furtivité.

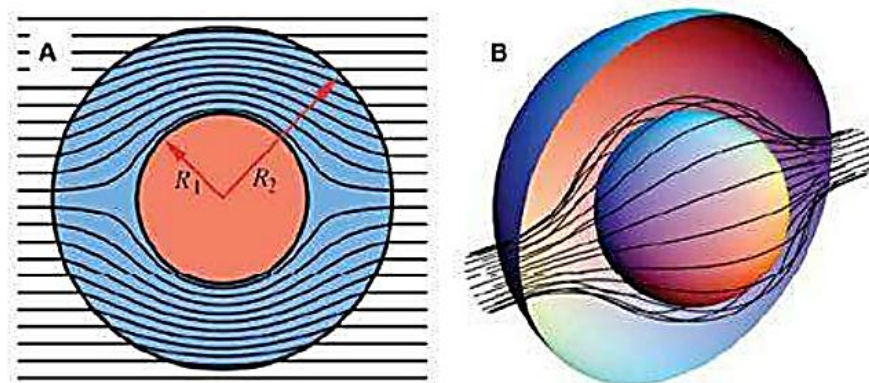


Figure I.14. Principe du Cloaking, les rayons contournent la sphère (objet) et se reconstruisent en aval, un observateur en aval ne voit pas l'objet. (a) vue 2D, (b) vue 3D [16].

I.6.3. Domaine des antennes

Les antennes constituent un maillon très important du segment radiofréquence. Depuis l'apparition pratique des Métamatériaux en 2001, les chercheurs ont proposé des structures d'antennes basées sur des motifs Métamatériaux et ceci dans le but d'améliorer ou de rendre configurable les performances par exemple: la taille, la fréquence de résonance, la bande passante, le gain, la polarisation et les diagrammes de rayonnement.

En 2000, Hansen et al [17] ont publié une étude sur la conception d'antenne patch imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique. Ils ont démontré que l'utilisation de tels matériaux contribue fortement à la réduction de la taille électrique des antennes tout en conservant les mêmes propriétés de bande passante offerte par un matériau diélectrique ordinaire. Avec le développement de nouvelles cellules MMA et notamment les cellules magnétiques, une nouvelle étude [18] [19] avait exploité le travail théorique [17] pour proposer la réalisation d'une antenne PIFA imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique artificiel. Les auteurs ont prouvé par une caractérisation expérimentale la réduction de la taille

de l'antenne PIFA MMA comparée à une antenne classique PIFA. On peut noter aussi un élargissement sensible de la bande passante de l'antenne suivant la même configuration [18] [19]. L'utilisation des cellules MMA pour la réduction de la taille du patch dans les antennes imprimées a été proposée dans plusieurs études [20] [21].

Dans le but d'améliorer les performances de rayonnement des antennes, les cellules MMA ont été utilisées en tant qu'un radôme dans les antennes. Après une optimisation de la taille du radôme ainsi que sa distance de séparation avec l'antenne, les résultats de simulation électromagnétique et de fabrication montrent une amélioration notable du gain de l'antenne par rapport à l'antenne sans radôme [22] [23].

Les antennes multi-bandes ont aussi attiré l'attention des chercheurs dans le domaine des MMA. Les cellules MMA à multi-bandes ont permis de concevoir des nouvelles antennes à multi-bandes [24] [25]. L'application des cellules MMA ne se limite pas aux antennes et filtres. En effet, dans le domaine des radiofréquences, les cellules MMA et les cellules complémentaires ont été largement utilisées dans la fabrication de plusieurs circuits RF.

1.7. CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté quelques notions sur les matériaux et les métamatériaux à savoir la permittivité et la perméabilité, la vitesse de groupe et de phase. Les métamatériaux peuvent présenter une permittivité et/ou une perméabilité négative dans certaines fréquences et dans des directions bien définis.

Le plus grand potentiel de métamatériaux est la possibilité de créer une structure avec un indice de réfraction négatif, puisque cette propriété n'est pas trouvée dans tout matériau non synthétique.

Parmi les conséquences d'un indice de réfraction négatif est l'inversion de loi de Snell (Matériaux à onde inversée (backwardwavematerials)ou Matériau main gauche MMG (Left-HandedMaterial 'LHM')).

Ce que l'on peut récapituler dans ce chapitre, c'est que les métamatériaux ont un rôle très important à jouer dans les nouvelles technologies surtout dans les domaines de l'optique et des télécommunications.

A decorative border in a reddish-brown color, featuring intricate floral and scrollwork patterns that frame the central text.

Chapitre II

Etude générale sur les antennes imprimées ULB

II.1. INTRODUCTION

La demande pour des antennes électriquement petites et large bande est de plus en plus importante. Ceci pour des applications civiles et/ou militaires. Un des domaines où cette demande explose est celui des transports. En effet, on voit aujourd'hui la prolifération d'applications destinées aux gros porteurs en plus de celles déjà existantes. En particulier l'accroissement des demandes en communication à bord des avions de ligne et d'affaires engendre une augmentation du nombre d'antennes. L'intégration de ces dernières sur les avions devient alors un problème critique. Ces antennes doivent pouvoir émettre et/ou recevoir sans perturber ou être perturbées par leurs voisines et être les moins protubérantes possibles pour ne pas induire des pénalités aérodynamiques et acoustiques. Tout ceci introduit des contraintes pour les antennes en termes de taille, de multifonctionnalité et de gain. Pour faire face à ces contraintes et à la volonté d'intégrer une quantité toujours plus importante de nouvelles applications, l'heure est à la miniaturisation des antennes.

La technologie UWB a plusieurs caractéristiques qui la distinguent des systèmes à bande étroite conventionnels. Une large bande passante instantanée, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz.

Ce deuxième chapitre présente : des généralités sur les antennes patch, dont on cite leurs description, leurs caractéristiques, leurs avantages, leurs inconvénients et leurs applications ; dans une première partie.

La deuxième partie est consacrée à la présentation de la technologie ULB, les principales caractéristiques et applications.

Finalement nous présentons une brève étude sur les antennes ULB et quelques structures imprimées d'un monopole ULB et à bande rejetées.

II.2. GENERALITES SUR LES ANTENNES PATCH

Dans les transmissions sans fil les antennes sont des structures qui permettent de faire l'interface entre l'espace libre et un milieu guidé. Un milieu guidé est une structure où une onde électromagnétique est confinée et se propage le long du trajet défini par le milieu. Ces milieux se présentent en général sous la forme de guide d'onde, de câble coaxial ou de ligne microruban.

II.2.1. Description d'une antenne patch

Une antenne patch consiste en un élément métallique de forme quelconque (rectangulaire, circulaire, à fente, ou formes plus élaborées) déposé sur la surface d'un substrat diélectrique qui présente sur l'autre face un plan conducteur (plan de masse). Une antenne patch rectangulaire est l'antenne patch la plus courante, sa structure est détaillée ci-dessous.

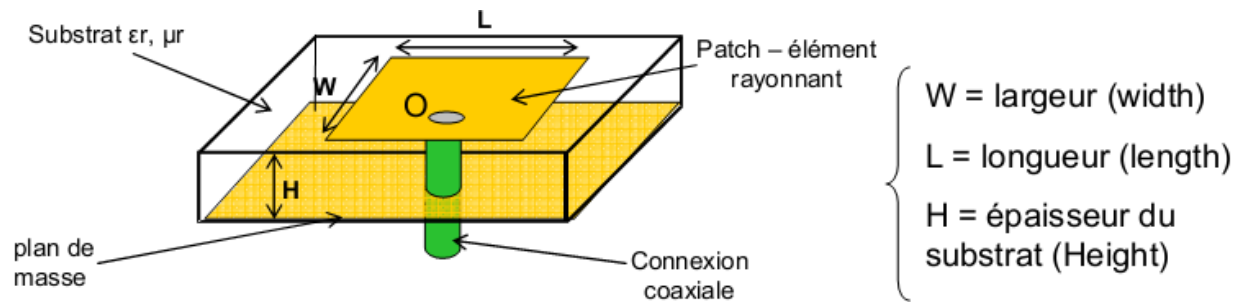


Figure II.1. Structure d'une antenne patch rectangulaire.

Les dimensions du patch sont généralement de l'ordre de la demi-longueur d'onde. Le choix de la longueur est guidé par la fréquence de résonance à donner à l'antenne. Le plan de masse ne pouvant pas être infini, il peut être égal à 3 ou quatre fois la longueur d'onde, ce qui représente parfois un encombrement trop important. Un plan de masse plus petit conduira à une modification des propriétés de l'antenne. Les caractéristiques du substrat influent sur celles de l'antenne. En général, sa permittivité doit être faible, il doit être d'épaisseur négligeable devant la longueur d'onde et présenter de faibles pertes [26] (on caractérise les pertes d'un diélectrique par la tangente des pertes notée $\tan(\delta)$, une valeur typique se situe aux alentours de 10^{-3}). Différentes méthodes existent pour polariser une antenne patch sur la figure I.1, l'antenne est alimentée par une connexion coaxiale, le connecteur étant placé à l'intérieur de l'élément rayonnant.

L'alimentation peut être apportée par une ligne micro ruban connectée sur un côté de l'antenne. La position du point de l'alimentation aura un impact non négligeable sur l'impédance d'entrée de l'antenne et donc sur son adaptation [26]. En outre, on peut trouver d'autres éléments gravés autour de l'élément rayonnant tels que des lignes d'alimentation, des structures d'adaptation, de contrôle de la phase.

Les dimensions physiques des objets étudiés peuvent être données en relatif par rapport à la longueur d'onde associée à une fréquence. En général les longueurs électriques sont données par rapport à la fréquence centrale f_0 . Dans le cas des antennes ULB, ce rapport est donné généralement en utilisant la longueur d'onde associée à la fréquence basse de fonctionnement f_{min} . Cette fréquence est associée à la dimension la plus importante de l'antenne. [27]

II.2.2. Caractéristiques

La caractérisation d'une antenne se fait à l'aide de plusieurs paramètres qui sont contrôlés en fonction de la fréquence. La définition de ces paramètres est standardisée par la norme IEEE qui fait autorité dans le domaine des télécommunications. Il est possible de distinguer trois grands paramètres, qui sont décrits ci-dessous.

II.2.2.1. Paramètres électriques

- **Coefficient de réflexion S_{11}**

Comme il a été dit précédemment l'antenne assure la transition d'une onde électromagnétique d'un milieu guidé à l'espace libre et inversement. Cette transition doit s'effectuer de la manière la moins brutale possible. En effet il est souhaitable que le maximum d'énergie électromagnétique envoyée depuis la source, parvienne à l'antenne afin d'être rayonnée dans l'espace libre. Pour cela la partie guidée doit être conçue avec soin, pour éviter que l'onde électromagnétique soit réfléchi par des discontinuités trop brusques aux fréquences de fonctionnement de l'antenne. Si c'est le cas, l'énergie sera réfléchi vers la source, des interférences destructives seront susceptibles d'intervenir et une onde dite stationnaire s'établira dans le milieu guidé. Ce milieu devient un élément de stockage de l'énergie électromagnétique et n'assure plus son rôle de propagation [II-2].[27]

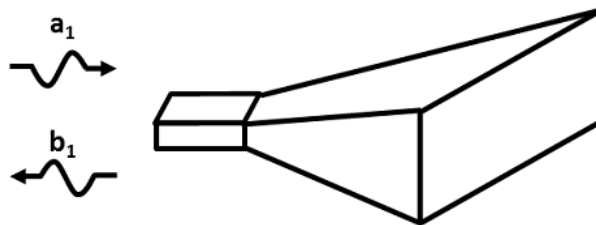


Figure II.2. Illustration du coefficient de réflexion en entrée d'une antenne.

Pour mesurer ces retours d'énergie vers la source, le coefficient de réflexion est calculé en fonction de la fréquence. Le coefficient de réflexion est le rapport entre l'onde réfléchi b_1 et l'onde incidente (ou rentrante) a_1 (Figure II-2). Il est couramment noté Γ ou S_{11} . Il est très souvent exprimé en décibel (dB). Nous rappelons le lien entre une grandeur exprimée en décibel et celle exprimée en grandeur naturelle dans l'équation (II-1):

$$S_{11\text{dB}} = 20 \times \log_{10}(|S_{11}|) \quad (\text{II.1})$$

Donc comme on peut le constater le paramètre S_{11} devra être minimal dans la conception de l'antenne. Le coefficient de réflexion est un paramètre important car il permet de définir d'autres notions importantes à la caractérisation des antennes. En effet, avec le coefficient de réflexion, il est possible de définir la notion d'adaptation et la bande de fréquence (bande passante) dans laquelle l'antenne présente un coefficient de réflexion inférieur à un certain niveau (généralement à -10dB).

- **Impédance d'entrée**

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne.

Cette impédance est donnée par la formule :

$$Z_{\text{in}} = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (\text{II.2})$$

Z_0 = impédance caractéristique de la ligne d'alimentation, en générale égale 50Ω .

- **Le ROS ou Le VSWR**

Le Rapport d'Onde Stationnaire (ROS) ou, en anglais, VSWR pour Voltage Standing Wave Ratio tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux éléments (l'antenne et le circuit de l'émetteur).

Le VSWR est donné par:

$$\text{VSWR} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (\text{II.3})$$

Où ; Γ : est appelé est coefficient de réflexion (S11).

Une méthode pour juger l'efficacité de l'antenne qui fonctionne sur toute la gamme de fréquence est la mesure du VSWR. Un $\text{VSWR} < 2$ assure une bonne performance.

- **Bande passante (BP)**

Pour les antennes bande étroite la bande passante est généralement exprimée en relatif par rapport à la fréquence centrale (équation (II.4)) :

$$\text{BP}(\%) = \left[\frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \right] 100 \quad (\text{II.4})$$

Où f_{\max} : La fréquence maximale; f_{\min} : La fréquence minimale ; f_c : La fréquence centrale ou de résonance.

Pour les antennes plus large bande une autre manière d'exprimer la bande passante est donnée en équation (II-5):

$$\text{BP} = f_{\max} / f_{\min} \quad (\text{II.5})$$

Une antenne est dite à large bande si $f_{\max} / f_{\min} = 2$.

II.2.2.2. Paramètres et de rayonnement

- **Diagramme de rayonnement**

La densité de puissance rayonnée par une antenne est répartie dans l'espace autour de celle-ci en fonction de sa géométrie et de son adaptation. Les diagrammes de rayonnement sont utilisés pour représenter graphiquement cette répartition. Ils sont donnés en «zone lointaine» et généralement dans un repère en coordonnées polaires. Le champ électromagnétique est considéré en zone lointaine si la distance entre le point où il est calculé et l'antenne respecte la condition donnée en équation (II-6). Les diagrammes peuvent être représentés sur des figures en 2D (polaire ou cartésien) ou en 3D (Figure II.3).

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{II.6})$$

Où D est la dimension la plus grande de l'antenne et λ la longueur d'onde associé à la fréquence de fonctionnement de l'antenne.

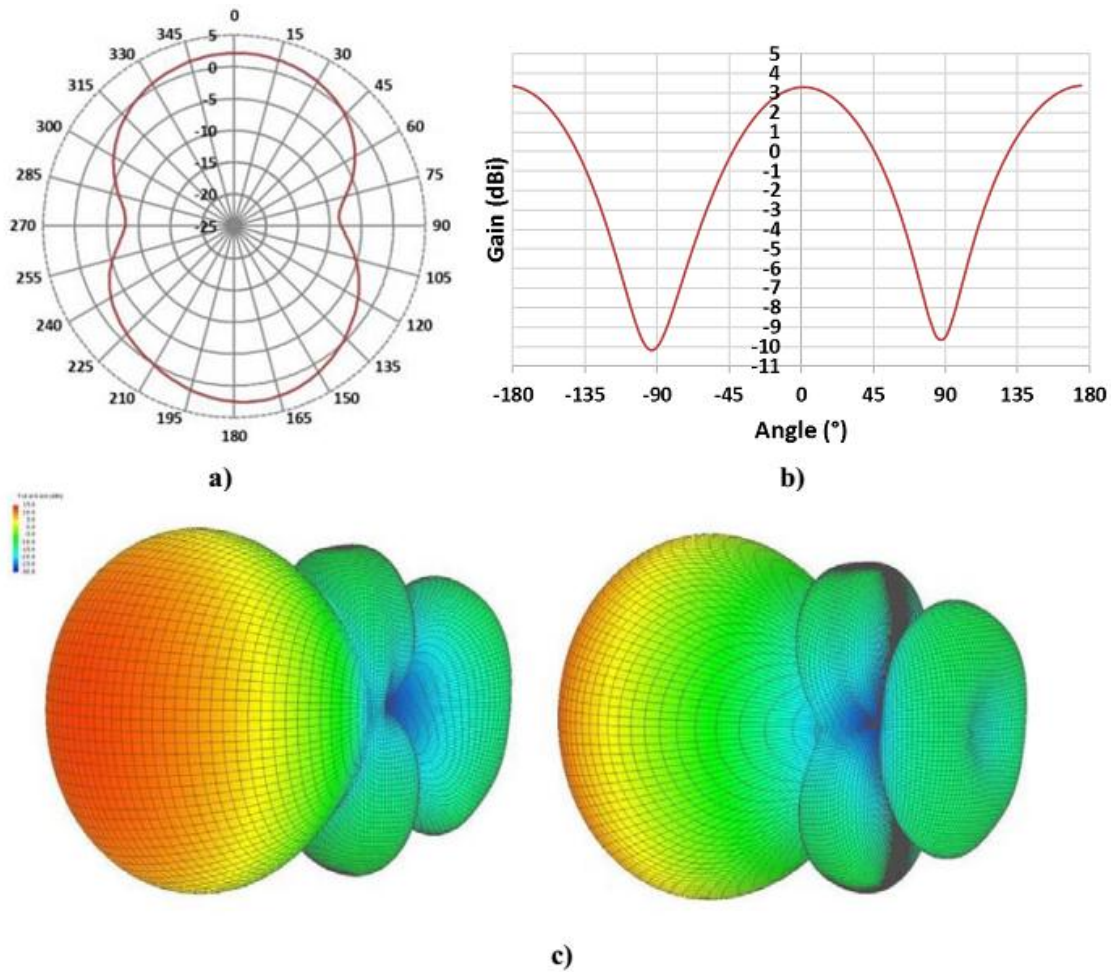


Figure II.3. Différents types de représentation des diagrammes de rayonnement

a) 2D polaire b) 2D cartésien c) 3D.

Sur ces diagrammes il est possible de préciser plusieurs paramètres permettant d'évaluer les performances en rayonnement de l'antenne :

- **La directivité D**

à savoir le rapport entre l'intensité de rayonnement dans une direction donnée et l'intensité de rayonnement U_0 d'une antenne isotrope rayonnant la même puissance que l'antenne étudiée [II.7].

[28] L'intensité de rayonnement U_0 se calcule en divisant par 4π la puissance totale rayonnée.

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (\text{II.7})$$

Si elle n'est pas spécifiée, la directivité d'antenne implique sa valeur maximum, c. à d. D_0

$$D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (\text{II.8})$$

- **Le gain**

Le gain d'antenne G est linéairement lié à la directivité par l'efficacité de rayonnement de l'antenne e_{rad} . Selon [II-9], le gain absolu d'antenne est : " le rapport de l'intensité, dans une direction donnée, à l'intensité de rayonnement qui serait obtenue si la puissance admise par l'antenne étaient rayonnées de façon isotropique. " Le gain d'antenne est défini par:

$$G = e_{\text{rad}} D = \frac{4\pi U}{P_{\text{in}}} \quad (\text{II.9})$$

- Une antenne avec un gain faible tend à être omnidirectionnelle, alors qu'une antenne avec un gain élevé tend à être plus directive et rayonne une grande partie de sa puissance dans certaines directions. Le gain maximal d'une antenne est particulièrement important pour des applications 'ULB puisque les organismes de normalisation de chaque pays tendent de limiter les niveaux de puissance des émetteurs ULB pour éviter l'interférence avec des services de bande étroite opérant dans les mêmes bandes. [29]

II.2.2.3. Polarisation

Une onde électromagnétique est caractérisée par sa direction de propagation, son amplitude et sa direction dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation. Ces paramètres dépendent du temps. L'évolution en fonction du temps de la direction de cette onde permet de définir la polarisation de l'antenne dans une direction de propagation donnée. Une polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique, comme représenté sur la figure II.4. [27]

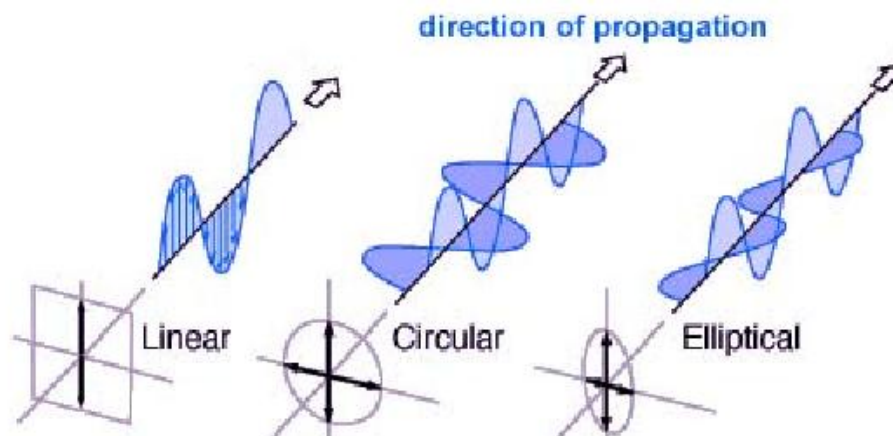


Figure II.4. Différents types de polarisation. [30]

II.2.3. Avantages et inconvénients des antennes patch

Les antennes imprimées présentent de nombreux avantages comparés aux antennes micro-ondes classiques et leurs applications couvrent le large domaine de fréquence : 100 MHz à 100 GHz. Certains avantages sont les suivants [29] :

- Faible poids, encombrement réduit, configurations conformes possibles.
- Faible coût de fabrication, production en masse possible.
- Polarisation linéaire et circulaire pour les télécommunications.
- Antennes multibandes, multipolarisations possibles.
- Compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit).
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

Toutefois, les antennes microruban ont également des limitations que ne présentent pas les antennes traditionnelles [29]:

- Bande passante étroite, souvent associée avec les problèmes de tolérances (géométriques et physiques) ; Généralement faible gain (5 dB).
- La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan.
- Supportent uniquement des faibles puissances (100 W).
- Pertes de rayonnement par ondes de surfaces.

II.2.4. Application d'une antenne imprimée

Les avantages de l'antenne patch a permis de trouver de nombreuses applications. Certaines des applications de l'antenne patch sont énumérées dans le tableau II.1.

Système	Application
Antennes d'avion et de navire	La communication et la navigation, les altimètres, des systèmes aveuglent d'atterrissages
Missiles	Le radar, les fusibles de proximité et la télémétrie
Communications par satellites	La télédiffusion domestique directe, les antennes au bord des véhicules, la communication
Radio mobile	Les téléphones portables, la téléphonie mobile dans les véhicules
La télédétection	Grandes ouvertures légères
Biomédical	Les applicateurs dans le four à micro-ondes
Autre	Les alarmes d'intrusion, la communication personnelle, etc.....

Tableau II.1. Applications typiques de l'antenne patch.

II.3. GENERALITES SUR LA TECHNOLOGIE ULTRA LARGE BANDE (ULB)

La technologie à ultra large bande (ULB) est une technologie sans fil qui peut être exploitée à très faible densité de puissance pour la communication à des débits de données élevés sur de courtes distances. Elle consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences. On parle souvent d'une bande allant de 500 MHz jusqu'à plusieurs GHz.

La technologie ULB est mise au point à l'origine pour des applications militaires et on a commencé à l'utiliser dans des applications civiles. Puis suscitant un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique et industrielle, elle fut transportée aux applications de télécommunications. En 2002, la FCC (Federal Communication Commission), l'organisme de régulation des communications américaines, réglemente l'Ultra Large Bande: elle donne une définition précise, et définit les niveaux de puissance maximale autorisés (- 41 dBm /MHz pour la bande haute) [31].

II.3.1. Définition

L'Ultra Large Bande ou UWB, est un terme générique utilisé pour représenter une technique d'accès radio qui a été étudiée sous différentes appellations. En définissant la largeur de bande relative selon deux critères :

$$B_{rel} = 2 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \quad (II.10)$$

- ✚ Selon FCC (Federal Communications Commission) la bande relative (B_{rel}) a une valeur supérieure à 0.2.
- ✚ Selon DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency 1990), B_{rel} a une valeur supérieure à 0.25.

Où f_{max} et f_{min} désignent respectivement les fréquences limites hautes et basses du spectre de signal, fréquences prises à -10dB. Les deux conditions ne sont pas forcément remplies en même temps.

De plus, la FCC définit l'antenne UWB comme toute antenne ayant une bande passante supérieure à 500MHz.

II.3.2. Comparaison système ULB / Système à bande étroite

Les caractéristiques de la technique ultra à large bande (ULB) diffèrent largement de celles des techniques classiques. En effet, cette technique transmet et reçoit des formes d'onde basées sur des impulsions de très courtes durées (1 ns) alors que les techniques conventionnelles envoient et

reçoivent des formes d'onde sinusoïdales étalées dans le temps ayant de ce fait une densité spectrale de puissance beaucoup plus étroite que celle des signaux ULB [32].

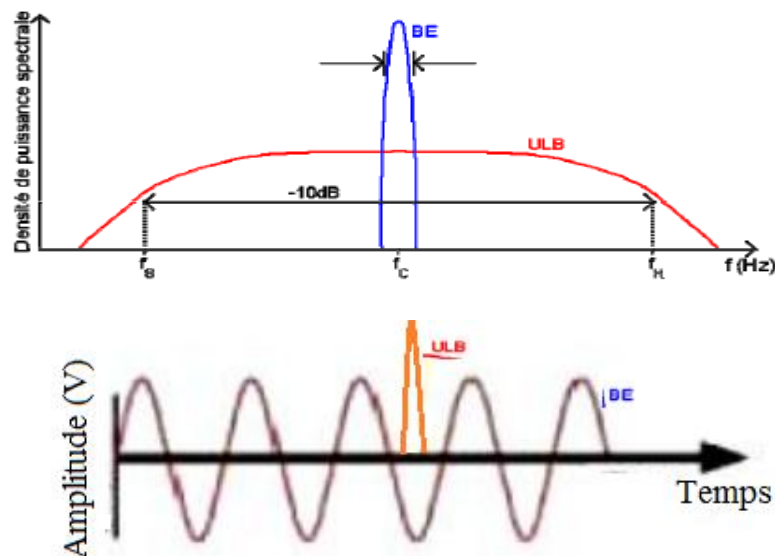


Figure II.5. Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB [32].

Depuis février 2002, la FCC a alloué le spectre de 3.1-10.6 GHz pour l'utilisation de l'ULB sans licence. Le masque spectral de puissance de l'ULB représenté sur la figure II.5 est défini pour permettre une densité spectrale de puissance très faible (DSP maximale : -41.3 dBm/MHz) sur toute la bande de fréquences de l'ULB. Cette puissance très faible sur une très large bande passante permet à d'autres systèmes à bande étroite de coexister avec l'ultra large bande. Ces caractéristiques ont présenté une multitude de défis aux concepteurs dans une grande variété de domaines comprenant la conception de circuit et de système RF mais aussi la conception d'antenne [32].

II.3.3. Caractéristiques principales et avantages de l'Ultra Large Bande

La technologie à bande ultra-large (ULB) a plusieurs caractéristiques qui le distingues des systèmes bande étroite :

- la capacité d'un système croît linéairement avec la bande passante mais elle croît aussi logarithmiquement avec le rapport de signal à bruit Le théorème de Shannon nous enseigne que la capacité d'un système est donnée par la formule suivante :

$$C = B \cdot \log_2(1 + \text{SNR}) \quad (\text{II.9})$$

Par conséquent, pour augmenter la capacité d'un système, la meilleure méthode consiste à augmenter sa bande passante ; c'est ce qui est réalisé par la technique ULB. [33]

- Communications protégées : les signaux ULB sont potentiellement plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunication classiques, parce qu'ils occupent une grande largeur de bande, peuvent être produits sous forme semblable au bruit, peuvent être transmis à un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieur au bruit de fond des récepteurs de radiocommunication classiques, et peuvent être transmis avec un code de synchronisation unique à des millions de bits seconde[34]. Ces caractéristiques permettent la transmission protégée de signaux avec une faible probabilité de détection (LPD) et une faible probabilité d'interception (LPI).
- Simplicité relative des systèmes : dans les systèmes de communication sans fil qui utilisent la technologie ULB, l'information de la bande de base peut moduler directement des impulsions courtes au lieu de moduler une onde sinusoïdale. Dans cette forme de mise en œuvre, l'émetteur-récepteur ULB ne comprend aucun synthétiseur à boucle à verrouillage de phase, ni oscillateur commandé par tension, ni mélangeur, ni amplificateur de puissance. L'émetteur-récepteur ULB a donc une architecture relativement simple par comparaison à l'émetteur-récepteur superhétérodyne, ce qui pourrait se traduire par des coûts inférieurs de l'équipement.
- Propriétés de pénétration : les signaux ULB ont une bonne capacité de pénétration dans les murs et les obstacles et ils permettent la localisation de grande précision. Ces propriétés seraient également utiles dans des applications telles que l'imagerie médicale.
- Faible susceptibilité à l'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples : L'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples (figure II.6) peut réduire l'efficacité des systèmes de communication classiques (non ULB). Dans le cas ULB, le signal transmis possède une grande largeur de bande (résolution temporelle très fine). Comme la fenêtre d'observation au récepteur est étroite, les réflexions multiples avec des retards inférieurs à la nanoseconde peuvent être résolues et additionnées de manière constructive pour donner un gain comparable à celui d'une propagation par trajet unique direct [32]

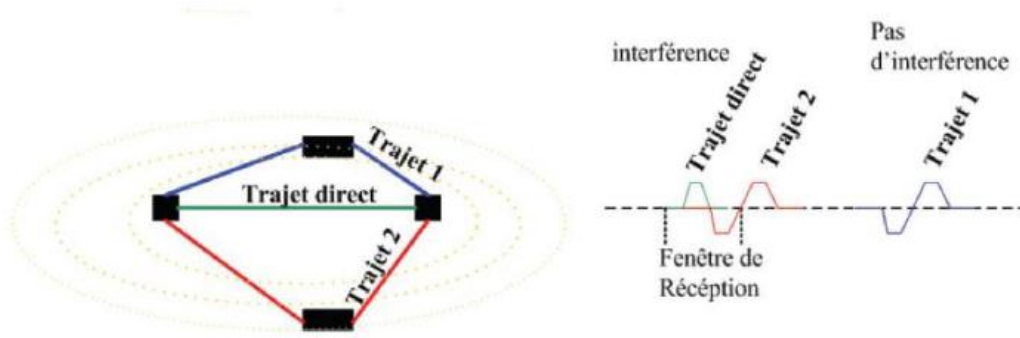


Figure II. 6. Propagation par trajets multiples.

- Une sensibilité moindre au brouillage : la FCC a fixé pour l'ULB un niveau bas de densité spectrale de puissance en émission (PIRE maximal par MHz : -41.3 dBm). grâce à cette caractéristique sa naissance sur les autres systèmes est réduite. Une caractéristique importante des systèmes ULB est leur gain de traitement élevé, ce qui entraîne une grande résistance au système de brouillage.

II.3.4. Inconvénients de l'ULB

Elle présente également quelques inconvénients [35] :

1. Une faible couverture la très large bande et la faible puissance du signal UWB limitent le type d'applications possibles qui utilisent cette technologie.
2. Le haut débit induit l'utilité du traitement d'un signal très dense à la réception, avec une rapidité raisonnable, ce qui est difficile à réaliser.

II.3.5. Applications de l'ULB

Il existe trois catégories d'applications principales pour les systèmes ULB ; la détection, la géolocalisation, et les communications sans fil. Les deux premières ne demandent pas un gros débit d'information, mais nécessitent une bonne précision sur les grandes distances et une robustesse aux trajets multiples, tandis que les communications sans fils peuvent tirer profit des très hauts débits à courte portée offerts par l'ULB. Les possibilités d'utilisation commerciales sont donc multiples figure (II.7).

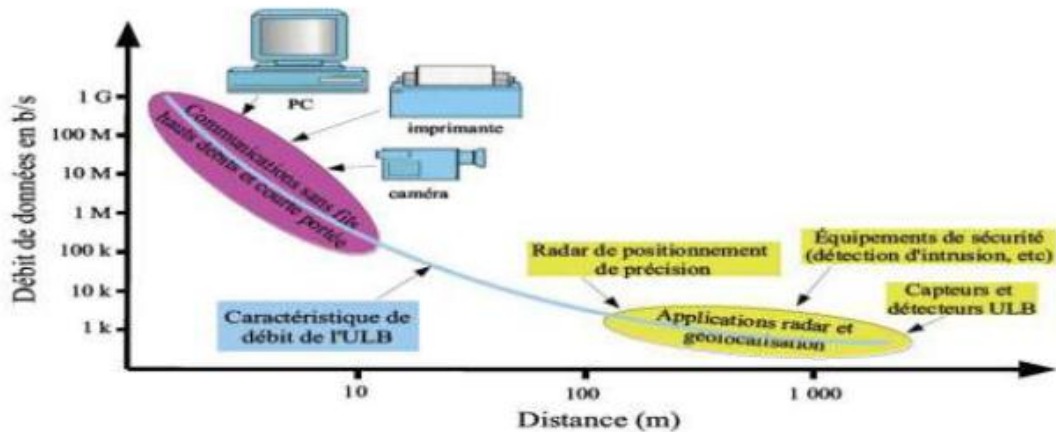


Figure II.7: applications de l'ULB en fonction des débits possibles et de la distance. [33]

II.4.ANTENNES ULTRA LARGE BANDE (ULB)

Il existe différentes antennes possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences. On se contentera de présenter les structures les plus connues car les plus utilisées.

II.4.1.Les antennes indépendantes de la fréquence

Théoriquement, les antennes indépendantes de la fréquence sont des antennes dont le diagramme de rayonnement, l'impédance d'entrée et la polarisation restent virtuellement inchangés sur une bande passante quasiment infinie. Leur fonctionnement est basé sur le principe de dimensionnement d'une antenne en fonction de la fréquence de travail. En effet, si l'on multiplie toutes les dimensions de l'antenne par un facteur X , les performances de l'antenne restent inchangées, seule la fréquence de travail augmente du même facteur X [36].

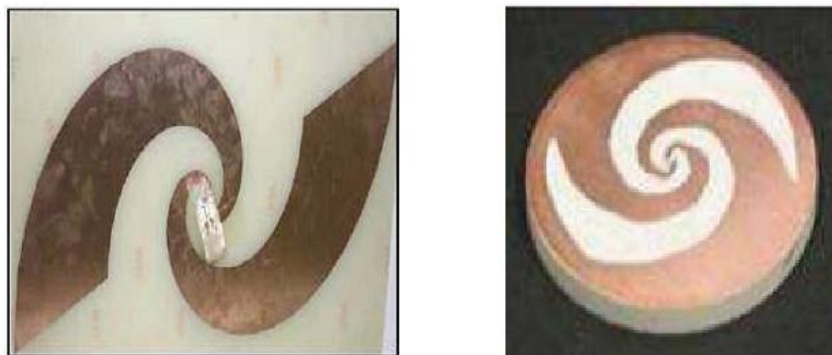


Figure II.8.Exemple d'une antenne spirale logarithmique ULB indépendante de la fréquence [36].

II.4.2. Antennes élémentaires

On peut obtenir des antennes ayant naturellement à la fois une très large bande passante et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Ces antennes sont une évolution directe des monopoles et des dipôles de base (doublet de Hertz). On sait que plus un dipôle est épais, plus grande est sa bande passante. A partir de cette simple constatation, de nombreuses antennes large bande ont été conçues. On peut distinguer deux catégories d'antennes large bandes omnidirectionnelles: les antennes biconiques et les antennes monopoles/ dipôles large bandes.

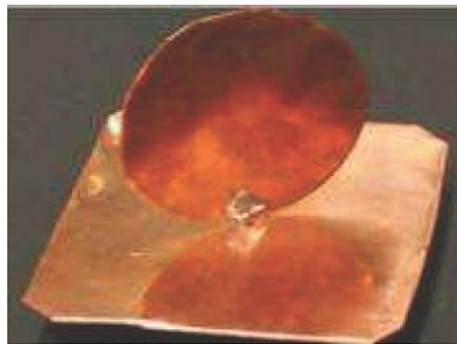


Figure II.9. Exemple d'un monopôle circulaire ULB. [37]

II.4.3. Antennes à transition progressives

Les antennes à transition progressives s'appuient sur l'idée qu'une antenne peut être vue comme une région de transition entre un guide d'onde ou tout autre système d'alimentation et l'espace libre. Cependant elles s'évasent pour amener progressivement la structure à l'impédance du vide et rayonner l'onde jusqu'alors guidée [10]. Cette forme évasive débouche sur une ouverture rayonnante adaptée à l'impédance du vide dont la géométrie est travaillée afin de minimiser les réflexions en bout de structure.

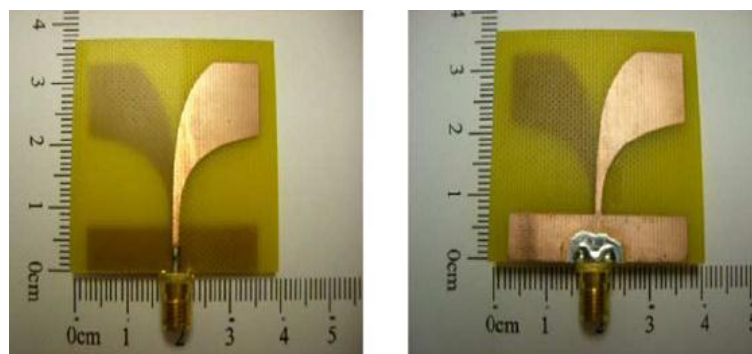


Figure II.10. Exemple d'une antenne à transition progressive : Vivaldi antipodale. [38].

II.5. ANTENNES ULB A BANDE DE FREQUENCES REJETEES [39]

Les systèmes ULB doivent partager leurs bandes de fréquence avec les systèmes existants tels que WLAN, WiMAX et ainsi de suite en raison de leurs caractéristiques larges bandes. Ainsi il est nécessaire d'éviter l'interférence avec les systèmes de communication voisins. Dans ce cas, il est possible de concevoir des antennes ULB avec une caractéristique à bande rejetée pour faciliter le rejet du signal à bande étroite. Dans la littérature, ils existent beaucoup de méthodes pour couper et contrôler certaines bandes de fréquence telles qu'insérer des fentes, enlever la structure résonnante à bande étroite, employer la structure fractale, employer l'algorithme d'optimisation et employer les structures métamatériaux.

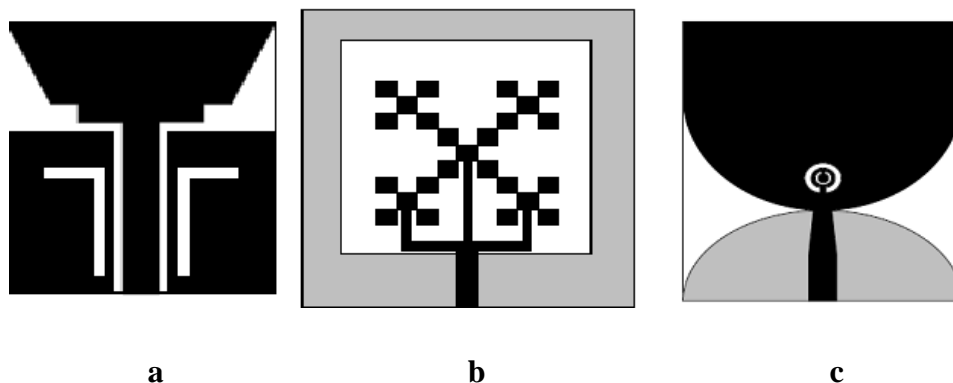


Figure II.11. Antennes ULB à fréquences rejetées utilisant : (a) des fentes, (b) géométrie fractale, (c) des métamatériaux.

II.6. STRUCTURES D'ANTENNE PATCH MONOPOLE ULB [40]

Durant la dernière décennie, les antennes patch ultra large bande planaires imprimées sur le diélectrique avec un plan de masse partiel sont les plus pratiques à mettre en œuvre. Grâce à leurs encombrements moindres, les antennes monopoles planaires peuvent être facilement intégrées dans les circuits RF ainsi que dans les dispositifs ULB. Fondamentalement, les éléments rayonnants planaires sont gravés sur un substrat diélectrique, le plan de masse peut être coplanaire (CPW) avec les éléments rayonnant ou dans le cadre du substrat diélectrique, les éléments rayonnants peuvent être carré, rectangulaire, circulaire, annulaire, ou modifié à partir de ces géométries régulières. Le plan de masse peut être modifié pour améliorer la bande passante [23-26], comme présenté dans la figure I.12. La figure I.13 présente le coefficient de réflexion correspondant à la structure de la figure I.12 (a) et (d), ces deux structures permettant d'obtenir une très large bande passante avec $S_{11} < -10$ dB pour la bande 2.12-11.5 GHz et 2.65-13 GHz, respectivement.



Figure II.12 .Structures des antennes patch monopole à large bande [23-26].

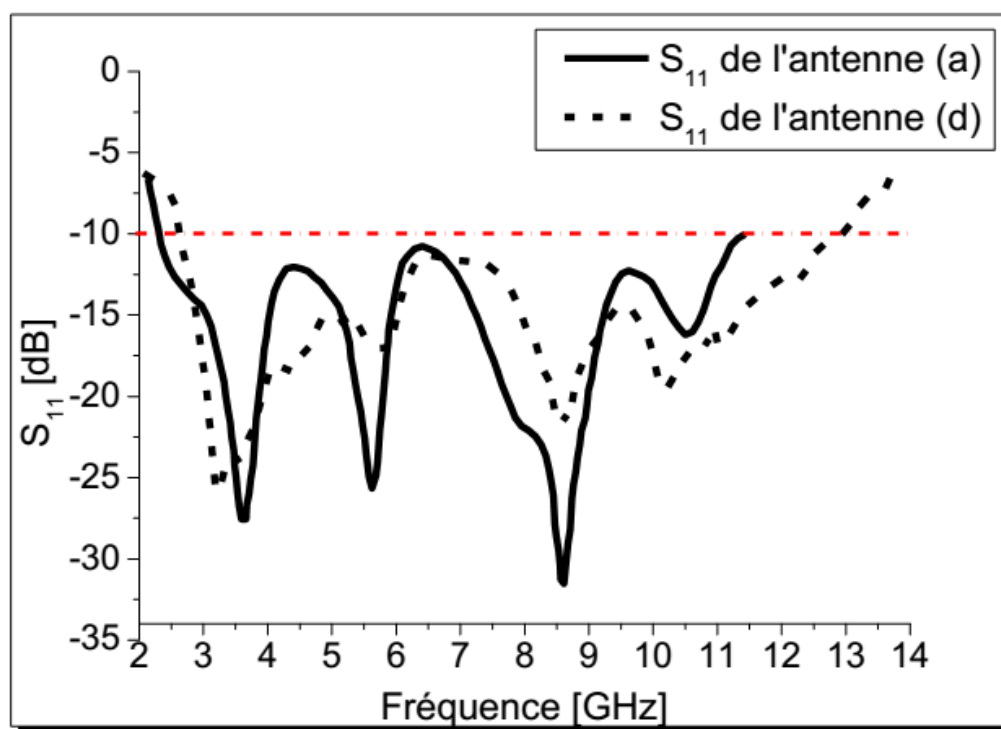


Figure II.13 .Le coefficient de réflexion correspondant à l'antenne de la figure I.12 (a) et (d).

II.7.CONCLUSION

Ce chapitre est consacré à la présentation : des paramètres fondamentaux de l'antenne patch, des généralistes sur la technologie ULB et à la présentation des diverses antennes qui présentent des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences, ainsi que les antennes ULB à fréquences rejetées, et finalement certains techniques pour améliorer les performances d'antenne patch monopole ULB pour mieux comprendre leur comportement.

A decorative border in a reddish-brown color, featuring intricate floral and scrollwork patterns that frame the central text. The border is composed of four corner pieces and two horizontal pieces, all connected by elegant, flowing lines.

Chapitre III

Conception et analyse des cellules métamatériaux de type SRR

III.1.INTRODUCTION

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels synthétisés par enrobages spécifiques, par exemple. Certains de ces matériaux présentent la propriété d'une permittivité négative ou une perméabilité négative, si les deux se produisent au même temps, le composite présente un indice de réfraction négatif d'où la notation de métamatériau main gauche et par conséquent, le champ électrique, le champ magnétique et le vecteur d'onde forment un système main gauche.

Dans ce chapitre, notre étude sera consacrée pour l'analyse et la conception des cellules des métamatériaux qui ont un comportement magnétique permettant d'obtenir une perméabilité négative dans un spectre donné, une seule cellule est appelée Résonateur en Anneau Fendu « RAF », sa notation en anglais Split Ring Resonator « SRR », elle est constituée de deux anneaux concentriques.Ultérieurement, les différentes structures présentées sont paramétrées pour avoir une réponse fréquentielle dans les bandes : X [8,2 GHz, 12,4 GHz], la bande C [4 GHz, 8.2 GHz] et la bande Ku [12.4 GHz, 18 GHz]. Différentes structure des RAF's sont introduitestelles que : le BC-SRR, le C-SRR , le RAF en spirale.

Afin de calculer les différents paramètres effectifs des éléments qui vont être étudiés, une procédure d'homogénéisation sera décrite au début de ce chapitre. Cette procédure d'homogénéisation est basée sur l'utilisation des coefficients de transmission et de réflexion obtenus par des simulations sous le logiciel CST Microwave Studio[41]. En effet, les paramètres tels que l'indice n et l'impédance Z peuvent être calculés en fonction de la transmission et de la réflexion. Ainsi, nous pourrons déduire les paramètres tels que la permittivité effective ϵ_{eff} et la perméabilité effective μ_{eff} .

III.2. EXTRACTION DES PARAMETRES EFFECTIFS DES METAMATERIAUX

III.2.1.Techniques et procédures d'homogénéisations

Le but de ces techniques est de déterminer un ensemble de paramètres appropriés qui caractérisent un MTM d'un point de vue macroscopique. Ceux-ci peuvent être des paramètres effectifs équivalents tels que la permittivité et la perméabilité, l'indice de réfraction, ou une constante de propagation équivalente et une impédance caractéristique. Une des techniques d'analyse concerne des procédures d'homogénéisation [42].

La procédure d'homogénéisation consiste à modéliser le problème d'une structure périodique, de période transverse PT , illuminée par une onde incidente plane normale (Figure III.1), par un problème de transmission - réflexion sur un matériau d'épaisseur d et de paramètres effectifs ϵ_{eff} et μ_{eff} .

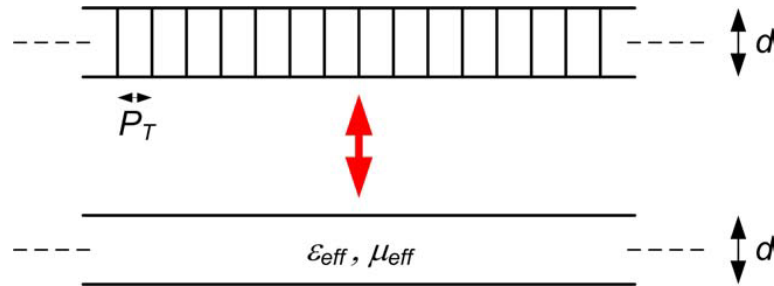


Figure III.1. Structure périodique considérée comme un milieu homogène.

La procédure d'homogénéisation [18,30] consiste à calculer les paramètres effectifs de la permittivité effective ϵ_{eff} et la perméabilité effective μ_{eff} à partir des coefficients de transmission « S21 » (coefficient : t) et de réflexion « S11 » (coefficient : r) obtenus à partir des simulations réalisées avec le logiciel CST Microwave studio. Les coefficients de transmission t et de réflexion r sont exprimés en fonction de l'indice de réfraction n et de l'impédance Z par les expressions suivantes [43] :

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

Avec $k = w/c$ représente le vecteur d'onde dans le vide de l'onde plane incidente.

Et le coefficient de réflexion est donné en fonction de n et Z par la relation suivante :

$$\frac{r}{t} = -\frac{i}{2} \left(z - \frac{1}{z} \right) \sin(nkd) \quad (III.2)$$

Dans ces deux relations, Le but est d'inverser les équations (III.1) et (III.2) afin d'avoir les expressions de n et Z en fonction de t et de r. Par conséquent nous pouvons déduire les expressions de la permittivité ϵ et la perméabilité μ qui sont données par les relations suivantes :

$$\epsilon = \frac{n}{Z} \text{ et } \mu = n * Z \quad (III.3)$$

Avec ces deux relations permettent de donner une interprétation directe du matériau. Les paramètres n et Z et donc, ϵ et μ sont des fonctions complexes dispersives. En d'autres

termes, ces paramètres dépendent de la fréquence et doivent satisfaire certaines conditions basées sur la causalité.

Les relations pour la transmission et la réflexion sont inversées et Z est donné par la relation suivante :

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1+r^2)-t^2}{(1-r^2)-t^2}} \quad (\text{III.4})$$

Vue que le milieu est passif, le signe de la partie droite de l'équation (III.4) est déterminé par le fait que :

$$\text{Re}(Z) > 0 \quad (\text{III.5})$$

La relation (III.5) est due au fait que le milieu est passif. L'expression de n en fonction de t et de r est obtenue de la même façon :

$$\cos(nkd) = X = \frac{1}{2t}(1-r^2+t^2) \quad (\text{III.6})$$

Avec n est un indice de réfraction complexe qui peut s'écrire sous la forme suivante :

$$n = n' + in'' \quad (\text{III.7})$$

Donc l'équation (III.6) donne

$$e^{(-n''kd)}[\cos(n'kd) + i \sin(n'kd)] = Y = X \pm \sqrt{1-X^2} \quad (\text{III.8})$$

L'équation (III.8) doit répondre à la condition suivante pour que l'amplitude de l'onde électromagnétique puisse décroître

$$n'' > 0. \quad (\text{III.9})$$

La condition (III.9) permet de déterminer sans ambiguïté les parties réelle et imaginaire de l'indice de réfraction. Notons aussi que la condition (III.9) identifie uniquement le signe de $\text{Re}(n)$, ce qui est très important surtout lorsque le matériau peut potentiellement avoir des régions qui sont de caractères Main Gauche, en d'autres mots des régions où $\text{Re}(n)$ peut être négative.

La partie imaginaire de l'indice de réfraction peut s'écrire alors :

$$n'' = -\frac{\ln|Y|}{kd} \quad (\text{III.10})$$

Et la partie réelle de n est donnée par :

$$n' = \frac{\arctg\left[\frac{\text{Im}(Y)}{\text{Re}(Y)}\right] \pm m\pi}{kd} \quad (\text{III.11})$$

Où m est un entier.

La singularité de la fonction (multi-branches) de l'équation (III.11) est habituellement évitée en considérant plusieurs couches du matériau selon la direction de propagation de

l'onde traversant la structure périodique [44]. Or, cette approche ne peut pas être utilisée dans notre cas car les modes évanescents interagissent entre eux. Donc, cette singularité peut être évitée en vérifiant que seul le mode fondamental se propage dans la structure périodique. Pour cela, nous utilisons la relation suivante :

$$|\beta| = |n'k| < \frac{\pi}{P_T} \quad (\text{III.12})$$

De cette façon, seule la première solution ($m = 0$) sera prise en considération. Cette restriction implique aussi que seules les valeurs absolues de la partie réelle de l'indice de réfraction inférieures à $\frac{\lambda_0}{2P_T}$ ($|n'| < \frac{\lambda_0}{2P_T}$) peuvent être extraites à partir de ce modèle.

III.2.2. Procédure à suivre

On peut traduire la procédure d'extraction des paramètres effectifs par la figure III.2.

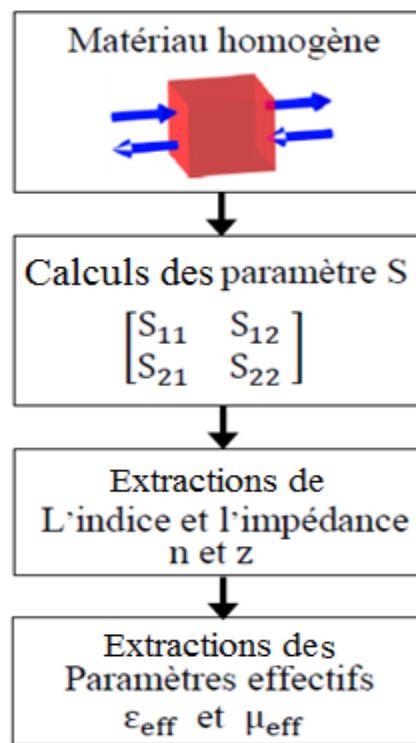


Figure III.2. Procédure d'extraction des paramètres effectifs

Tous les calculs sont obtenus par la simulation.

III.2.3. Présentation du logiciel Microwave Studio de CST

Fondé en 1992, le logiciel de simulation électromagnétique CST STUDIO SUITE est l'aboutissement de nombreuses années de recherche et de développement dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique. CST Microwave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passives en 3 Dimensions basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales

(FIT, Finite Integration Technic). Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3D de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. De plus, contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétique, CST discrétise la forme intégrale des équations de Maxwell plutôt que leurs formes différentielles, et ce qui est l'une de ses caractéristiques clé de ce simulateur. CST Microwave Studio fait partie de CST DEIGN STUDIO suite, et offre un certain nombre de solveurs différents selon le type d'application et du problème rencontré [45].

III.3. ANALYSE D'UN SRR CARRE

Dans cette section, nous allons étudier le résonateur en anneau fendu carré, le RAF est dimensionné pour un fonctionnement dans la bande X [8.2 GHz ; 12.4 GHz]. La structure a été définie sur un substrat de type ROGERS. Le RO4003C caractérisé par une permittivité de 3.38 et de pertes tangentielle de 0.0027 avec une épaisseur de 0.81 mm. Le RAF carré étudié est de coté extérieur égale à 3 mm, la largeur du piste est de 0.33 mm, une coupure dans l'une de ces cotés présente un gap de 0.33 mm. Les deux anneaux sont concentriques est espacés de 0.33 mm, l'anneau interne est de coté extérieur égale 2.34 mm.

Pour la simulation de la cellule élémentaire, on définit les conditions aux limites, c'est-à-dire on définit le comportement du champ électrique et magnétique à l'interface vide-RAF. Pour avoir une perméabilité négative il faut que le champ magnétique passe à travers le résonateur (H parallèle à l'axe z), ainsi, deux cas peuvent se présenter suivant l'orientation du champ électrique :

1er cas : pour une polarisation selon l'axe x ;

2ème cas : pour une polarisation selon l'axe y.

Exemple pour le 1er cas : Polarisation selon l'axe y, on a :

PMC (*Perfect Magnetic Conductor*) est définie sur les deux murs perpendiculaires à l'axe z (murs avant et arrière), Dans ce cas tous les champs magnétiques tangentiels et les flux électriques normaux sont mis à zéro.

PEC (*Perfect Electric Conductor*) est définie sur les deux murs perpendiculaire à l'axe y (murs en haut et en bas), Dans ce cas tous les champs électriques tangentiels et les flux magnétiques normaux sont mis à zéro.

En conséquence, le champ E sera orienté selon l'axe y et le champ H sera orienté selon l'axe z et l'onde incidente se propage selon l'axe x.

La boîte de rayonnement définie sous CST STUDIO SUITE à un volume de $3,63 \times 3,63 \times 3,63$ mm et donc la périodicité suivant les trois directions est de 3,63 mm. Elle est déclarée dans le logiciel CST comme Radiation Box. Ainsi, pour l'excitation nous utilisons deux ports d'excitations : Waveport1 et Waveport2, comme le montre la figure III.3.

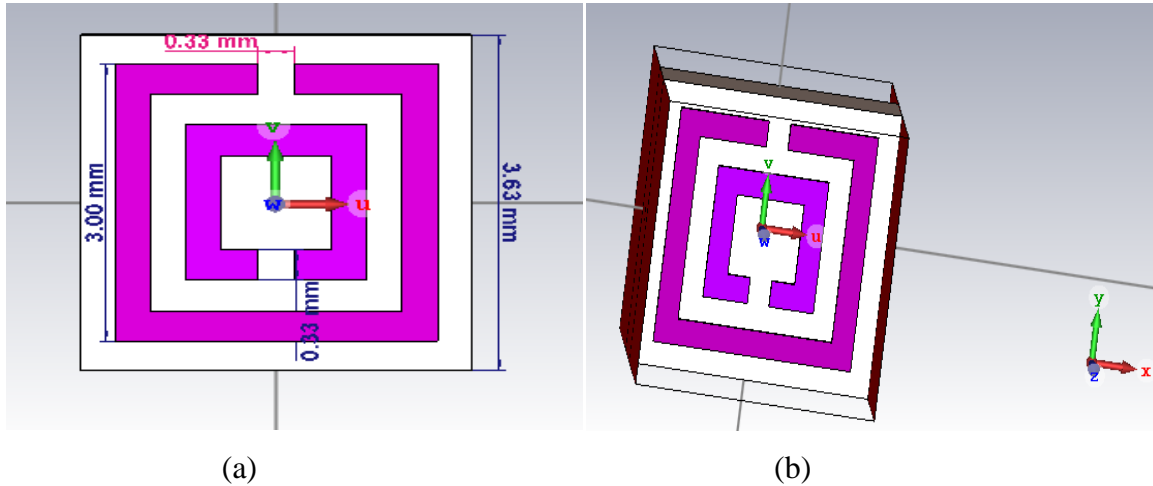


Figure III. 3. Configuration de la cellule SRR carrée : (a) Représentation et dimensions, (b) la cellule est mise dans une boîte de calcul CST

III.3.1. Polarisation selon l'axe x

Le premier cas consiste à polariser le champ E de sorte à ce qu'il soit orienté selon l'axe x et le vecteur d'onde \vec{k} est selon l'axe y . La figure III.4 présente les coefficients de réflexion et de transmission en dB et montre une fréquence de résonance égale à 9,52 GHz avec une transmission de l'ordre de -35dB.

La figure III.5 illustre les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S. On peut noter qu'à la résonance ($f_{rés} = 9,52$ GHz), la partie réelle de la perméabilité ($Re(\mu_{eff})$) du milieu est négative et est égale à -0,2. En dehors de la bande [9.14GHz 10GHz], elle est positive.

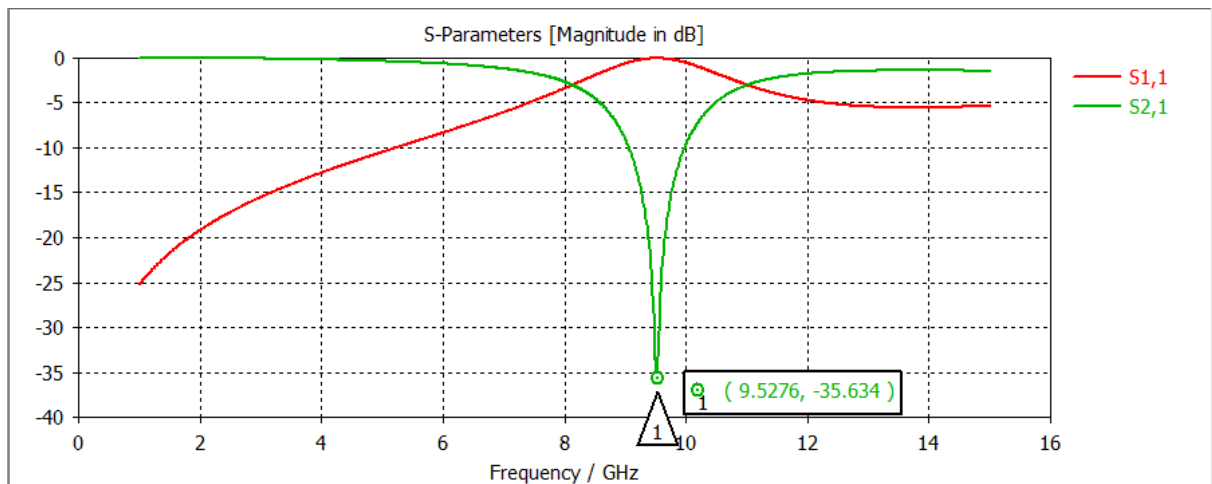


Figure III.4. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un SRR carrée avec E selon x

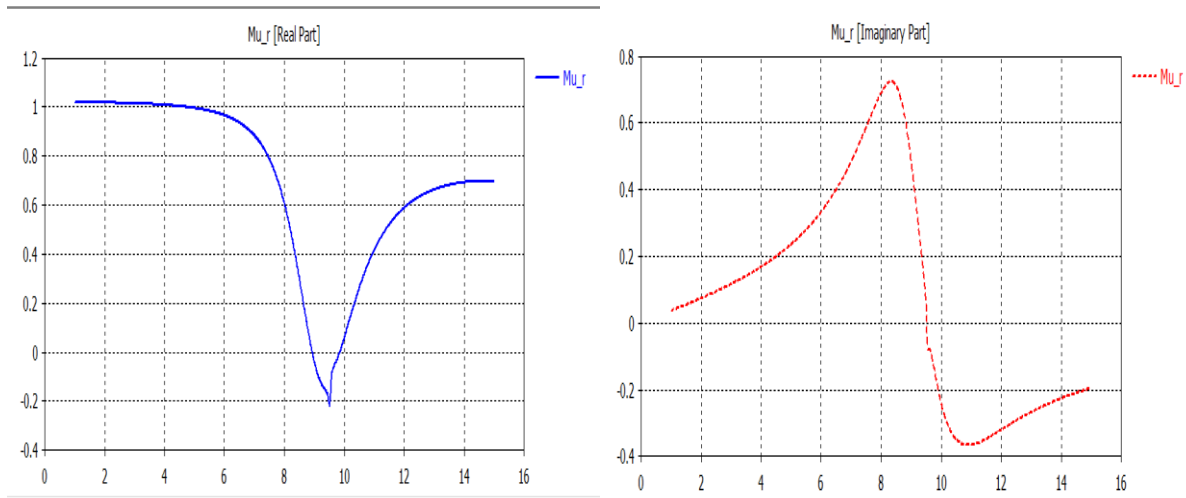


Figure III.5. Parties réelle et imaginaire de μ_{eff} d'un SRR carrée avec E selon x.

De même les figures III.6. (a) et III.6. (b) illustrent le S11, S21 et les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S pour [46], respectivement. Un bon accord est observé entre nos résultats et celle de la référence [46].

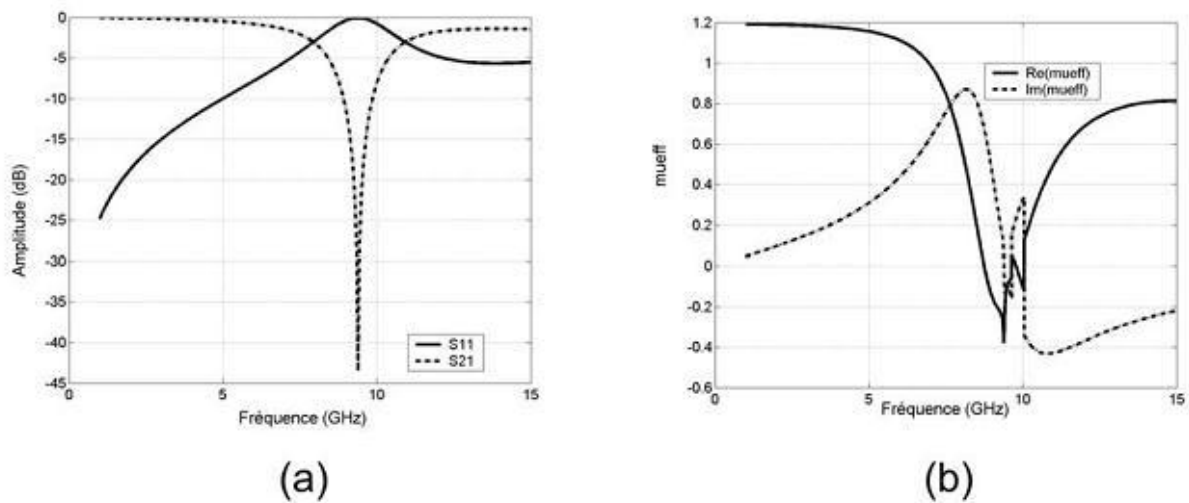


Figure III.6. SRR carrée avec E selon x : (a) S11 et S21 (b) μ_{eff} de [46]

III.3.2. Polarisation selon l'axe y

Le deuxième cas consiste à polariser le champ E de sorte à ce qu'il soit orienté selon l'axe y et le vecteur d'onde \vec{k} est selon l'axe x.

Le coefficient de transmission présenté sur la figure III.7 est de l'ordre de -29.02 dB à la fréquence de 9,25 GHz.

La partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande étroite de fréquences autour de la résonance et prend des valeurs variant de 0 à -4.1 (figure III.8. (a)). En dehors de cette bande, $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ est positive.

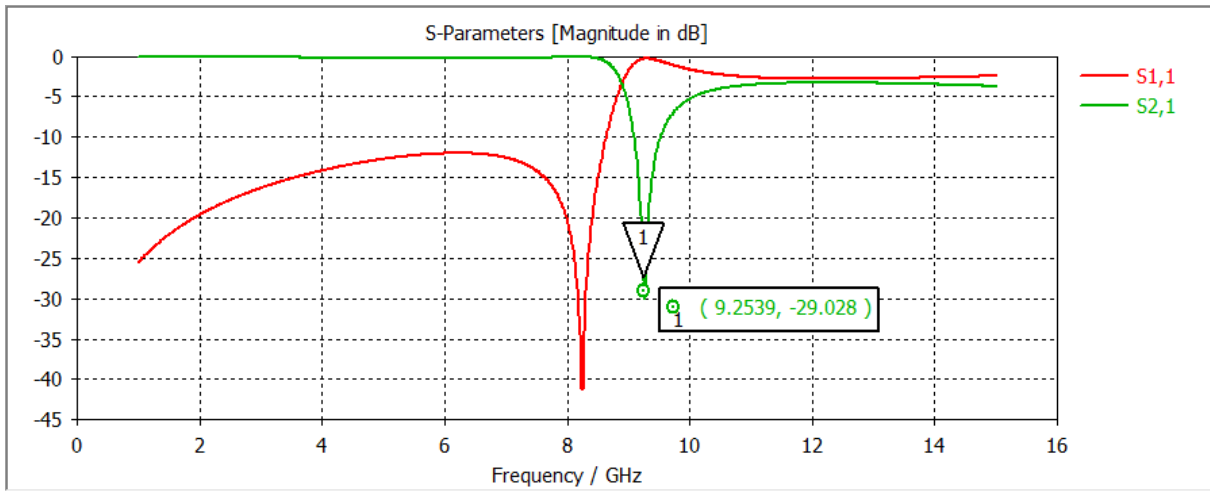


Figure III.7. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un SRR carrée avec E selon y

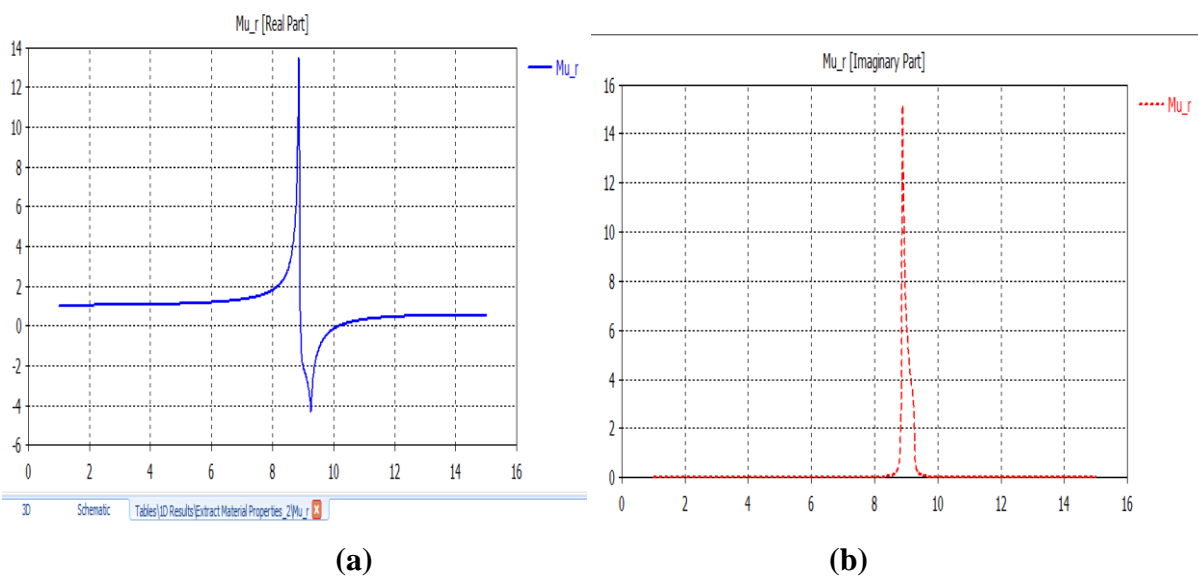


Figure III.8. (a) Partie réelle (b) partie imaginaire de μ_{eff} pour SRR carrée avec E selon y

De même les figures III.9. (a) et III.9. (b) illustrent le S11, S21 et les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S pour [46] respectivement. On observe un bon accord entre les résultats.

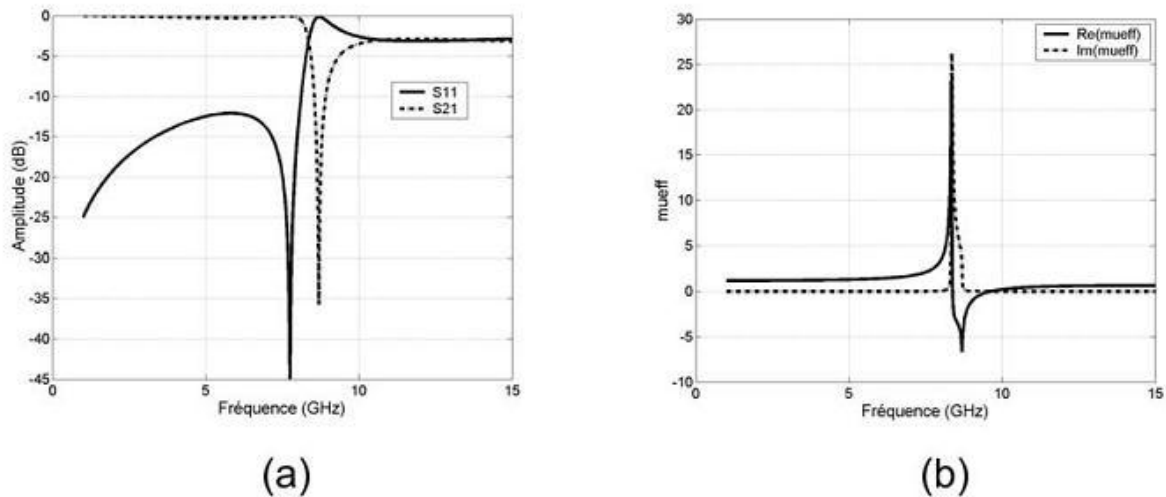


Figure III.9. SRR carrée avec E selon y : (a) S11 et S21 (b) μ_{eff} de [46]

En comparant les résultats du coefficient de transmission, pour les deux cas de la polarisation. Le RAF dans le premier cas où le champ E est orienté selon l'axe x, a une fréquence de 9.52 GHz. 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 orienté suivant l'axe y, les résultats de simulation montrent une fréquence de résonance de 9.25 GHz. Dans ce cas, le champ électrique est orienté suivant l'axe y et respecte la symétrie de la structure qui mène à avoir seulement une résonance magnétique.

En comparant le comportement MNG d'une cellule SRR. La partie $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ dans le cas où le champ \vec{E} est selon y est supérieure (de 0 à -4.1 autour de sa fréquence de résonance) par rapport au cas où le champ \vec{E} est selon x (0 à -0.2). Donc pour un bon fonctionnement de ce matériau MNG, le champ E doit être orienté de telle sorte que la symétrie du résonateur soit respectée.

Pour le reste de la simulation des SRR, nous nous intéressons seulement au cas où le champ électrique est polarisé suivant l'axe y et le vecteur d'onde est suivant l'axe x. Cette condition est nécessaire pour que la coupure des anneaux constituant le résonateur ne soit pas excitée (seulement une résonance magnétique).

II.4. ANALYSE D'UN SRR CIRCULAIRE

Dans cette section, nous considérons le RAF de forme circulaire. La structure reste la même que dans la section précédente sauf la forme du RAF qui change. Les différentes

dimensions du RAF circulaire pour un fonctionnement en bande X [8,2 GHz; 12,4 GHz] sont représentés par la figure III.10

La boîte de rayonnement définie sous CST a un volume de $3,63 \times 3,63 \times 3,63 \text{ mm}^3$ et donc la périodicité suivant les trois directions est de 3,63 mm.

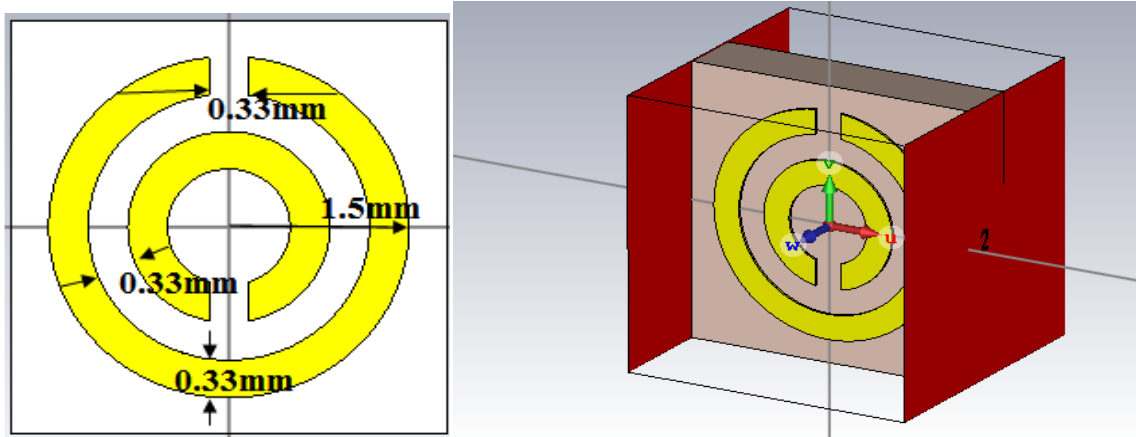


Figure III.10. Représentation d'une cellule élémentaire du RAF circulaire.

La figure III.11 montre le coefficient de transmission et le coefficient de réflexion, pour la polarisation selon l'axe y (E est orienté selon x). La fréquence de résonance est de 11.30 GHz avec une transmission de l'ordre de -28 dB. Une réflexion (S11) tend vers 0 dB. Cette fréquence de résonance dépend de la capacité qui, à son tour, dépend de l'espacement entre les deux anneaux, d'une part, et de la coupure (fente) dans les deux anneaux, d'une autre part. Ces résultats ont un comportement coupe bande ce qui confirme un phénomène de bande interdite autour de la fréquence de résonance de la cellule Métamatériau.

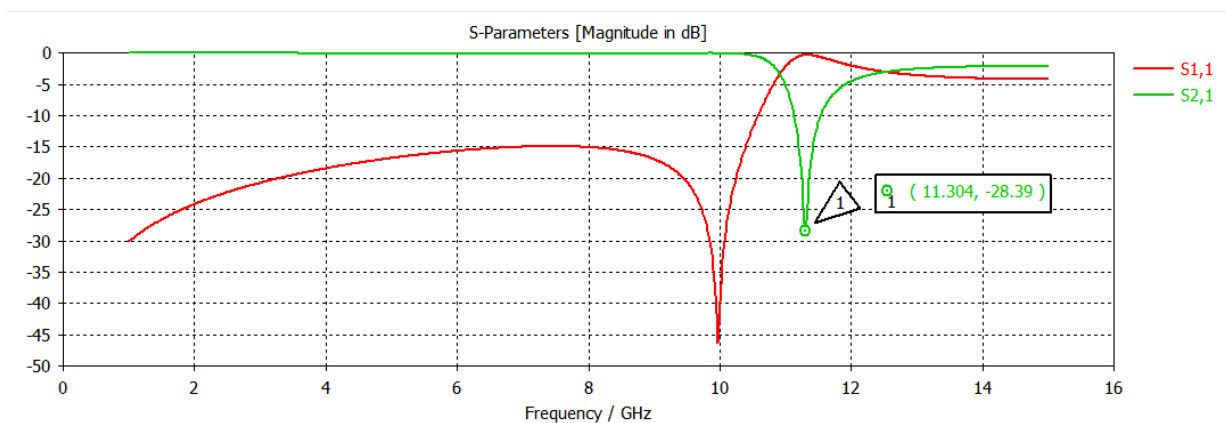
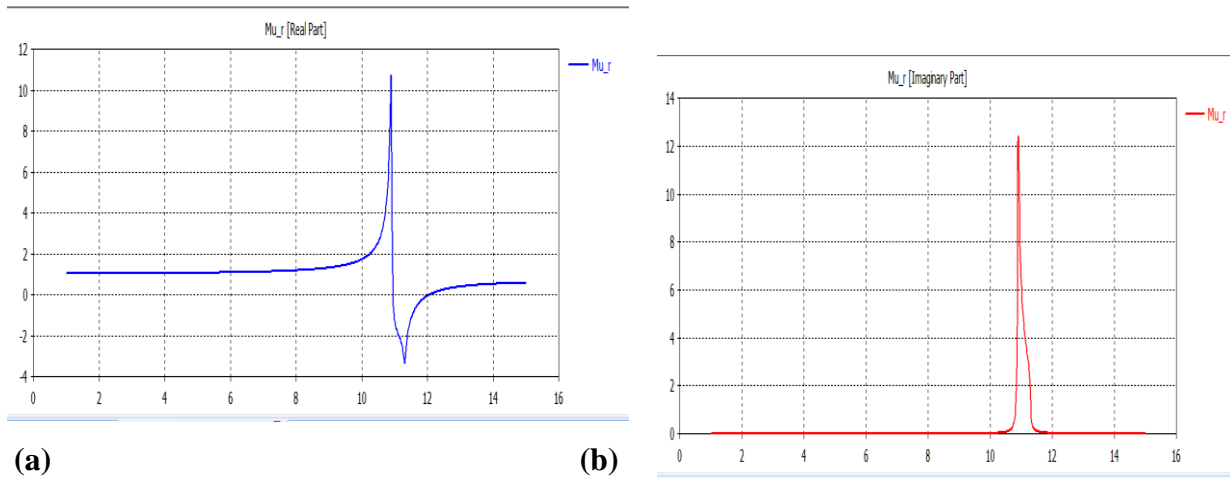


Figure III.11. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un RAF circulaire

Les figures III.12. (a), (b) représentent les variations des parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective respectivement,



Figures III.12. (a) Partie réelle (b) Partie imaginaire de μ_{eff} d'un RAF circulaire.

Nous constatons que la partie réelle de la perméabilité $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ est négative dans une bande étroite, autour de sa fréquence de résonance, et varie de 0 à $-3,9$. Au dehors de cette bande, elle est positive.

De même les figures III.13.(a) et (b) illustrent le S_{11} , S_{21} et les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S pour [46] respectivement. Un bon accord est observé entre nos résultats et celle de la référence.

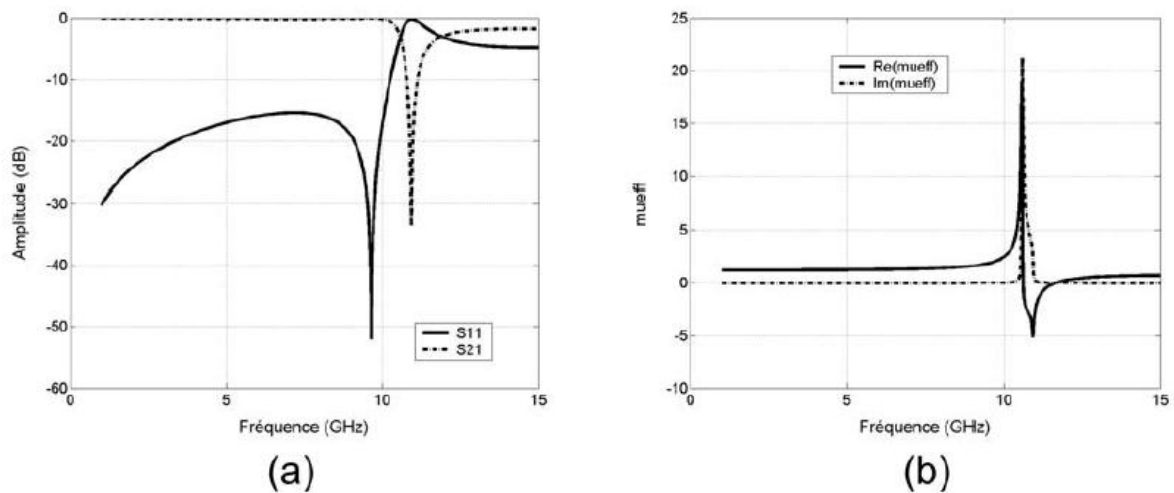


Figure III.13. RAF circulaire : (a) S_{11} et S_{21} (b) μ_{eff} de [46]

III.5.BC-SRR CARRE

Dans [43], Marqués 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 ne respecte pas la symétrie de la structure. Les motifs introduits par Marqués devraient donc éliminer le phénomène de couplage magnéto-électrique.

Le résonateur à activité magnétique présenté est appelé Broadside Coupled SRR «BC-SRR» qui peut être carré ou circulaire.

Dans cette partie nous allons étudier le BC-SRR carré, pour un fonctionnement dans la bande C [4GHz - 8GHz], dont les dimensions sont illustrées dans la figure III.14. Notons que le BC-SRR est composé de deux anneaux déposés sur les deux faces du substrat diélectrique chacun.

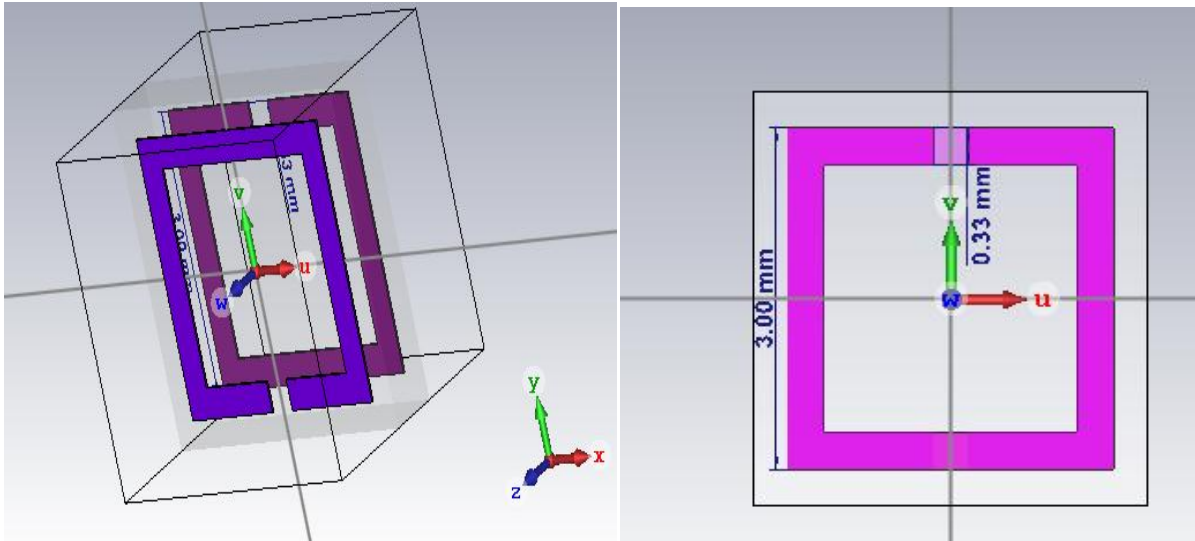


Figure III.14. Représentation et dimensions d'une cellule unitaire du BC-SRR carré.

Pour la simulation, les conditions de périodicité sont appliquées. La figure III.15 présente les coefficients S11 et S21. La structure étudiée présente une transmission de -31,47 dB à une fréquence de résonance de 7.43 GHz.

L'extraction de la partie réelle et imaginaire est illustré dans la figure III.16, nous constatons que $Re_{\mu_{eff}}$ est négatif autour de la fréquence de résonance $f_{rés}$ et prend une valeur de -5 à la fréquence 7.43GHz, en dehors de cette bande, $Re_{\mu_{eff}}$ est positif.

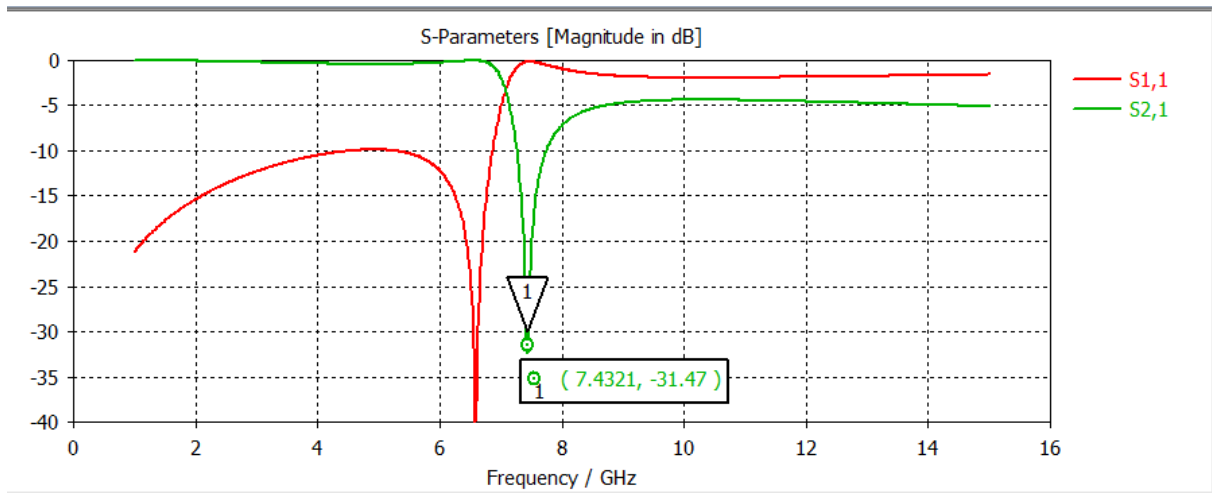


Figure III.15. Résultats de simulation des paramètres S_{11} et S_{21} d'un BC-SRR carré

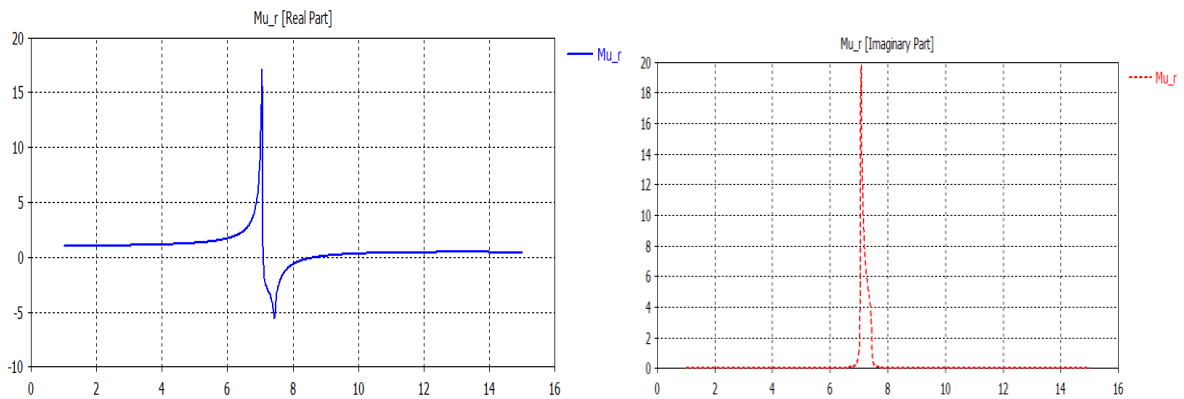


Figure III.16. Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective d'un BC-SRR carré

De même les figures III.17.(a) et (b) illustrent le S_{11} , S_{21} et les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S pour [46] respectivement. On observe un bon accord entre les résultats.

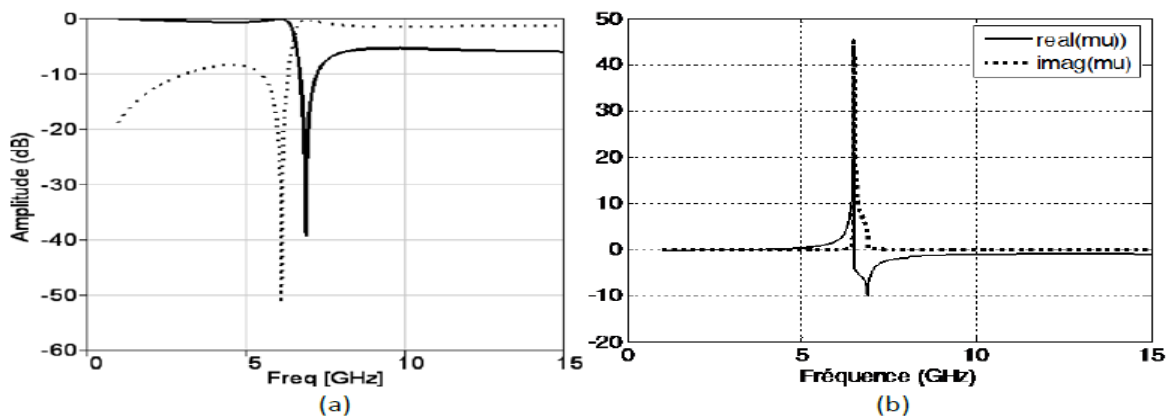


Figure III.17. BC-SRR carré : (a) S_{11} et S_{21} (b) Parties réelle et imaginaire de μ_{eff} de [46]

III.6.BC-SRR CIRCULAIRE

Comme nous avons vu précédemment pour le BC-SRR carré, 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 précédemment du RAF circulaire (figure III.10). Cette cellule est dimensionnée pour un fonctionnement dans la bande X [8.2 GHz ; 12.4 GHz]. La configuration du BC-SRR circulaire est donnée par la figure III.18.

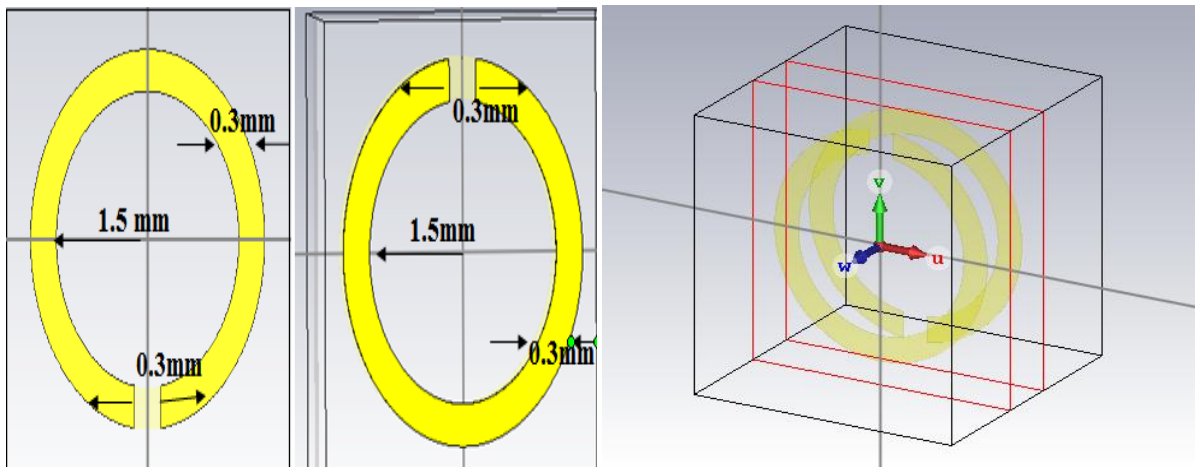


Figure III.18. Représentation et dimensions d'une unité de cellule du BC-SRR circulaire.

La figure III.19 présente les coefficients de réflexion et de transmission en dB et montre une fréquence de résonance frès à 9,38 GHz avec une transmission de l'ordre de -32 dB. La fréquence de résonance est décalée par rapport à la fréquence de résonance de BC-SRR carré .

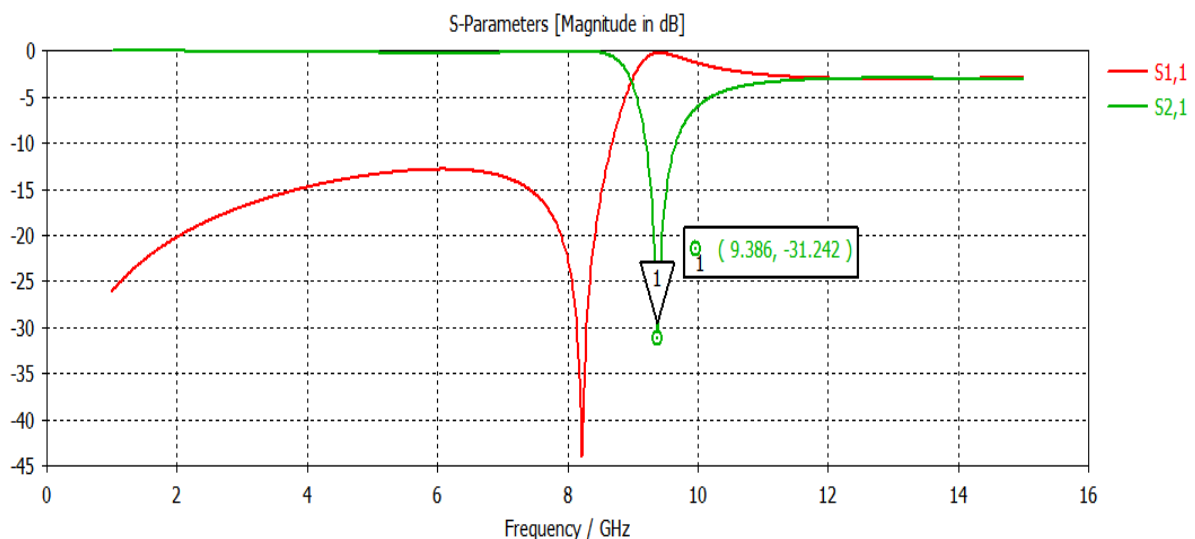


Figure III.19. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un BC-SRR circulaire

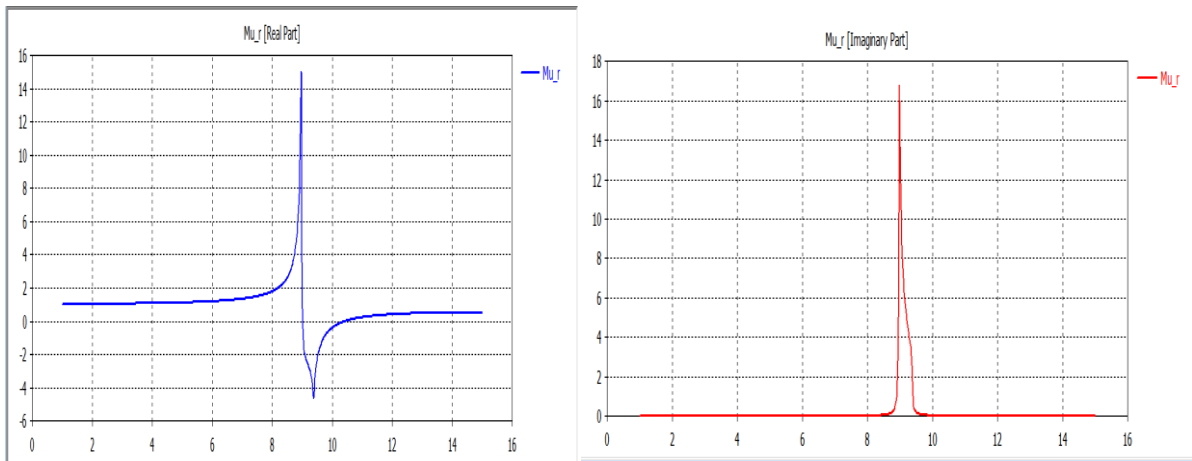


Figure III.20. Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective d'un BC-SRR circulaire

La figure III.20 illustre les variations des parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective. Comme dans les autres cas, cette structure 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 -5. En dehors de cette bande étroite, $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ est positive.

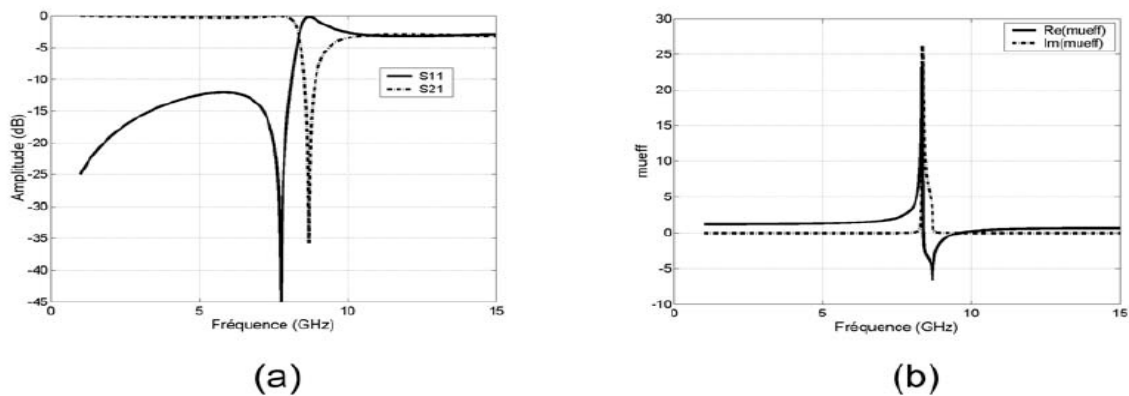


Figure III.21. BC-SRR circulaire: (a) Réflexion et transmission en dB, (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective de [46]

On observe un bon accord entre les résultats de [46].

Ces deux résonateurs «BC-SRR» circulaire ou carrée, permettent entre autres d'enlever la bianisotropie (le couplage magnéto-électrique) existant dans le cas du RAF mais aussi d'abaisser sa fréquence de résonance, ce qui est très intéressant dans l'objectif de réaliser des structures plus compactes.

III.7.C-RAF

La nouvelle structure présentée est un RAF en C noté C-RAF ou C-SRR en anglais. Cette structure a été introduite par O'Brien [14].

Dans cette partie nous étudions le C-SRR pour un fonctionnement dans la bande Ku [12.4 GHz ; 18 GHz]. Comme dans les deux cas précédent, les conditions de périodicité sont appliquées. La structure est composée de deux RAFs en C déposés sur une face du substrat comme le montre la figure III.22.

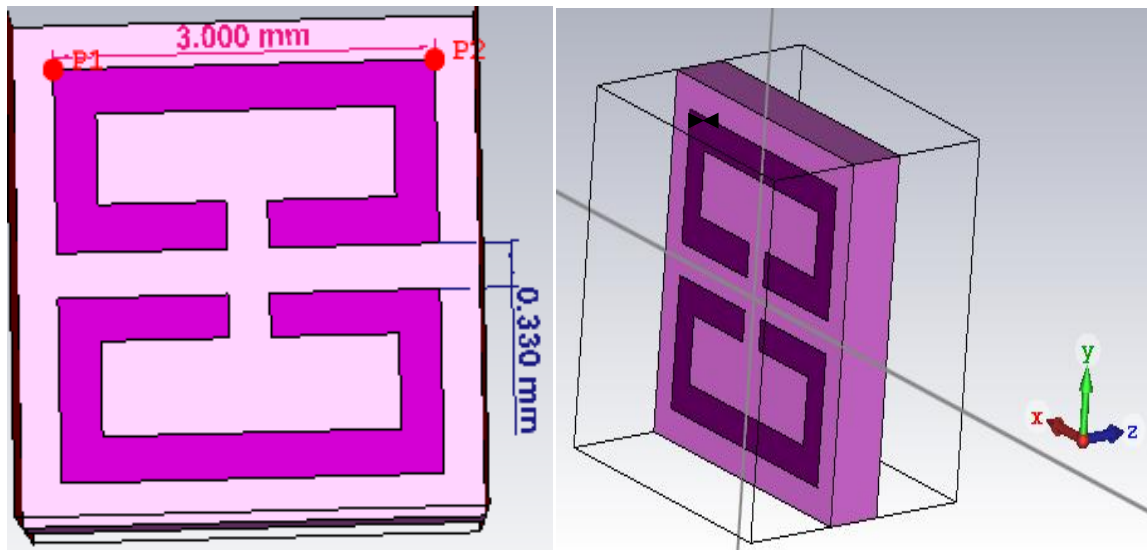


Figure III.22. Représentation et dimensions d'une unité de cellule d'un C-RAF

La figure III.23 présente les coefficients de réflexion et de transmission et montre une fréquence de résonance $f_{rés}$ à 13,53 GHz avec une transmission de l'ordre de -25.36dB.

La figure III.24 les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective en fonction de la fréquence. On peut noter que la partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande étroite de fréquences autour de la résonance ($f_{rés} = 13,53$ GHz) et prend des valeurs variant de 0 à -2. En dehors de cette bande étroite, $Re(\mu_{eff})$ est positive.

Ce résonateur CRAF, a une partie imaginaire de la perméabilité effective, plus petite autour de sa fréquence de résonance, par rapport aux RAF's étudiées précédemment. Ce qui donne le minimum de pertes.

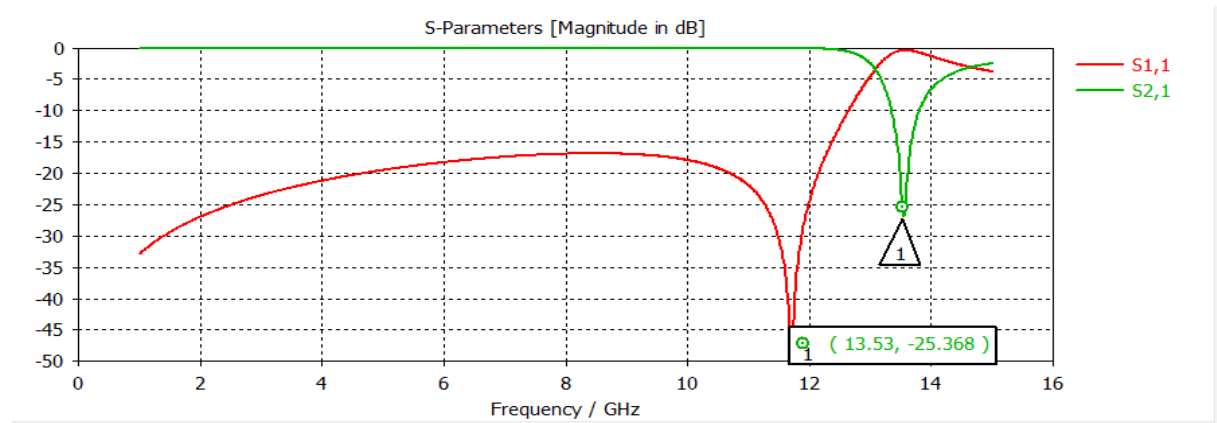


Figure III.23. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un C-RAF

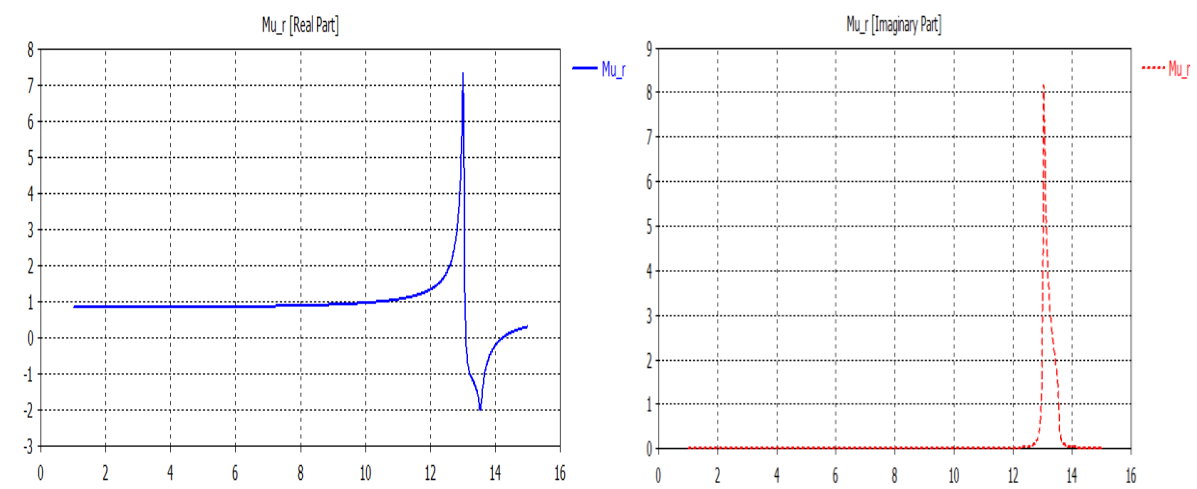


Figure III.24. Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective d'un C-RAF

Les figures III.25(a) et (b) de [46] montrent un bon accord entre les résultats.

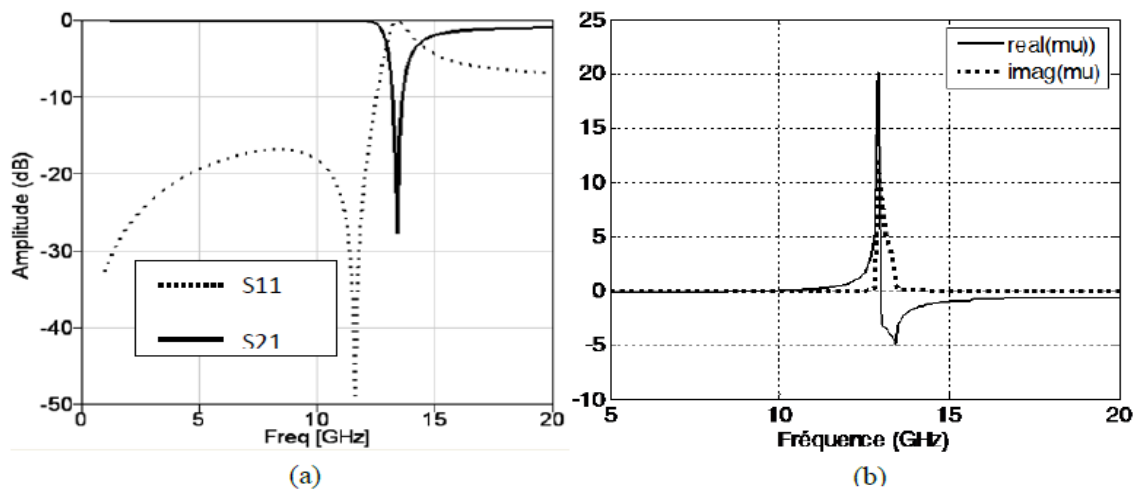


Figure III.25.C-RAF : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective

III.8.RAF CIRCULAIRE EN SPIRALE

Ce type de RAF en spirale a été introduit par J. Baena [47] afin d'abaisser fortement la fréquence de résonance. La structure est réalisée en reliant les deux anneaux formant le RAF circulaire. Ce type de motif devrait par conséquent permettre de réaliser des milieux périodiques plus proches d'un milieu continu. La configuration de cette structure est représentée par la figure III.26, elle est identique de celle du RAF circulaire de la figure III.10. Ici, nous analysons ce résonateur à activité magnétique dans la bande C [4GHz ; 8,2GHz].

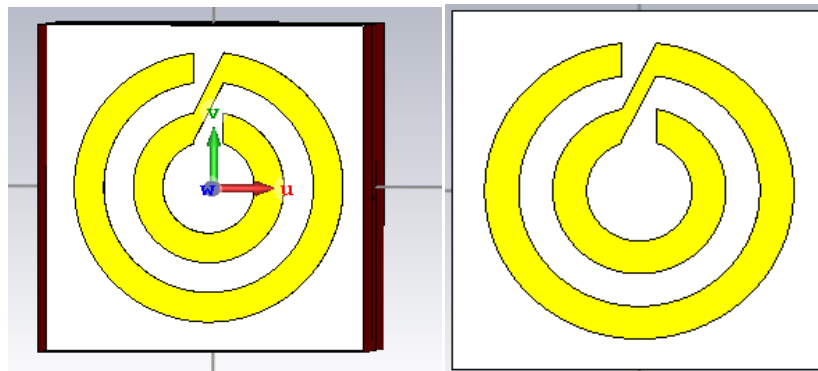


Figure III.26. Représentation et dimensions d'une unité de cellule d'un RAF circulaire en spirale

La figure III.27 des coefficients de réflexion et de transmission montre une fréquence de résonance frès à 6,715 GHz avec une transmission de l'ordre de -21 dB.

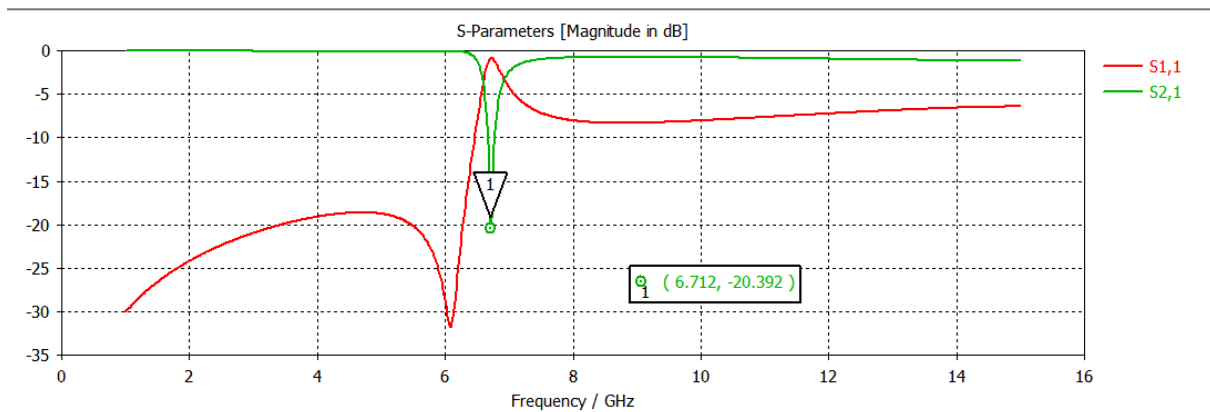


Figure III.27. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un RAF circulaire en spirale

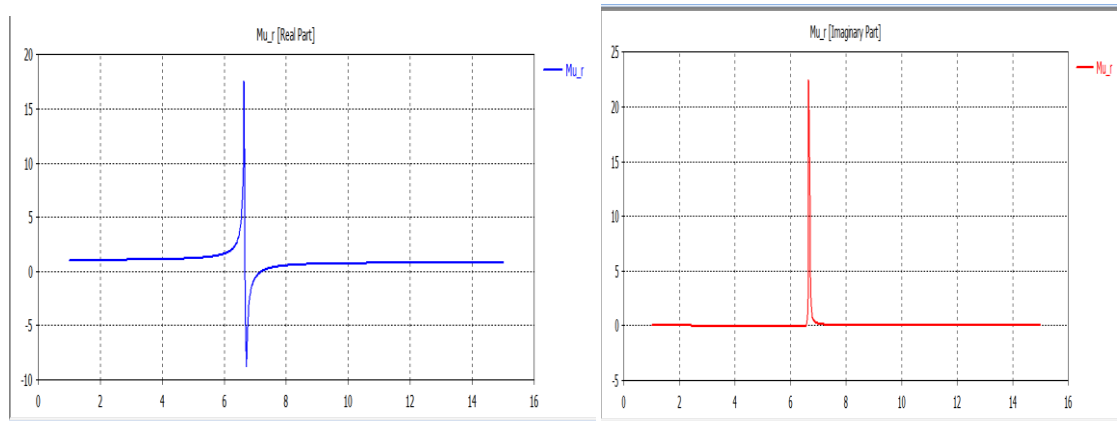


Figure III.28. Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective d'un RAF circulaire en spirale .

La figure III.28 de la partie réelle de la perméabilité effective montre qu'elle est négative dans une bande très étroite autour de la résonance et prend des valeurs variant de 0 à -9,1 à la fréquence 6.71GHz. En dehors de cette bande, $Re(\mu_{eff})$ est positive.

De même les figures III.29.(a) et (b) de [46], montrent un bon accord entre les résultats

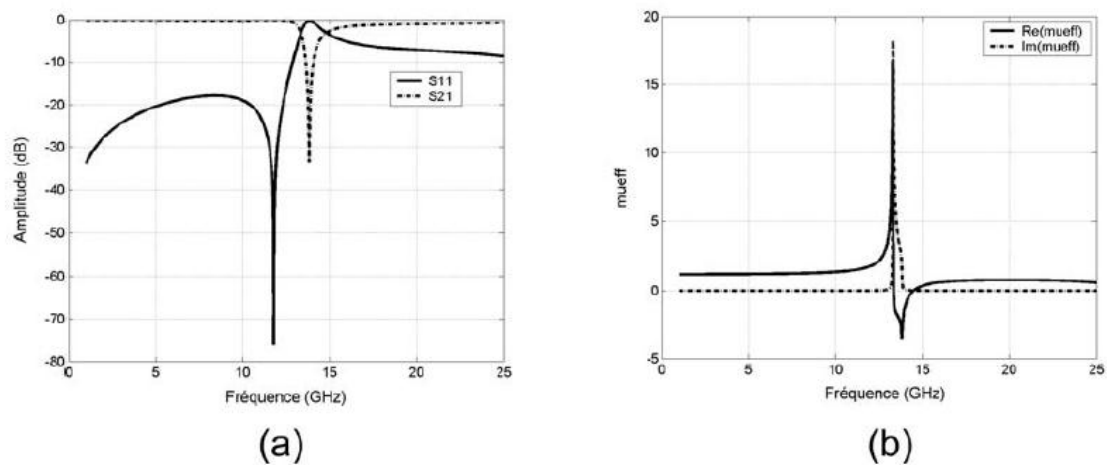


Figure III.29. RAF circulaire en spirale : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective de [46].

III.9.RAF CARRÉE EN SPIRALE

La structure est réalisée en reliant les deux anneaux formant le RAF carré. La configuration du RAF carré en spirale est donnée par la figure III.30.

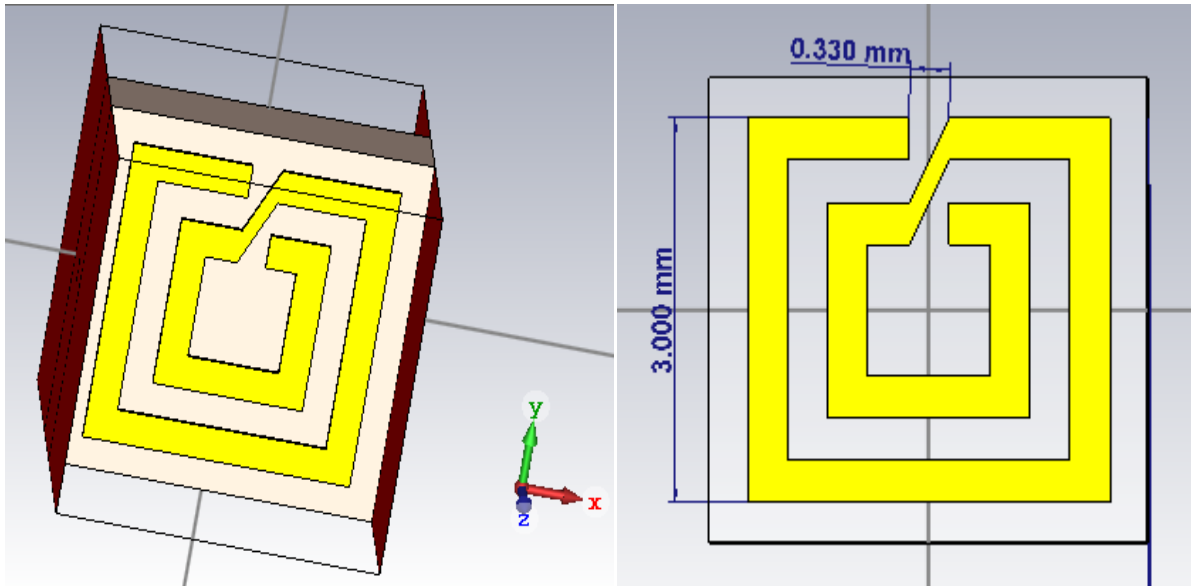


Figure III.30. Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF carré en spirale.

La figure III.31 des coefficients de réflexion et de transmission, montre deux résonance : une première fréquence à 5,577 GHz avec une transmission de l'ordre de -20,36 dB et une deuxième à 13,85 GHz avec une transmission de l'ordre de -15,94 dB.

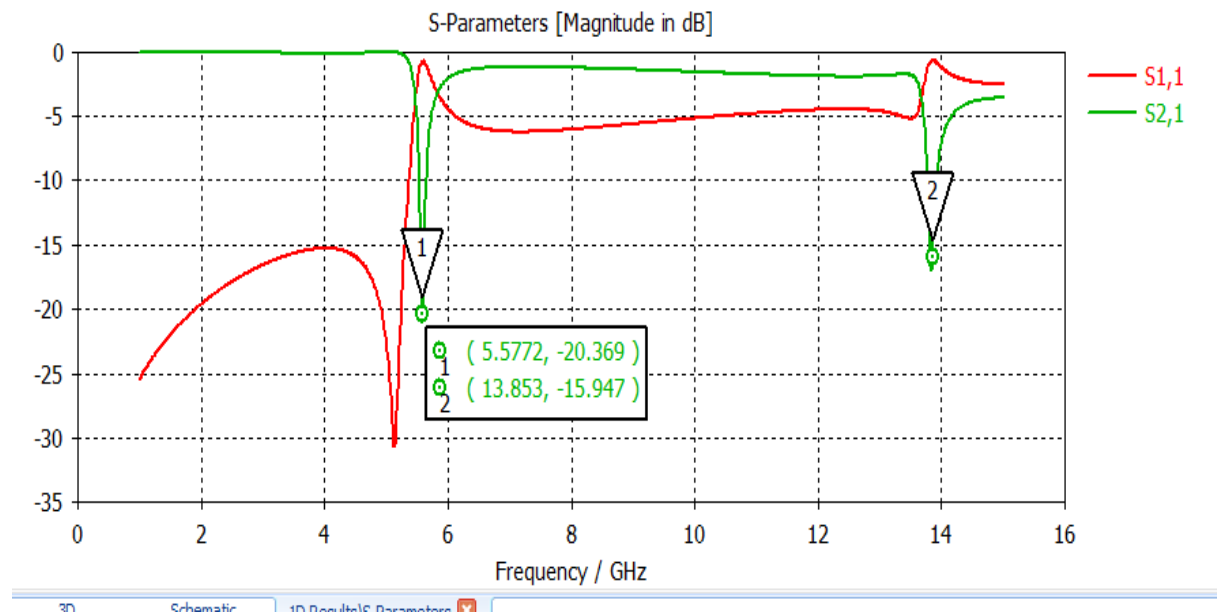


Figure III.31. Résultats de simulation des paramètres S11 et S21

d'un RAF carré en spirale

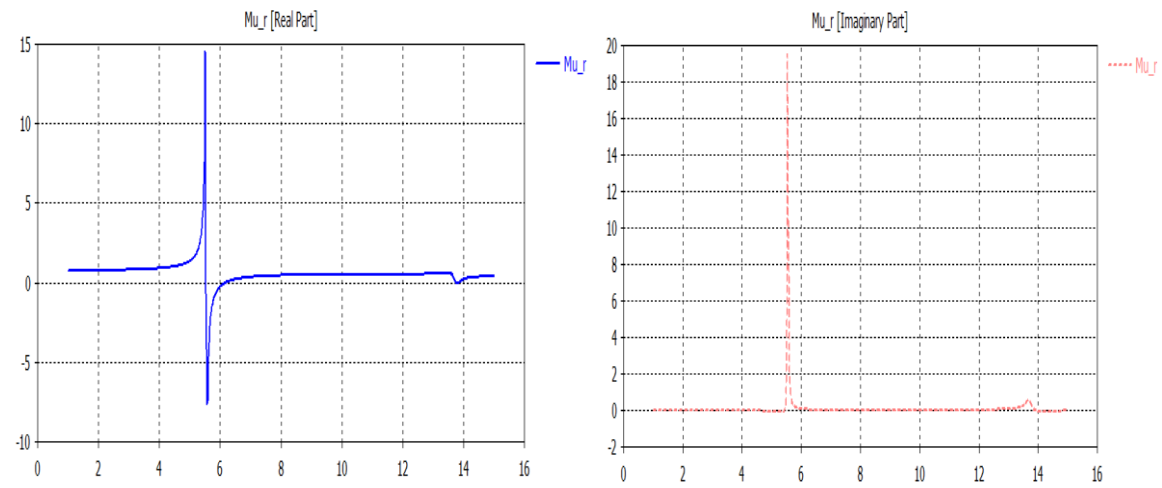


Figure III.32. Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective d'un RAF carrée en spirale

La figure III.32 illustre les variations des parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective. D'après cette figure, nous remarquons que la partie réelle de la perméabilité est négative dans une seule bande très étroite autour de la première fréquence de résonance ($f_{rés} = 5,577$ GHz), et elle prend la valeur -7.5 à cette fréquence. Nous nous intéressons seulement à la bande de fréquence où elle est négative.

De même les figures III.33.(a) et (b) illustrent le S_{11} , S_{21} et les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S pour [46] respectivement. On observe un bon accord entre les résultats, sauf la partie réelle de μ_{eff} autour de la deuxième résonance est négative.

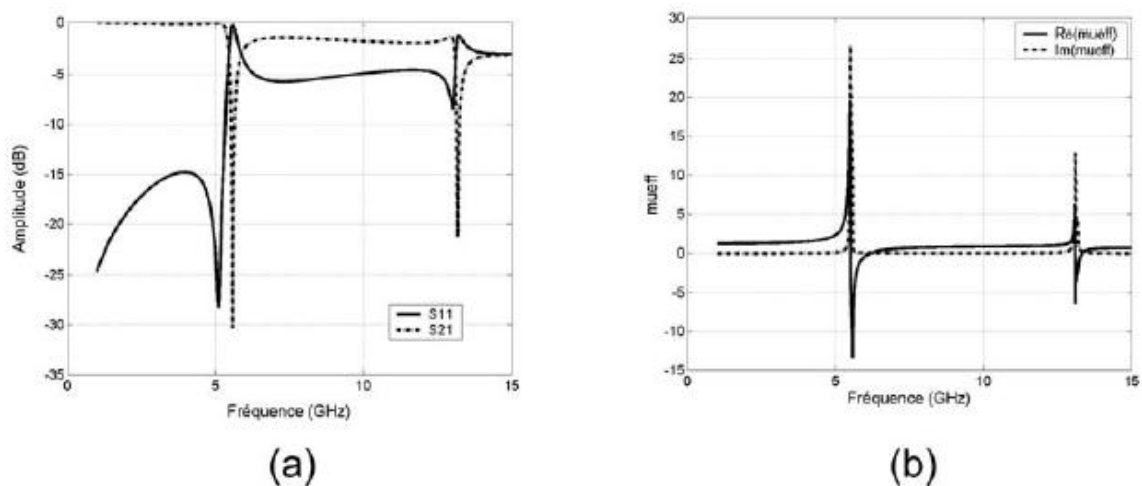


Figure III.33. RAF carrée en spirale : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective de [46].

III.10. Conclusion

Nous avons abordé dans ce troisième chapitre l'étude de l'élément qui est utilisé pour la fabrication d'un milieu présentant une perméabilité négative. Différentes structures de résonateurs à activité magnétique pour les deux formes simples circulaire et carré ont été présentées et simulées afin d'extraire les valeurs de la perméabilité par la technique d'homogénéisation décrite par D. R. Smith et al [12].

Dans cette partie, les différentes structures présentées sont paramétrées pour avoir une réponse fréquentielle dans les bandes : X [8,2 GHz, 12,4 GHz], la bande C [4 GHz, 8.2 GHz] et la bande Ku [12.4 GHz, 18 GHz]. Tout d'abord nous avons présenté les résonateurs à activité magnétique (RAF carré), et nous avons étudié deux cas suivant l'orientation du champ électrique : 1er cas : pour une polarisation selon l'axe x ; 2ème cas : pour une polarisation selon l'axe y. On a constaté que pour un bon fonctionnement, le champ électrique doit respecter la symétrie du résonateur et les conditions de périodicité doivent être respectées, c.à.d. le cas de la polarisation selon l'axe Y (le champ E doit orienter selon l'axe y). Cette condition est nécessaire pour que la coupure des anneaux constituant le résonateur ne soit pas excitée, donc on peut avoir une seule résonance magnétique. Ensuite, on a considéré seulement ce cas pour le reste de la simulation.

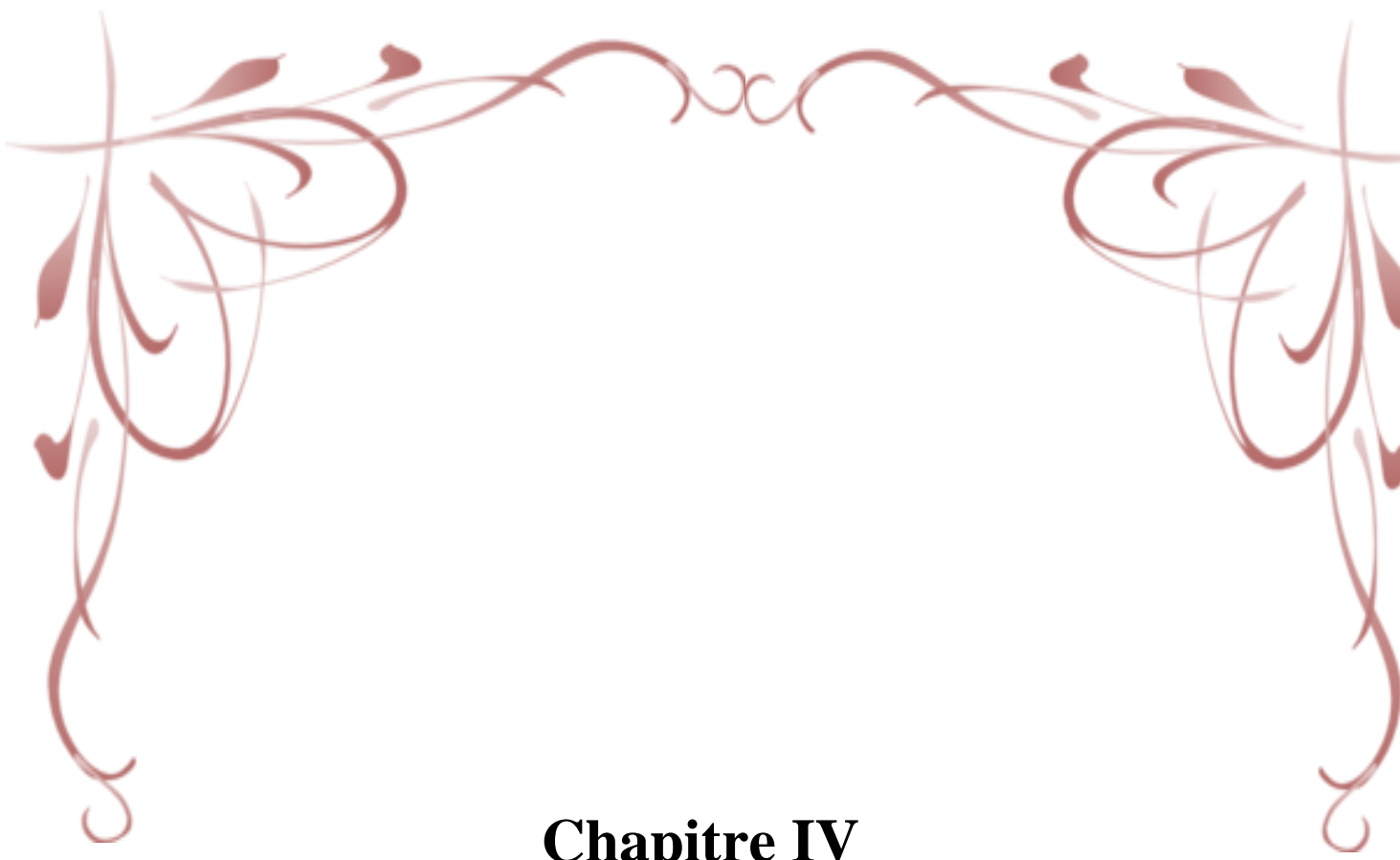
Nous avons aussi vu que les résonateurs BC-SRR carré et circulaire, permettent entre autres d'enlever la bianisotropie existant dans le cas du RAF (éliminer le phénomène de couplage magnéto-électrique) mais aussi d'abaisser sa fréquence de résonance, ce qui est très intéressant dans l'objectif de réaliser des structures plus compactes. Dans ce cas, l'hypothèse d'un milieu homogène est mieux justifiée.

Le modèle de résonateur C-RAF a pour avantage : faible pertes, car il présente une partie imaginaire de la perméabilité effective la plus petite.


Les résonateurs en spirale étudiés ont eux aussi montré une résonance à une fréquence plus basse que pour le RAF (possibilité de réaliser des structures plus compactes), par contre, la bande de fréquences où la perméabilité effective est négative est beaucoup plus étroite.

Celui que nous avons retenu est le RAF carré car la partie imaginaire de sa perméabilité prend des valeurs très faibles sur une plus large plage de fréquences que le C-SRR. Le BC-SRR est aussi très intéressant mais il présente l'inconvénient d'utiliser les deux faces du support diélectrique pour sa mise en œuvre.

En générale, les résultats obtenus présentent un bon accord par rapport aux résultats de [46].



Chapitre IV
Conception et simulation des antennes ULB
à base des métamatériaux



IV.1. INTRODUCTION

Au cours des dernières années, les matériaux dits main gauche (MMG) ont été largement étudiés. La caractéristique physique la plus intéressante de ces matériaux est l'indice de réfraction négatif. Dans les matériaux ordinaires, la permittivité et la perméabilité sont positives, tandis que, les matériaux main gauche peuvent avoir une permittivité négative ou une perméabilité négative ou les deux sont négatives à la fois. En effet, l'indice de réfraction est inférieur à zéro, par conséquent, la vitesse de phase et de groupe des ondes électromagnétiques sont opposées.

Aujourd'hui l'état d'art des antennes ULB se focalise sur les antennes imprimées à fentes et les antennes planaires monopole avec différentes techniques d'adaptation pour améliorer la largeur de bande sans perdre de ses propriétés du diagramme de rayonnement. Puisque les antennes sont les composantes clés de n'importe quel système sans fil ULB ou multi bande, il est essentiel qu'elles aient les performances ultra large bande, en particulier en ce qui concerne la largeur de bande ($S_{11} < -10$ dB), un rayonnement acceptable et un gain important dans toute la bande passante de l'antenne. Donc, dans ce sens, nous avons proposé des nouvelles structures d'antenne patch monopôle pour les applications ultra large bande.

Dans la première partie de ce chapitre nous allons proposer une nouvelle structure du RAF qui présente simultanément une permittivité et une perméabilité effective négative, donc un indice de réfraction négatif. La technique d'homogénéisation est utilisée afin d'extraire les paramètres effectifs, tels que la perméabilité, la permittivité et l'indice de réfraction. Puis nous concevons une antenne ULB à base de la cellule proposée.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous proposons une autre structure d'antenne large bande mais elle n'est pas adaptée pour toutes les applications ULB. L'antenne de base se compose d'un patch circulaire, et un plan de masse partiel avec une fente rectangulaire alimentée par ligne microruban. L'élément rayonnant sera modifié pour avoir des structures d'antennes travaillent dans la bande ULB. En premier lieu, on a introduit des anneaux, deuxièmement, on a conservé le design précédent et on a ajouté une fente SRR au milieu, et enfin, on a introduit quatre fentes SRR au modèle de base. La conception des antennes a été effectuée en utilisant le même logiciel CST (Microwave Studio) pour comparer et valider les résultats. Une réalisation pratique de la troisième configuration a été effectuée.

IV.2. CONCEPTION D'UNE NOUVELLE CELLULE DE MTM

IV.2.1. Configuration géométrique

Différents types de LHM ont été proposés en utilisant diverses structures telles que les SRR, [9] les résonateurs en spirale [47], les structures double face BC-SRR [43] les SRR en C-SRR en anglais [48]...etc. des structures combinées des SRR et des anneaux [49], et [50].

Dans cette première partie, nous allons proposer une nouvelle structure du RAF qui présente simultanément une permittivité et une perméabilité effective négative, donc un indice de réfraction négatif. La technique d'homogénéisation est utilisée afin d'extraire les paramètres effectifs, tels que la perméabilité, la permittivité et l'indice de réfraction.

Une unité de cellule est conçue pour résonner dans la bande X [8,2 GHz, 12,4 GHz]. Le SRR est conçu en utilisant trois boucles structurées comme trois anneaux brisés concentriques opposés (SRR carrée en spirale couplé avec un anneau résonateur). Elle est imprimée sur un substrat, carré de dimensions ($L_s \times L_s$), FR4 d'épaisseur 1,6 mm et de permittivité relative égale à 4.4 et de tangente de pertes $\tan(\delta) = 0.02$. La figure IV.1 montre la géométrie de cette cellule dont les différents paramètres de conception sont résumés dans le tableau IV.1.

La cellule unitaire LHM est une structure à deux résonances électrique et magnétique qui conduit à un champ magnétique perpendiculaire dont l'application génère une perméabilité négative, avec un champ électrique orienté selon l'axe des y et le champ magnétique orienté selon l'axe z et l'onde incidente se propage selon l'axe x. La boîte de rayonnement a un volume de : $6 \times 6 \times 6 \text{ mm}^3$

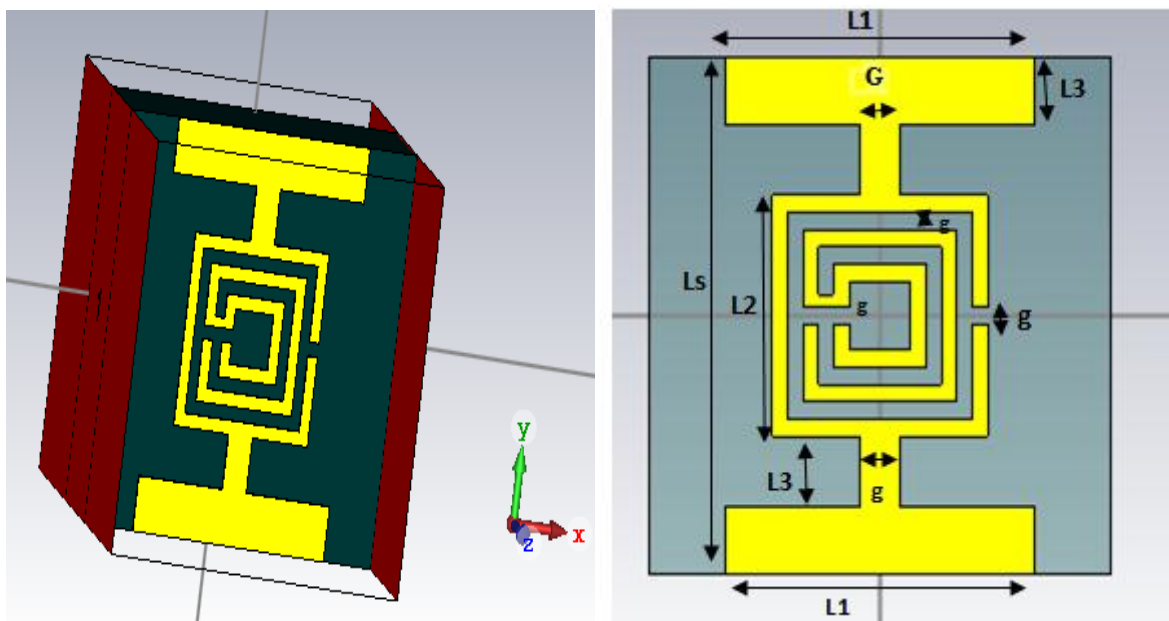


Figure IV.1. Géométrie de la cellule métamatériau proposée

Paramètre de conception	Dimension (mm)
Ls	6
L1	4
L2	2.8
L3	0.8
G	0.4
G	0.5

Tableau IV.1. Paramètres de conception de la cellule métamatériau.

IV.2.2. Coefficients de réflexion et de transmission

La figure IV.2 des coefficients de réflexion et de transmission, montre deux résonance : une première fréquence à 9GHz avec une transmission de l'ordre de -23,63 dB et une deuxième à 14,2 GHz avec une transmission de l'ordre de -27.19dB. Les résultats de simulation du S11 et S21 montrent un phénomène de filtrage coupe bande ce qui confirme un phénomène de bande interdite autour de la fréquence de résonance de la cellule Métamatériau.

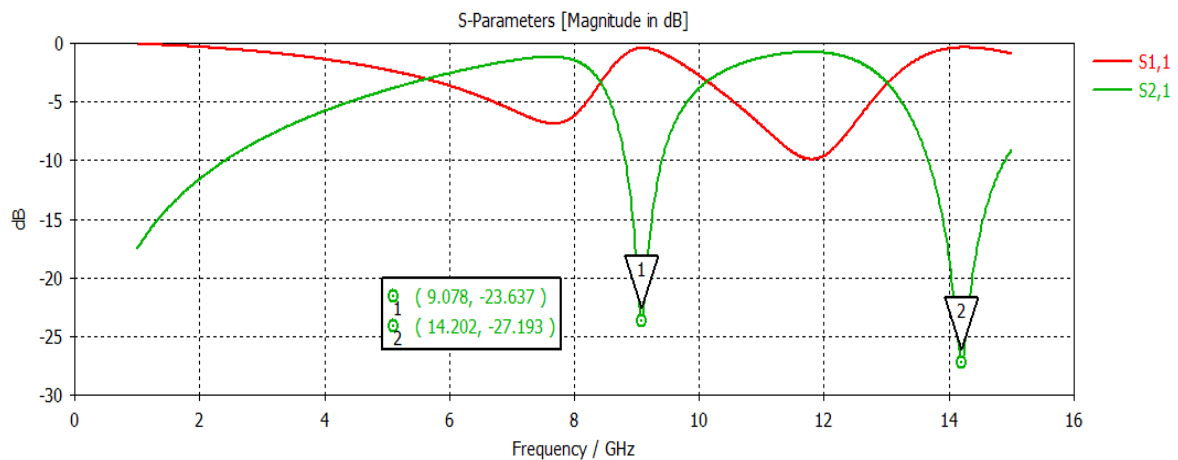


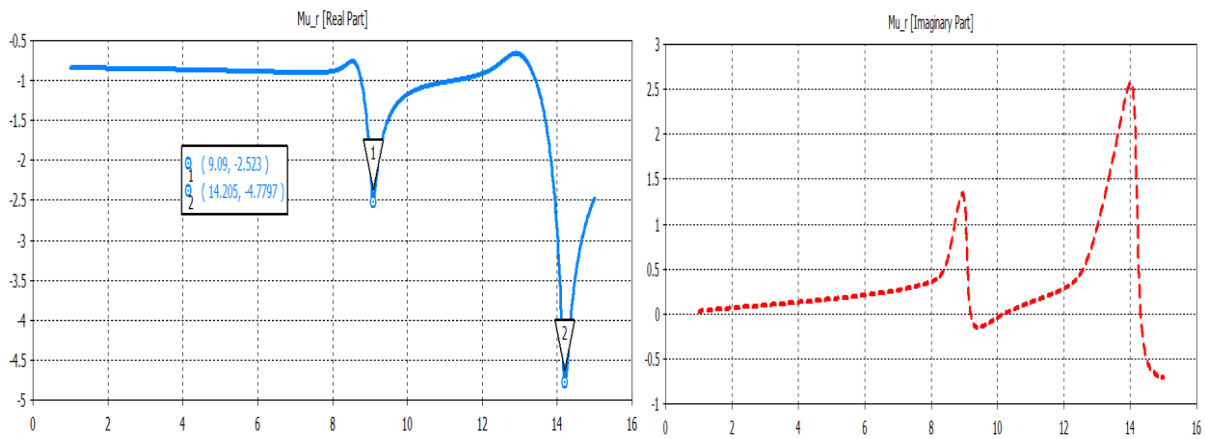
Figure IV.2. Résultats de la simulation des paramètres S pour la cellule unitaire représentée

IV.2.3. Paramètres effectifs

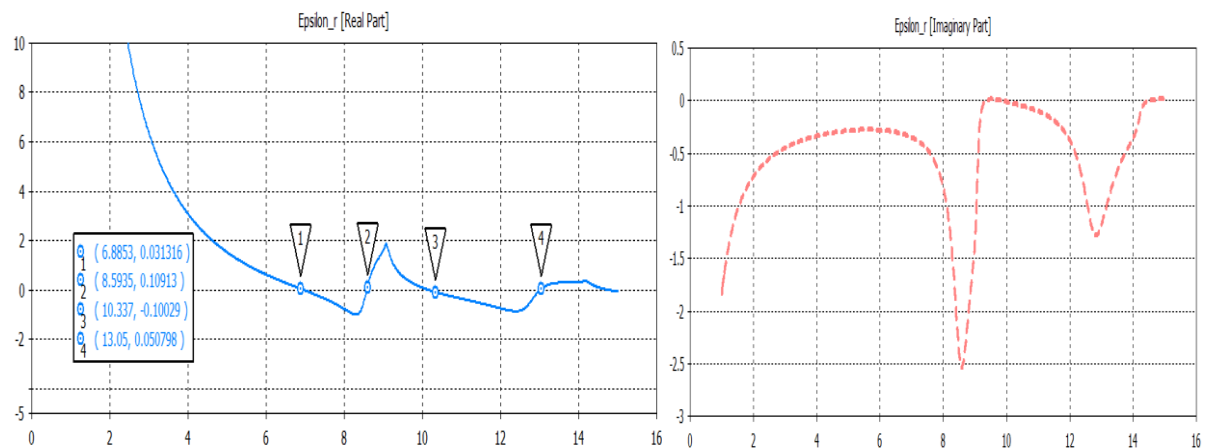
La figure IV.3 : (a), (b) et (c) illustrent les variations des parties réelles et imaginaires des paramètres effectifs, calculés à partir de la matrice S, tels que la perméabilité, la permittivité et l'indice de réfraction en fonction de la fréquence en GHz.

D'après la figure IV.3 (a), nous remarquons que la partie réelle de la perméabilité est négative sur toute la bande, et elle atteint les valeurs : -2.5 à la fréquence 9.13GHz et -4.8 à la fréquence 14.15GHz.

L'allure de l'indice de réfraction effectif est illustrée dans la figure IV.3 (c). Nous remarquons un comportement d'un Matériaux Main Gauche (LHM) de ce résonateur dans deux bandes de fréquence [5GHz ; 9.2GHz] et [9.94GHz ; 14.4GHz], où la partie réelle de l'indice de réfraction est négative, mais les deux bandes de fréquences qui nous intéressent sont [6.88GHz ; 8.6GHz] et [10.33GHz ; 13.05GHz] où $\text{Re}(\epsilon_{\text{eff}})$ et $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ sont simultanément négatives, comme le montre la figure IV.3 (b). Dans ces deux bandes de fréquences, nous apercevons qu'on a des faibles pertes, données par les faibles valeurs des parties imaginaires (ϵ_{eff}) et (μ_{eff}).



(a)



(b)

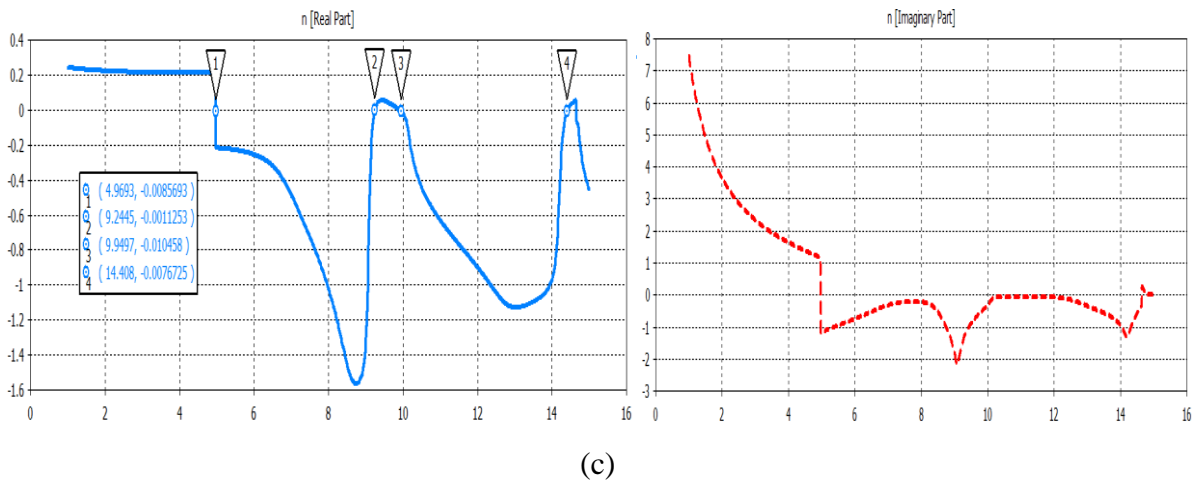
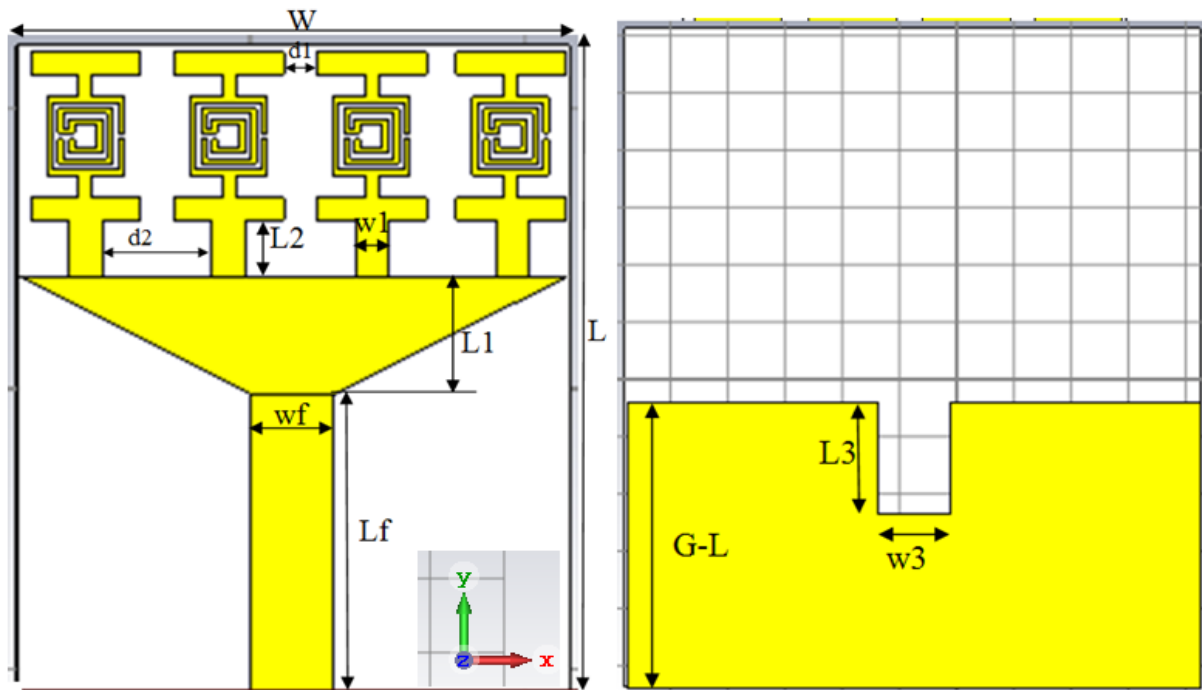


Figure IV.3. Parties réelle et imaginaire des paramètres effectifs de la cellule MTM :
 (a) perméabilité, (b) permittivité, (c) indice de réfraction.

IV.3. CONCEPTION D'UNE ANTENNE MULTIBANDE A BASE DE MTM

La conception de l'antenne miniaturisée multibande à base de la structure de MTM étudiée précédemment commence par l'introduction d'une seule cellule jusqu'aux plusieurs, afin de réaliser une antenne ULB à haute performance, les essais qu'on a fait montrent que quatre cellules est la meilleure configuration. L'antenne est imprimée sur la face supérieure d'un substrat diélectrique de type FR4 époxy de permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$ ($\text{tg}(\delta) = 0.02$), et d'épaisseur $h = 1.6$ mm. Les quatre cellules sont placées périodiquement le long de l'axe des x, et directement connectées à une bande d'alimentation micro-ruban en forme de trident, elles sont excitées à travers une seule ligne micro-ruban, comme est illustré dans la figure IV.4. Le plan de masse partiel avec fente rectangulaire est posé sur la surface inférieure du substrat.

Les paramètres géométriques sont obtenus après une étude optimisée, par CST MWS, de certain valeur, tels que les dimensions de la bande d'alimentation, et la fente rectangulaire insérée sur le plan de masse, afin de mieux adaptée l'antenne à 50Ω : l'impédance fournie par le port d'excitation. Les paramètres géométriques optimisés obtenus sont regroupés dans le tableau IV.2.



(a) vue de dessus (b) vue de dessous

Figure IV.4.Géométrie de l'antenne MTM

Paramètre de conception de l'antenne	Dimension (mm)
W	20
L	24.5
d1	1.06
w1	1.2
L2	2
d2	3.07
L1	4
G-L	10
L3	0.6
wf	3
Lf	10.5
w3	3.5

Tableau IV.2. Paramètres de la conception de l'antenne MTM

IV.3.1. Coefficient de réflexion

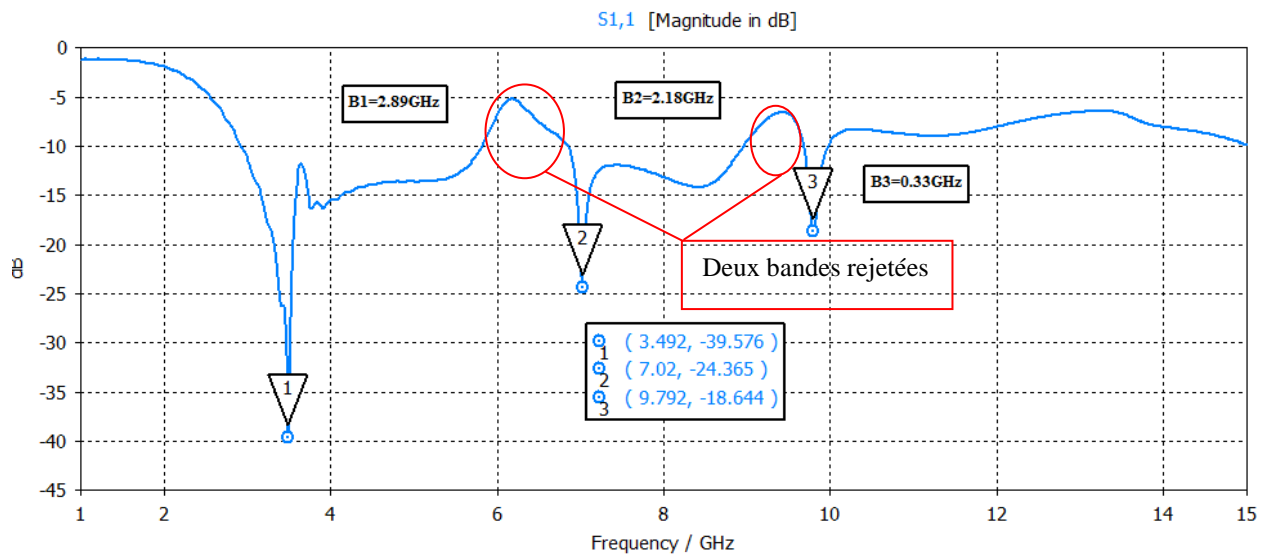


Figure IV.5. Coefficient de réflexion S11 de l'antenne MTM

Les résultats de la simulation du Coefficient de réflexion S11 (figure IV.5) montrent que l'antenne étudiée présente trois bandes de fréquence : deux qui sont Ultra Large Bande (B1=2.89GHz et B2=2.18GHz), et la troisième est étroite (B=330MHz). les fréquences des résonances sont localisées à 3.49GHz, 7.02GHz et 9.79 GHz avec les coefficients de réflexion respectifs -39.57dB, -24.36dB, et -18.64dB. On peut considérer l'antenne ULB, de [2.9GHz ; 9.96GHz], à deux bandes rejetées : [5.79GHz ; 6.86GHz] et [8.96GHz ; 9.68GHz].

IV.3.2. Diagramme de rayonnement

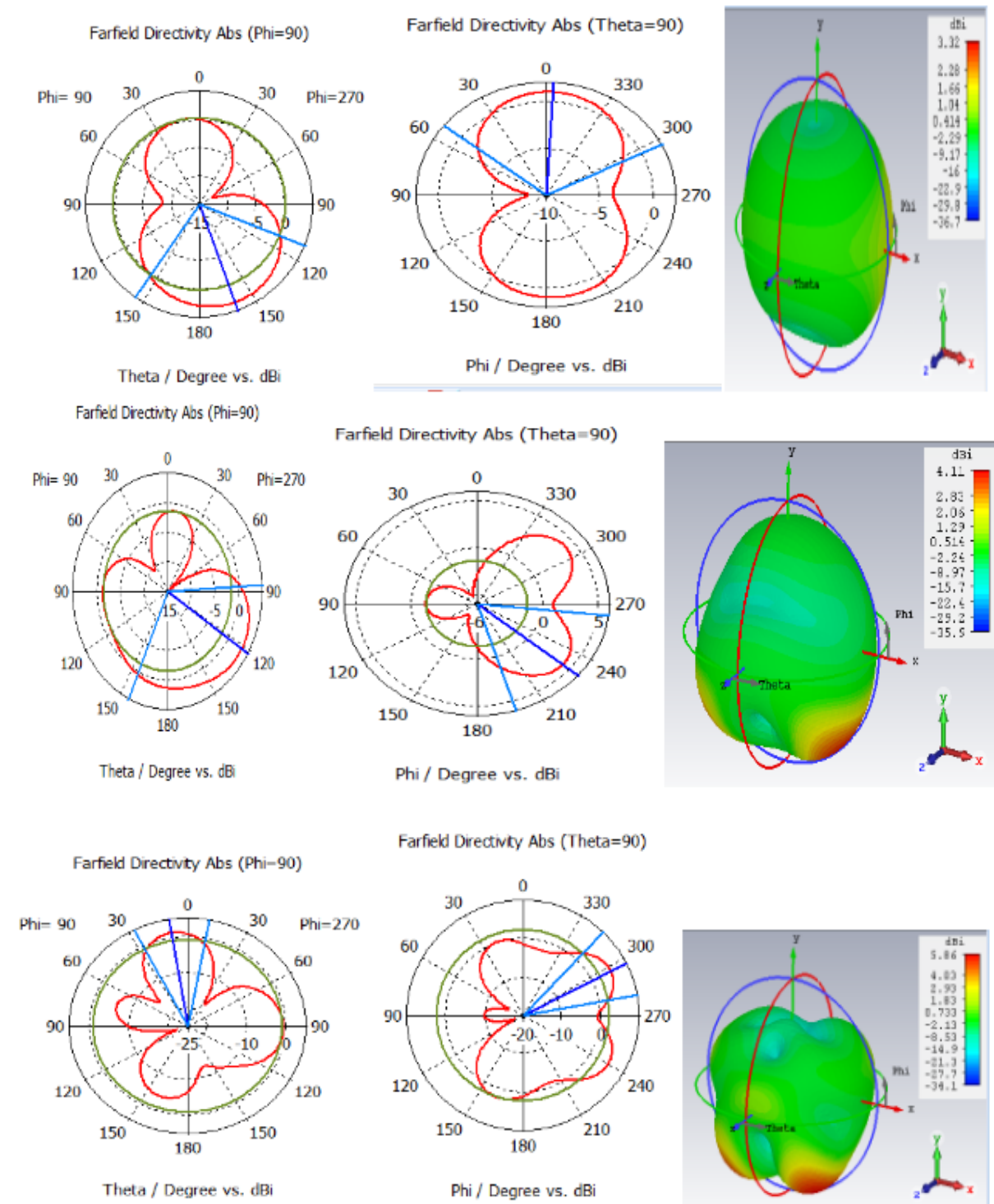


Figure IV.6. Diagramme de rayonnement en (2D : plan H et plan E) et en (3D)

De l'antenne MTM pour les fréquences 3.49 GHz, 7.01 GHz et 9.79 GHz respectivement.

La figure IV.6 présente le diagramme de rayonnement en 2D et 3D respectifs aux fréquences 3.49GHz, 7.01GHz et 9.79GHz. Le gain maximal est égale à 5.86dBi pour la fréquence 9.79GHz.

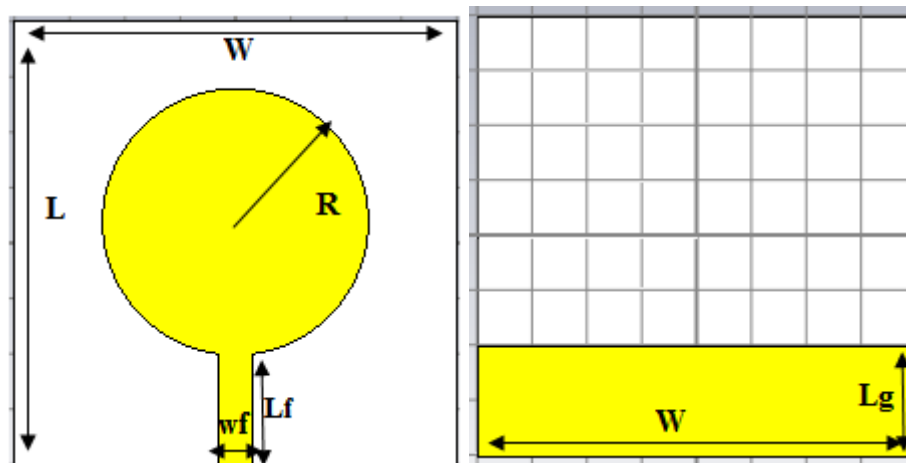
IV.4. CONCEPTION D'UNE ANTENNE ULB

Puisque les antennes sont les composantes clés de n'importe quel système sans fil ULB, il est essentiel qu'elles aient les performances ultra large bande, en particulier en ce qui concerne la largeur de bande ($VSWR < 2$), un rayonnement omnidirectionnel et une bonne efficacité de rayonnement dans toute cette bande.

Nous avons vu dans la section précédente que l'antenne précédente a deux bandes Ultra Large, mais reste insuffisante car elle ne couvre pas la bande définie par le FCC complètement [3.1 ; 10.6 GHz] [40]. Dans ce contexte, Nous proposons d'autres structures d'antennes à base des RAF (SRR), ayant une bande passante ultra large.

IV.4.1.L'antenne de base

L'antenne de base se compose d'un patch circulaire alimentée par ligne microruban, et un plan de masse partiel séparé par un substrat diélectrique de type FR4 époxy, et de permittivité égale à 4.4($\text{tg}(\delta)=0.02$), et d'épaisseur $h=1.6$ mm, comme montré dans la figure IV.7.



(a) vue de dessus (b) vue de dessous

Figure IV.7. Géométrie de l'antenne de base

Le processus de simulation est réalisé en utilisant l'étude paramétrique qui consiste à fixer tous les paramètres et faire changer un seul paramètre, pour étudier l'influence de ce dernier sur les caractéristiques de l'antenne. Cette étude paramétrique intensive de certains paramètres est menée, mais nous ne présenterons que les résultats de la structure optimale par souci de brièveté.

Les paramètres optimaux obtenus par simulation sont regroupés dans le tableau IV.3.

Composants	Les variables	La valeur (mm)
Substrat diélectrique	W	40
	L	40
	h	1.6
Patch	R	12
Ligne d'alimentation	Lf	10.3
	wf	3.1
Plan de masse	Lg	10

Tableau IV.3. Dimensions optimisées de l'antenne de base.

IV.4.1.1. Coefficient de réflexion S11

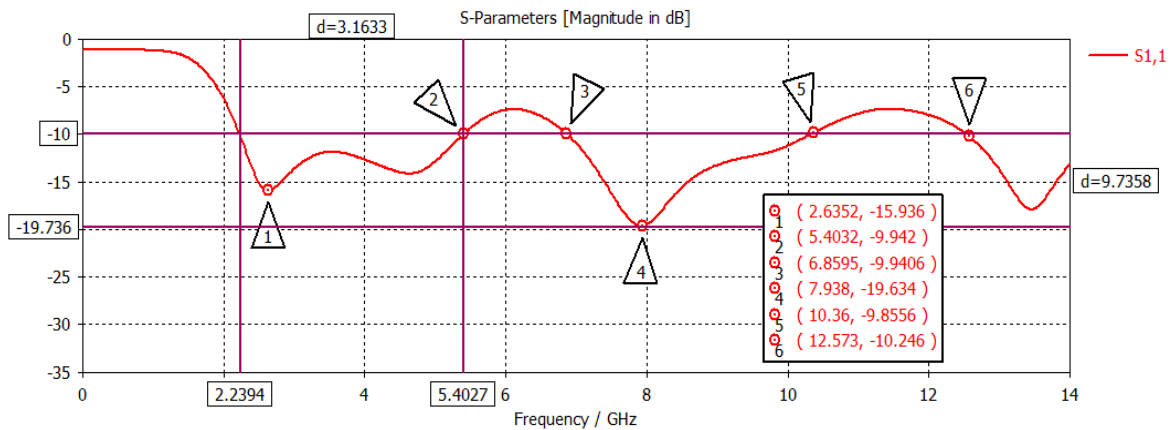


Figure IV.8. Coefficient de réflexion S11 de l'antenne de base.

Il est évident des résultats de simulation du coefficient de réflexion que l'antenne n'est pas adaptée ($S_{11} > -10\text{dB}$) dans les bandes [5.4032GHz, 6.8595GHz] et [10.36 GHz, 12.573 GHz].

D'après le S11 Simulé (figure IV.8), nous observons deux bandes de fréquence :

- La première (2.768 GHz) s'étend de 2.2394GHz jusqu'à 5.4032 GHz et leur fréquence de résonnante est localisées à 2.6352 GHz, avec le coefficient de réflexion -15.936dB.
- La deuxième ultra large bande (3.5005GHz) est entre 6.8595GHz et 10.36GHz. et leur fréquence de résonnante est localisées à 7.938GHz avec le coefficient de réflexion -19.634dB.

IV.4.1.2. Ajout d'une fente rectangulaire dans le plan de masse

En incluant une fente rectangulaire sur le plan de masse pour améliorer l'adaptation de l'antenne comme elle est montrée par la figure IV.9. D'après l'étude paramétrique, les valeurs optimisées des dimensions de la fente sont :

Les variables	La valeur (mm)
W_s	3.2
l_s	3

Tableau IV.4. Dimensions optimisées de la fente. [40]

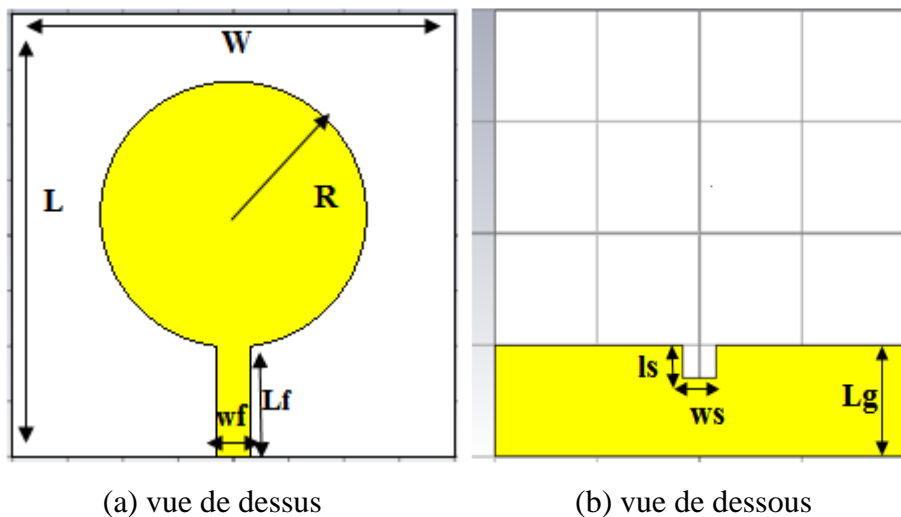


Figure IV.9. Géométrie d'antenne de base avec fente sur le plan de masse

Coefficient de réflexion S11

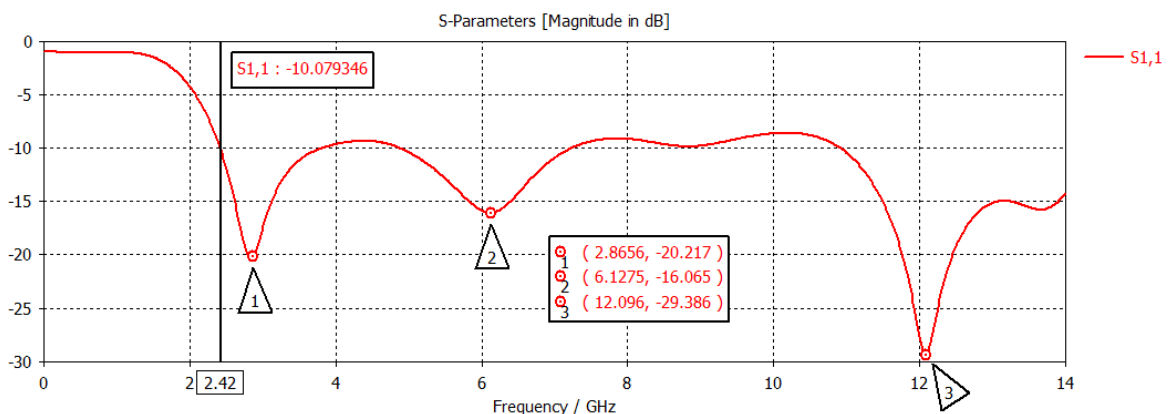


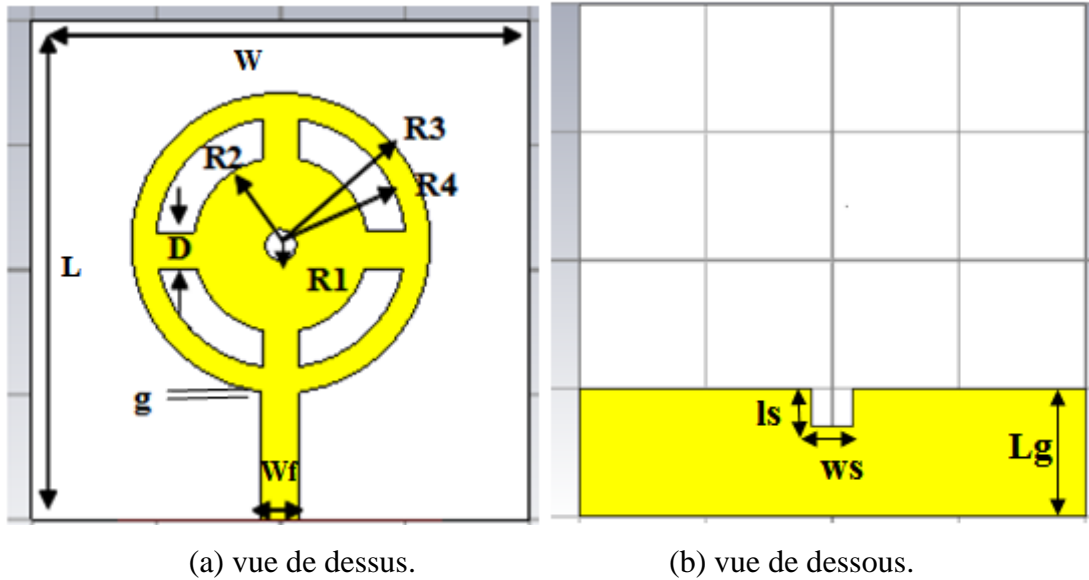
Figure IV.10. S11 de l'antenne de base avec fente sur le plan de masse

Les résultats de simulation du S11 montrent que l'ajout de la fente améliore légèrement l'adaptation de l'antenne.

IV.4.2. Conception d'une antenne annulaire ULB

Afin d'améliorer l'adaptation de l'antenne étudiée précédemment, l'élément rayonnant sera modifié afin de développer une antenne travaillant dans la bande ULB, où on a introduit des anneaux. La figure IV.11 donne la géométrie de l'antenne.

Les paramètres optimaux obtenus par simulation sont résumés dans le tableau IV.5.



(a) vue de dessus.

(b) vue de dessous.

Figure IV.11. Géométrie de l'antenne annulaire.

Composants	Les variables	La valeur (mm)
Substrat diélectrique	W	40
	L	40
	h	1.6
Patch	R1	2.52
	R2	7
	R3	12
	R4	10
	D	3
	g	0.3
	wf	3.1
Plan de masse	Lg	10
	ws	3.2
	ls	3

Tableau IV.5. Dimensions optimisées de l'antenne annulaire.

IV.4.2.1. Coefficient de réflexion S11

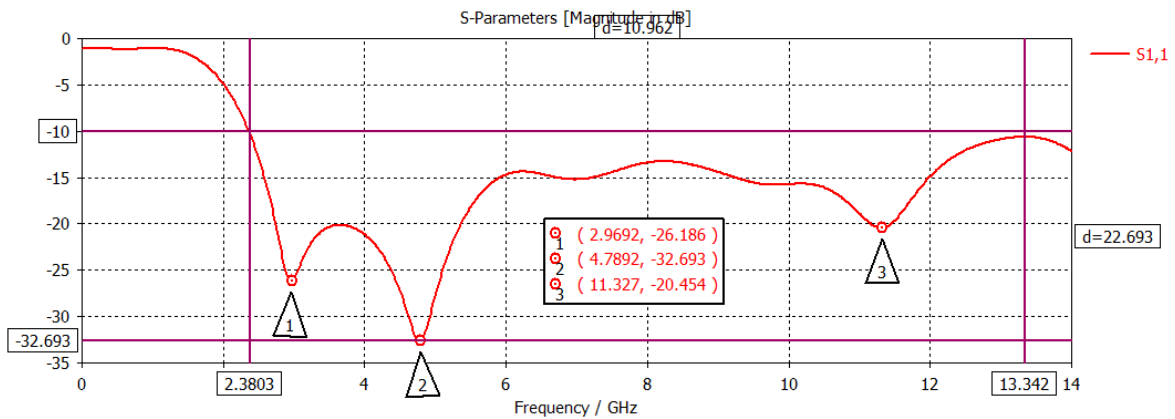


Figure IV.12. S11 en (dB) de l'antenne annulaire

La figure IV.12 montre le coefficient de réflexion (S11) en fonction de la fréquence. Pour qu'un maximum de puissance totale transmise à l'antenne soit rayonné dans l'espace, il faut que le coefficient S11 soit le plus petit possible. On remarque qu'à partir de $f_{min} = 2.38\text{GHz}$, le S11 est inférieur à -10dB . Ces résultats montrent que la bande passante de cette antenne est ultra large ($=10.96\text{GHz}$), de 2.38GHz à 13.342GHz , et leurs fréquences des résonnantes sont localisées à 2.9692GHz , 4.7892GHz et 11.327GHz avec les coefficients de réflexion respectifs -26.186dB , -32.693dB , et -20.454dB .

IV.4.2.2. Taux d'onde stationnaire (VSWR)

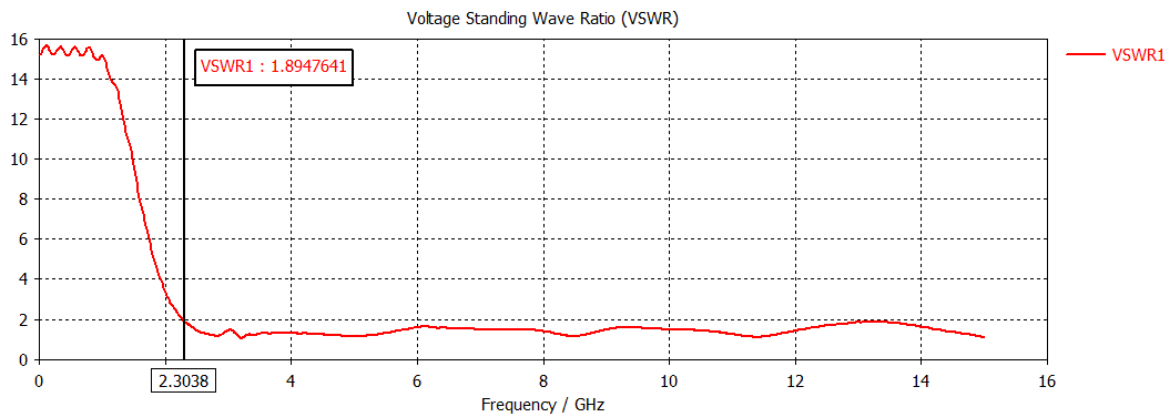


Figure IV.13. VSWR de l'antenne annulaire

l'antenne annulaire couvre une bande passante allant de 2.38 à 13.34GHz pour un $\text{VSWR} < 2$, soit une bande passante de 139.44% .

IV.4.2.3. Diagramme de rayonnement

La figure IV.14 présente le diagramme de rayonnement en directivité et en coordonnées polaires dans le plan E et dans le plan H (2D) et en (3D), aux fréquences des pics : 2.81 GHz, 4.78 GHz et 11.32 GHz.

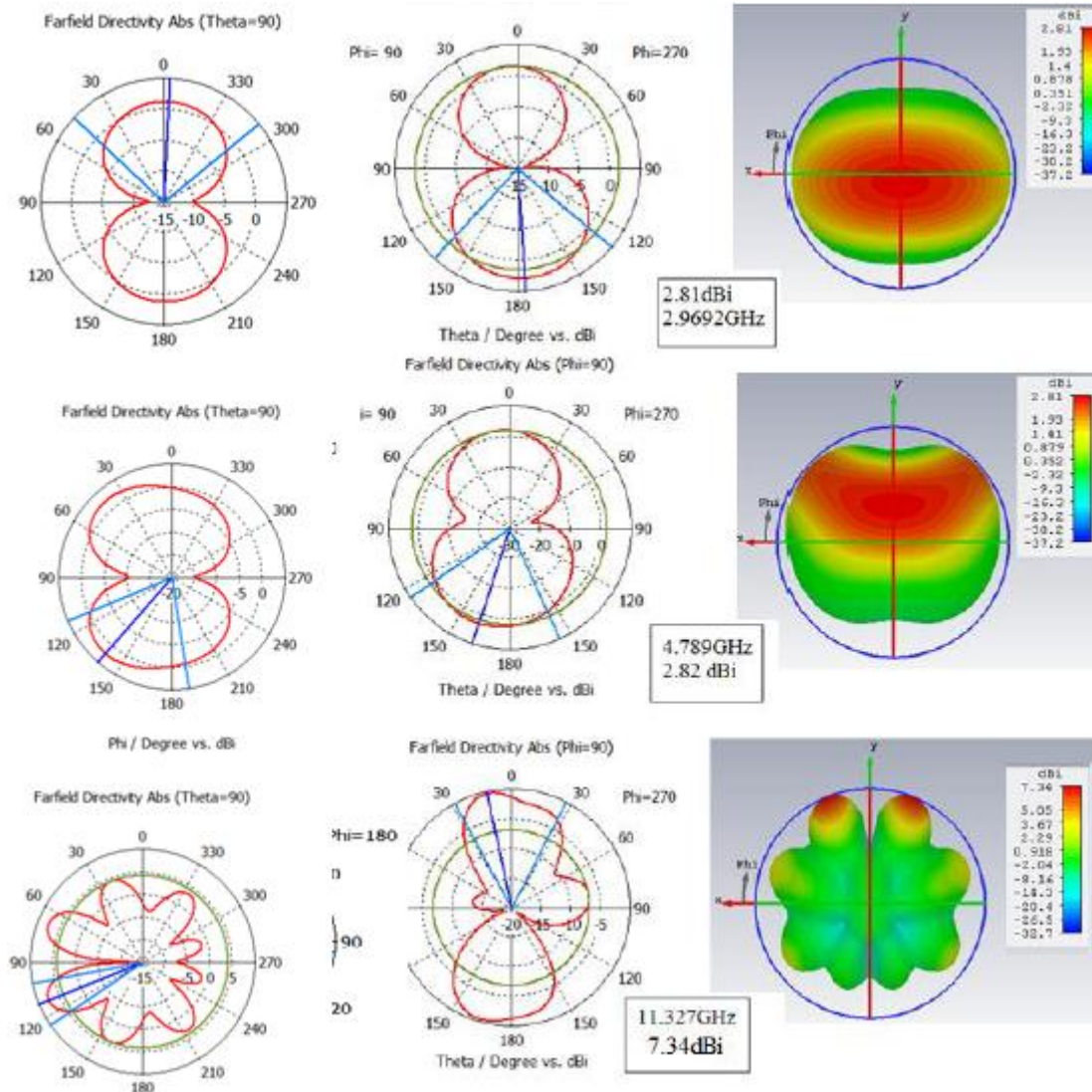


Figure IV.14. Diagramme de rayonnement en (2D : plan H et plan E) et en (3D)

De l'antenne annulaire pour les fréquences 2.96 GHz, 4.78 GHz et 11.32 GHz.

D'après la figure IV.14, on observe que la valeur maximale du gain est de 7.34 dBi pour la fréquence 11.32 GHz.

IV.4.3. Conception d'une antenne annulaire avec CSRR Ultra Large Bande

Afin de mieux analyser l'influence de différentes modifications de l'antenne sur les performances de l'antenne et en particulier sur le coefficient de réflexion (adaptation de l'antenne) et le diagramme de rayonnement, nous proposons une autre structure d'antenne

ULB, il s'agit de la structure précédente mais avec une fente SRR circulaire (CSRR) dont la configuration est donnée par la figure IV.15. Les dimensions du résonateur en anneau fendu complémentaire sont mentionnées dans le tableau IV.6.

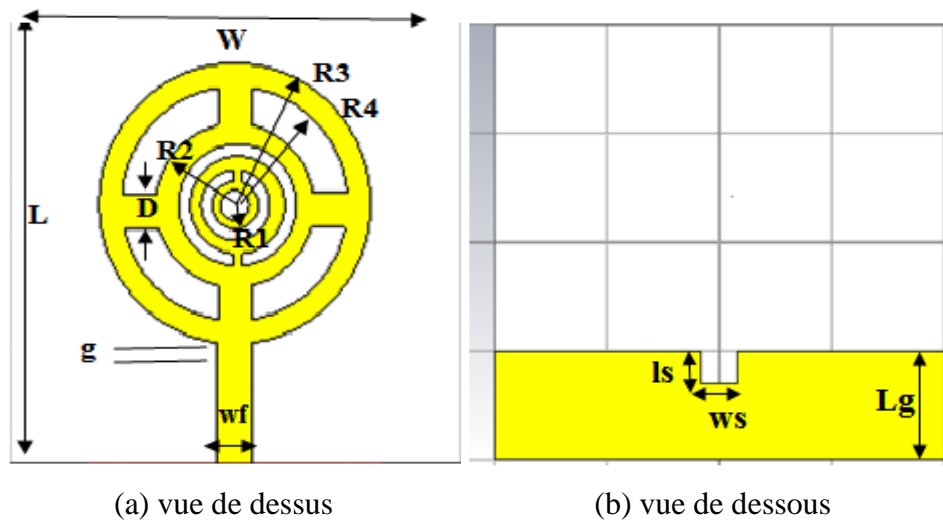


Figure IV.15. Géométrie de l'antenne annulaire avec CSRR .

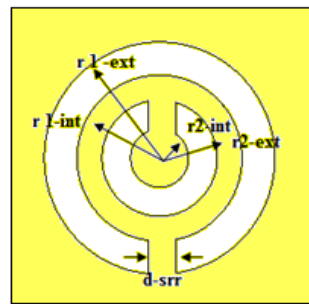


Figure IV.16 Géométrie de CSRR .

Les variables	La valeur (mm)
r 1-ext	5
r 1-int	4.18
r 2-ext	3.02
r 2-int	2.2
d-srr	0.33

Tableau IV.6. Paramètres de CSRR

Coefficient de réflexion S11

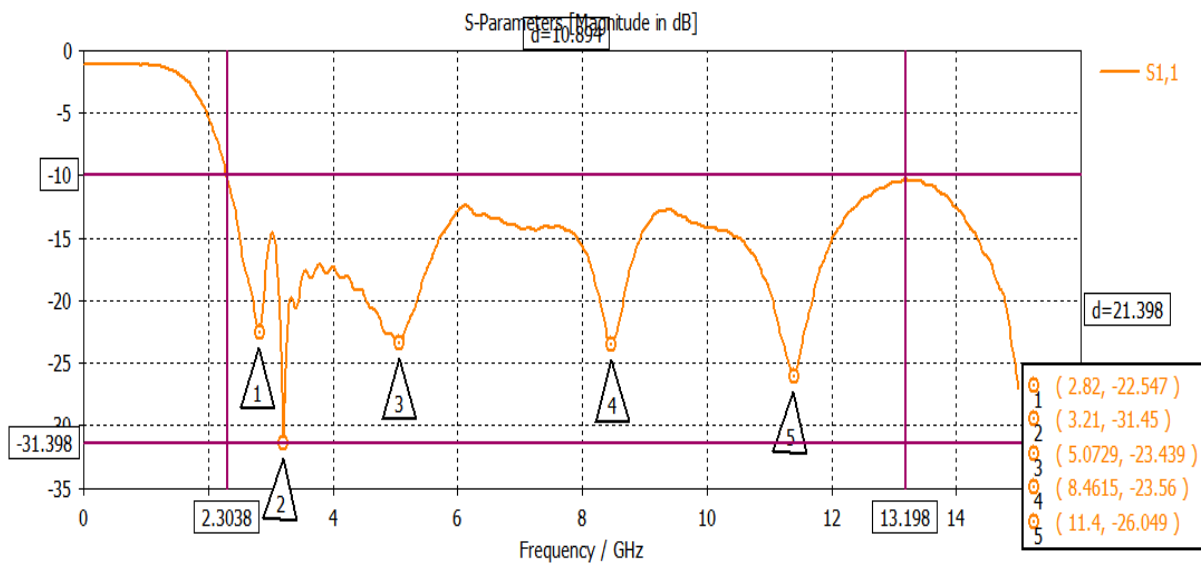


Figure IV.17. S11 en (dB) de l'antenne annulaire avec CSRR .

La figure IV.17 représente le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. D'après cette figure, on peut observer que la courbe obtenue par CST MWS est en accord dans la gamme de fréquence considérée. Ces résultats montrent que la bande passante de cette antenne est ultra large (=10.89GHz), de 2.3038 GHz à 13.198 GHz, et leurs fréquences des résonnantes sont localisées par ordre aux 2.82GHz, 3.21GHz, 5.0729 GHz, 8.6415 GHz et 11.4 GHz avec les coefficients de réflexion respectifs -22.547 dB, -31.45, -23.439 dB, -23.56 et -26.049 dB. Parmi les applications, nous citons, par exemple : la bande WIMAX (2 à 5GHz), Wifi (2.4GHz, 4GHz), la transmission par satellite (7.36GHz, 13.32GHz).

IV.4.3.2. Diagramme de rayonnement

La figure IV.18 représente le diagramme de rayonnement de l'antenne proposée en directivité en coordonnées polaires, dans le plan E et dans le plan H aux fréquences des pics : 2.82 GHz, 3.21 GHz, 5.07 GHz, 8.64 GHz et 11.4GHz.

On observe que le diagramme de rayonnement est stable pour les fréquences (2.82 à 5.07 GHz) tel que le diagramme est omnidirectionnelle dans le plan E, et bidirectionnelle dans le plan H, à partir de la fréquence 8.64 GHz on constate que le nombre de lobes augmente proportionnelle avec la fréquence. Nous observons aussi, la valeur maximale du gain est de 7.45 dBi pour la fréquence 11.4 GHz.

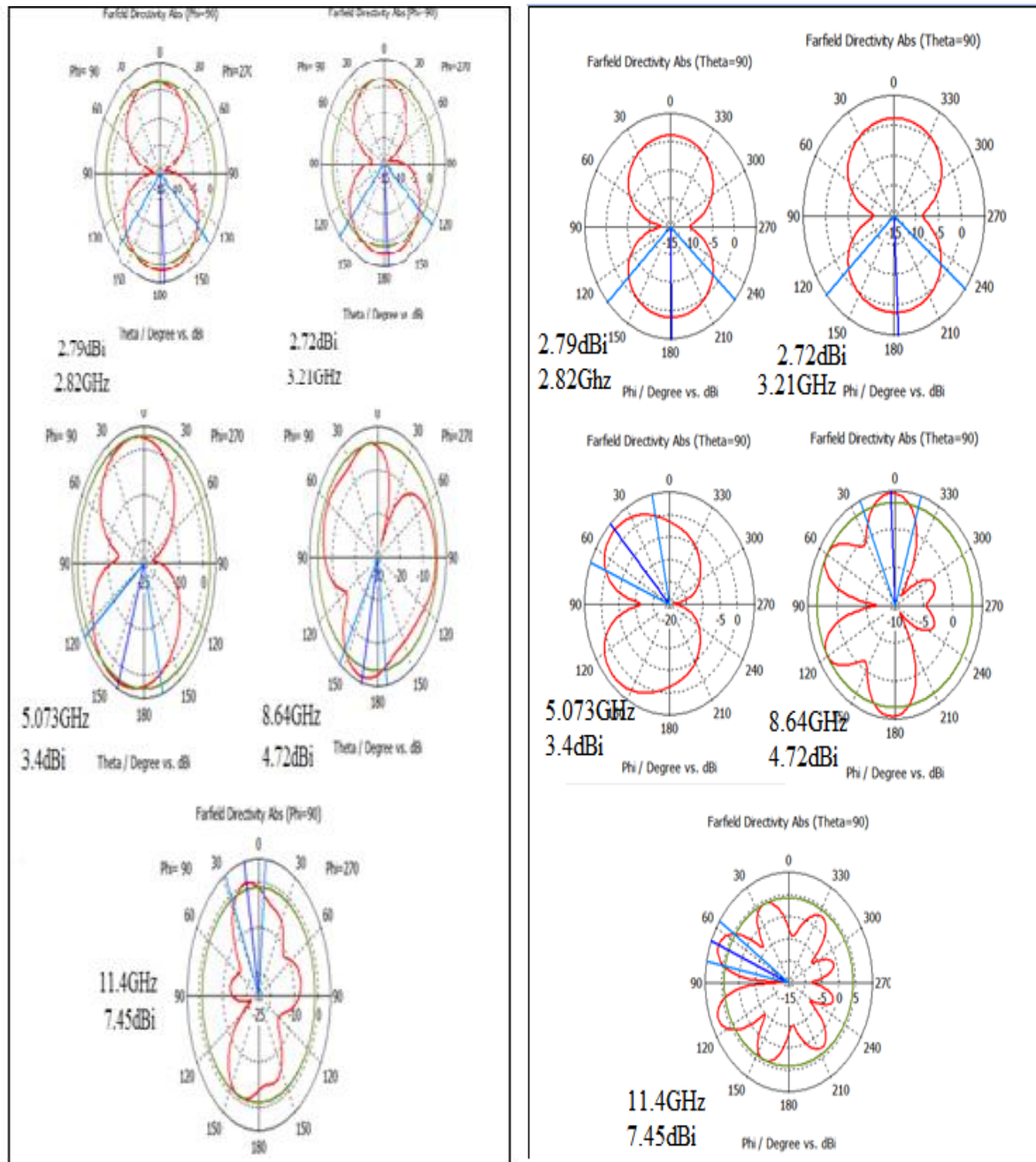


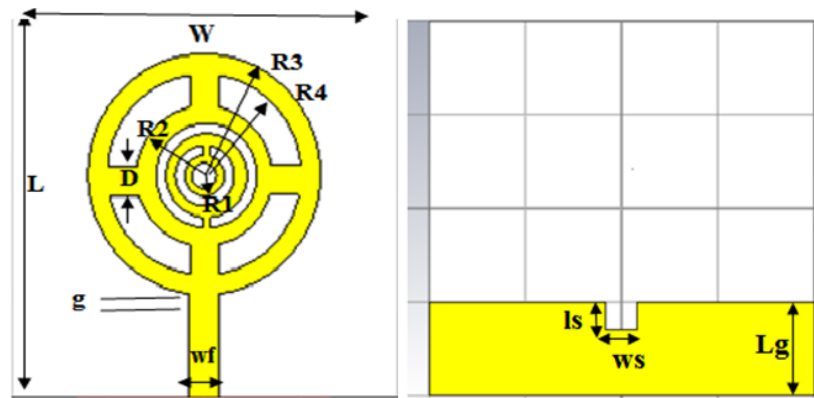
Figure IV.18. Diagramme de rayonnement de l'antenne annulaire avec CSRR en (2D plan H et plan E)

pour les fréquences 2.82 GHz, 3.21 GHz, 5.07 GHz, 8.6415 GHz et 11.4 GHz.

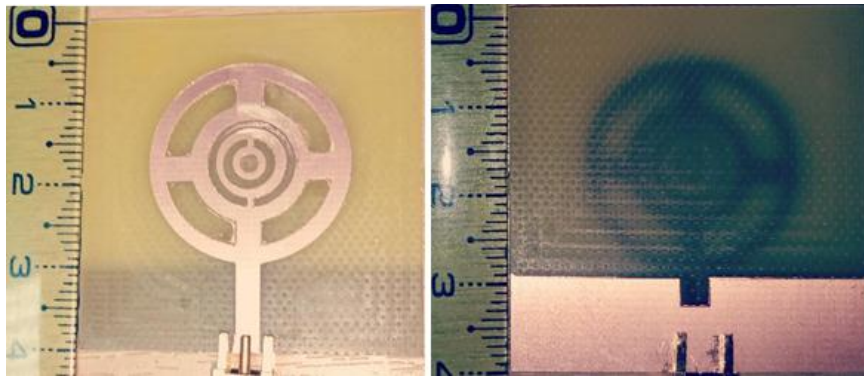
En moyenne cette antenne présente une amélioration du gain par rapport à l'antenne annulaire.

IV.4.3.3. Réalisation pratique

En se basant sur l'étude paramétrique réalisée, on a fabriqué un prototype de cette antenne afin de la caractériser, en terme de coefficient de réflexion mesuré par l'analyseur de réseaux. La comparaison entre les résultats de la simulation et ceux de la mesure concernant le coefficient de réflexion est illustré par la figure IV.20.



(a)



(b)

Figure IV.19. (a) Structure de l'antenne simulée (b) Structure de l'antenne réalisée

Présentation et analyse des résultats

La figure IV.20 montre le coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence obtenu avec le logiciel CST MWS et les résultats de la mesure. On remarque que les résultats de mesures sont en bonne concordance avec ceux de la simulation. Le petit décalage qu'on peut observer entre les résultats expérimentaux et ceux de la simulation est dû principalement aux tolérances de fabrication d'une part et aux paramètres de l'adaptation d'autre part, ce qui influe sur la largeur de bande.

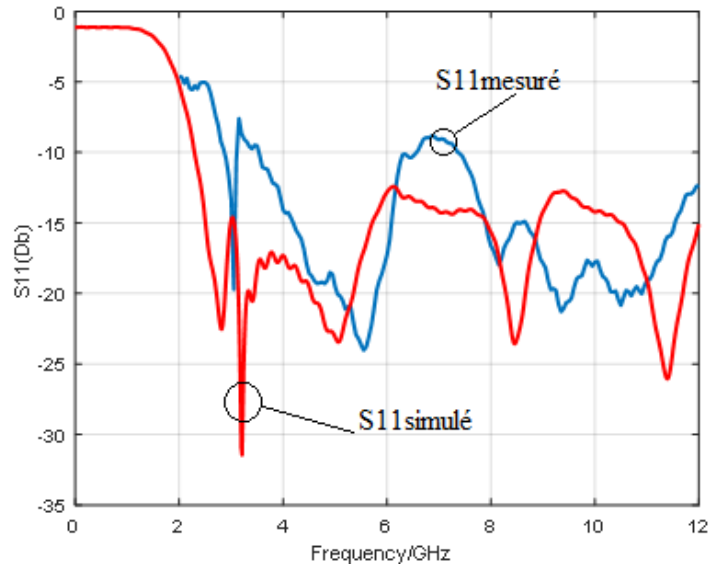


Figure IV.20. Coefficient de réflexion mesuré et simulé par CST

IV.4.4. CONCEPTION D'UNE ANTENNE ULB INSPIRÉE D'UN SRR

Dans cette partie, pour améliorer l'adaptation de l'antenne de base étudiée précédemment et pour avoir une antenne ayant une bande passante ultra large, on applique une structure périodique de deux dimensions des résonateurs en anneaux fendus complémentaires (C-SRR) sur le patch, où on a inclut quatre fentes SRR(CSRR). La figure IV.21 représente la géométrie de cette antenne et le tableau IV.7 représente les paramètres du CSRR.

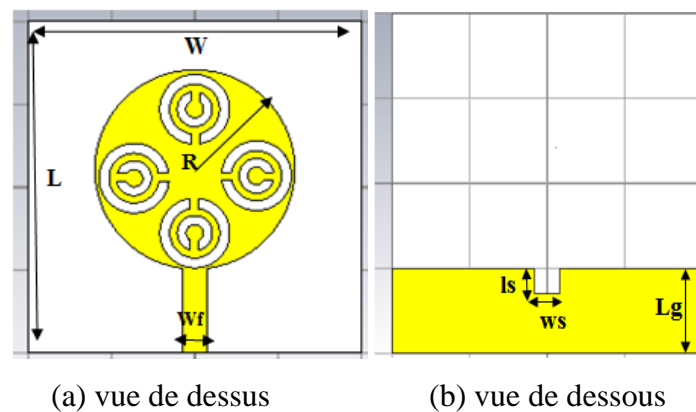


Figure IV.21. Géométrie de l'antenne ULB inspirée d'un SRR

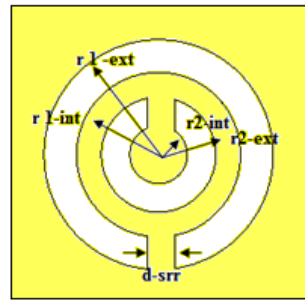


Figure IV.22 Géométrie de CSRR .

Les variables	La valeur (mm)
r 1-ext	4
r 1-int	3.18
r 2-ext	2.02
r 2-int	1.2
d-srr	0.33

Tableau IV.7.Paramètres de CSRR.

IV.4.4.1.Effet de la position duCSRR

Nous faisons un changement de la position de CSRR pour voir l'influence sur l'adaptation de l'antenne en gardant les autres paramètres inchangés. La figure IV.23 représente les quatre configurations possibles.

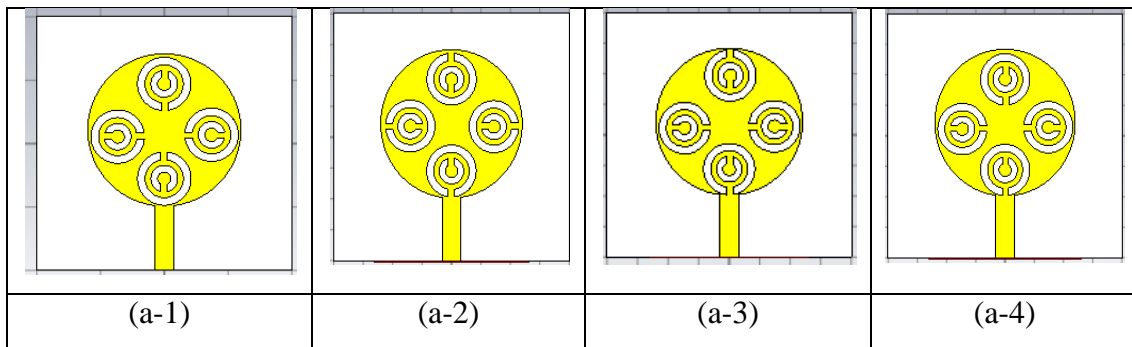


Figure IV.23.les quatre configurations selon la position desCSRR.

Coefficient de réflexion S11

La figure IV.24 du coefficient de réflexion S11 montre que les changements de la position du SRR influent beaucoup sur la largeur de la bande passante et les fréquences de résonance de chaque modèle.

Cette antenne présente un coefficient de réflexion de -10dB sur toute la bande de fréquences [2.26GHz, 10.9 GHz] (figure III.17) avec une bande rejetée centrée autour de 4.1GHz, pour toutes les configurations. L'influence de la position du SRR se voit clairement

dans l'amélioration de l'adaptation. Cependant, en comparant les quatre configurations, la première antenne (a-1) présente la meilleure adaptation.

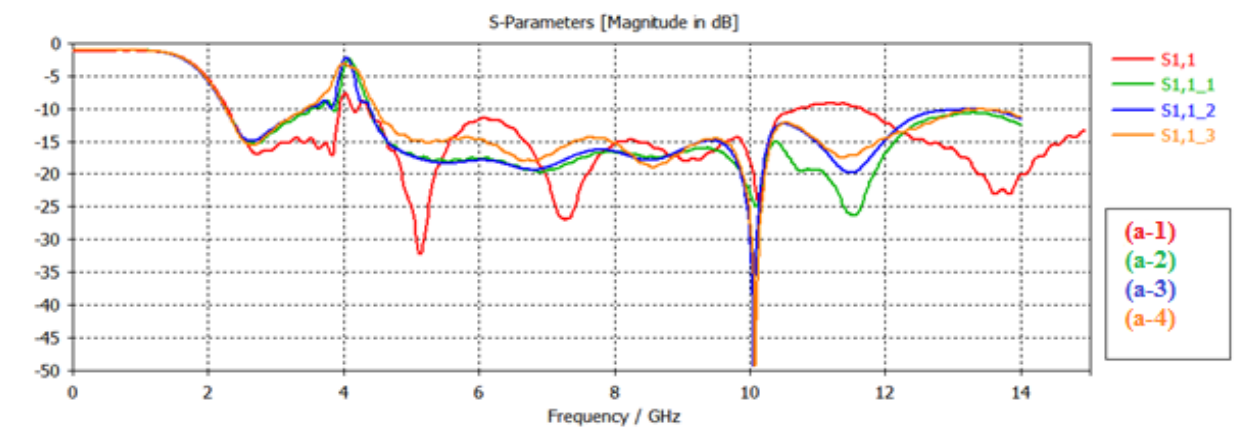


Figure IV.24. S11 pour les quatre configurations de l'antenne inspirée d'un SRR

IV.4.4.2. S11 de l'antenne optimisée :

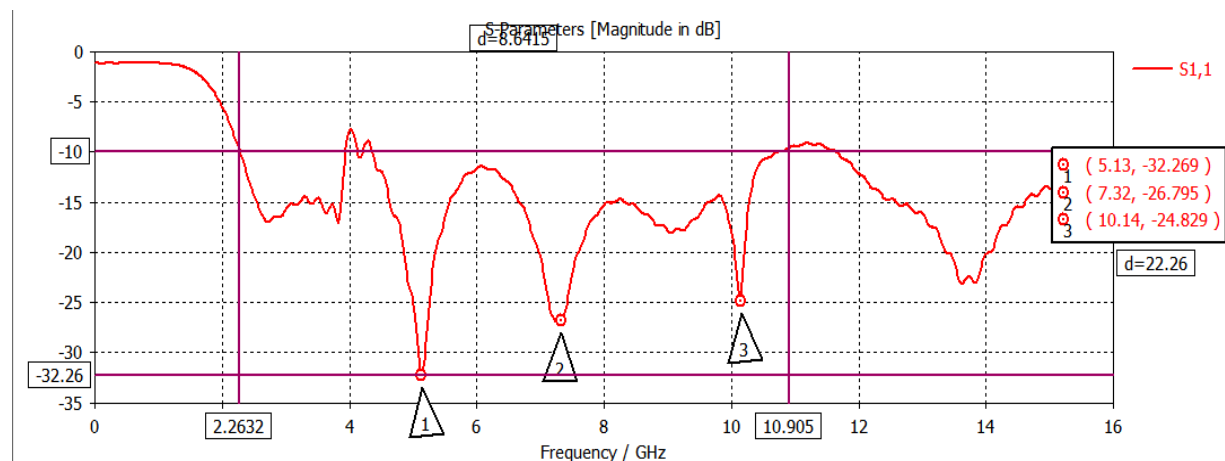


Figure IV.25. S11 optimisé en (dB) de l'antenne inspirée d'un SRR.

D'après le S11 Simulé, on peut considérer l'antenne pour des fonctionnements ultra large bande, sauf une petite bande étroite (300MHz) autour de 4.15GHz a été rejetée. Les fréquences des résonnances sont localisées par ordre à 5.13GHz, 7.32GHz et 10.14GHz avec les coefficients de réflexion respectifs -32.269 dB, -26.795 dB, et -24.829 dB.

La bande rejetée a pour but d'éviter l'interférence avec les autres systèmes tel que : des applications dans le système WIMAX (exemple : 4.15GHz).

III.4.4.3. Diagramme de rayonnement

La figure IV.26. Présente le diagramme de rayonnement en directivité en coordonnées polaires dans le plan H et E (2D) et en (3D), aux fréquences des pics : 5.13GHz, 7.32GHz et 10.14GHz.

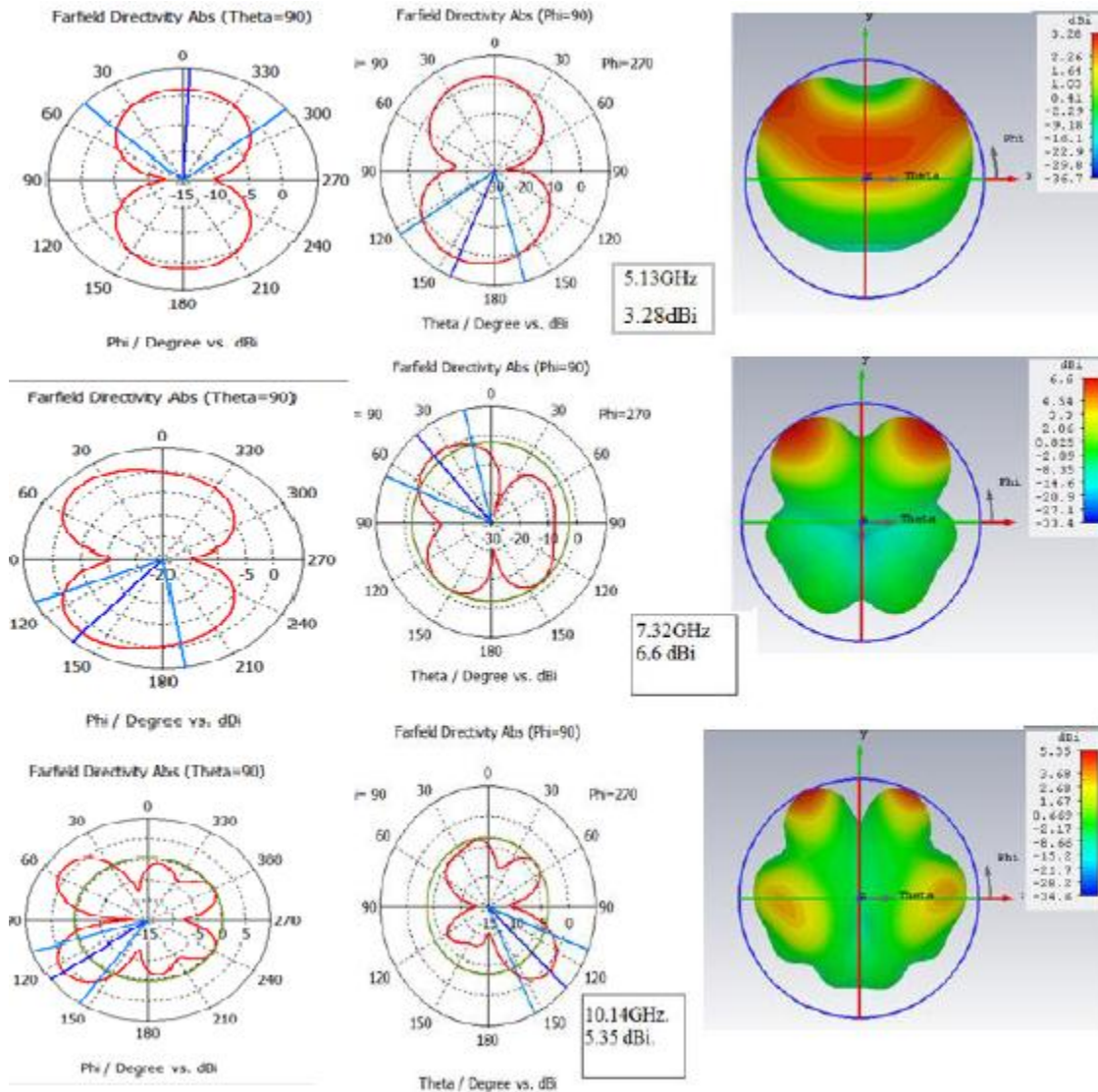


Figure IV.26. Diagramme de rayonnement en (2D : plan H et plan E et 3D) de l'antenne ULB inspirée d'un SRR pour les fréquences 5.13GHz, 7.32GHz et 10.14GHz.

Le gain maximal est égale à 6.6dBi pour la fréquence 7.32GHz, cette antenne présente une amélioration du gain par rapport à l'antenne annulaire.

IV.5. CONCLUSION

Dans la première partie de ce quatrième chapitre, on a proposé une nouvelle cellule du RAF qui présente simultanément une permittivité et une perméabilité négative et un indice de réfraction négatif, donc un matériau à main gauche LHM. Puis on a conçu une nouvelle antenne ULB à base de la cellule proposée. L'antenne MTM a deux bandes Ultra Large, et deux bandes rejetées, donc elle ne couvre pas la bande ULB [3.1 ; 10.6 GHz].

Dans ce contexte, on a proposé d'autres structures d'antennes ULB à base des RAF dans la deuxième partie. La conception est faite à partir d'un modèle de base, en premier lieu l'élément rayonnant (patch circulaire) a été modifié en anneaux. Pour la deuxième configuration, on a ajouté une fente SRR au milieu, et enfin, on a introduit quatre fentes SRR au modèle de base.

Les résultats de la simulation obtenus par CST MWS, concernant le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement, montrent l'avantage des métamatériaux, particulièrement les SRR, pour mieux adapter les antennes imprimées aux applications ULB, sans dégrader les autres performances, tels que le rayonnement et l'adaptation. La première structure de l'antenne MTM à de faibles dimensions par rapport aux autres structures, où on a une autre application des MTM, c'est la miniaturisation des antennes.

Cette étude a permis de mettre en évidence le rôle du résonateur en anneaux fendus SRR en spirale, ainsi que le résonateur en anneaux fendus complémentaires (C-SRR) dans la conception des antennes planaires ULB et des antennes miniaturisées.



Conclusion générale



L'objectif de ce mémoire est d'étudier et de mettre en évidence les propriétés intéressantes de structures de MTM en vue d'applications aux antennes. en particulier des cellules SRR ayant une perméabilité négative et d'autres cellules combinées ayant un indice de réfraction négatif (LHM), de faible encombrement et de performances élevées qui s'appliquent facilement aux antennes planaires ULB.

Pour atteindre les objectifs préalablement définis, les deux premiers chapitres, regroupant des études théoriques sur les métamatériaux, les antennes patch et la technologie ULB, nous a permis de comprendre, d'une manière générale, le comportement résonnante des SRR et les techniques existées pour améliorer les performances des antennes dans une bande ultra large.

Ensuite, le troisième chapitre a pour but d'analyser un ensemble de configurations de cellules unitaires métamatériaux notamment les SRR (Split Ring Resonator) avec plusieurs formes géométriques : carrée, circulaire, BC-SRR, spirale, et en C. Les cellules sont paramétrées pour avoir une réponse fréquentielle dans les bandes : C, X et la bande Ku, afin de les caractériser par l'extraction des paramètres effectifs, par la procédure d'homogénéisation. On a constaté que, le champ électrique doit respecter la symétrie du résonateur pour un bon fonctionnement, et pour avoir une seule résonance magnétique.

Enfin, L'objectif de ce dernier chapitre était de proposer des structures d'antennes planaires à base de métamatériaux répondant aux exigences de la bande passante ultra large et de la miniaturisation. Pour analyser et étudier ces structures, on a eu recours au logiciel de simulation CST et aux mesures expérimentales effectuées sur un prototype fabriqué dans un souci de validation des résultats numériques. Nous avons proposé quatre antennes ULB, la première est une antenne MTM miniaturisée à base de quatre cellules placées périodiquement, caractérisées par un matériau main gauche (LHM), la deuxième est une antenne ULB annulaire, la troisième est la même antenne annulaire avec un CSRR et la dernière est une antenne inspirée d'un SRR.

Les résultats de la simulation montrent l'avantage des métamatériaux, notamment les SRR et les CSRR, dans la conception des antennes planaires ULB et des antennes miniaturisées, afin de mieux adapter (S_{11} soit le plus petit possible), sans dégrader les autres performances. Nous avons constaté que les résultats de mesures du S_{11} , sont en bonne concordance avec ceux de la simulation concernant l'antenne annulaire avec le CSRR, Le petit décalage qu'on a aperçu est dû principalement aux tolérances de fabrication d'une part et au problème d'adaptation d'autre part, où il existe un gap d'air entre la sonde du câble et la ligne microruban.

A decorative border in a reddish-brown color, featuring intricate floral and scrollwork patterns. The border is composed of four corner pieces and a top piece, framing the central text.

Références

A decorative border in a reddish-brown color, featuring intricate floral and scrollwork patterns. The border is composed of four corner pieces and a bottom piece, framing the central text.

Références

- [1] S. Gomez, P. Quéfféle, A. Chevalier, "Methode De Caracterisation Electromagnetique Large Bande Des Métamatériaux", article de l'université de Bretagne Occidentale, Mars 2001.
- [2] V. Veselago, L. Braginsky, V. Shklover, and C. Hafner. "Negative Refractive Index Materials". *ASP Computer Theory Nanoscience*, Vol. 3, No. 2, pp. 1-30, 2006.
- [3] Christophe Carloz, Tatsuo Itoh, "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Application", livre , A John Wiley & Sons, 14-22, 2006
- [4] J.B. Pendry, A.J. Holden, W.J. Stewart, and I. Youngs. "Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures", *Physical Review Letters*, 76(25) :4773–4776, 1996.
- [5] V.G.Veselago, "the electrodynamic of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", *Soviet Physics Uspekhi*, Vol. 92, no. 3, pp. 517-526, 1967.
- [6] 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*,
- [7] Badreddine Mohamed OUAGAGUE, "Etude Théorique et Expérimentale des Métamatériaux et des Techniques d'Agilité (MEMS, BST) pour la Conception des Circuits RF Miniatures et Reconfigurables ", thèse de doctorat, université de Toulouse, 2014.
- [8] D. Smith, W. Padilla, D. Vier, S. 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.
- [9] R. A. Shelby, D. R. Smith, S. Schultz, " Experimental verification of a negative index of refraction", *Science Direct*, Vol. 292, pp. 77-79, 2001.

- [10] Lalj H . Griguer H. Drissi M., "Filtre microondes Reject-band à base des Métamatériaux" Congrès Méditerranéen des Télécoms (CMT2010), Casablanca (Maroc), 4p, mars 2010.
- [11] 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
- [12] D. R. Smith and S. Schultz, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients, " *Physical Review B*, vol. 65, no. 19, pp. 1–5, Apr. 2002.
- [13] M. M. I. Saadoun and N. Engheta, "A reciprocal phase shifter using novel pseudo chira or Omega medium", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 5, pp. 184– 188, April 1992.
- [14] J. Pendry, "Negative refraction makes a perfect lens", *Physical review letters*, vol. 85, no. 18, pp. 3966–9, Oct. 2000.
- [15] J. Pendry, D. Schurig, and D. Smith, "Controlling electromagnetic fields", *Science*, vol. 312, no. 5781, p. 1780, 2006.
- [16] J. Zhang, B. Cui, S. Lin, and X.-W. Sun, " sharp-rejection low-pass filter with controllable transmission zero using complementary split ring resonators (CSRRs) ", *Progress In Electromagnetics Research*, vol 69, pp 219-226, 2007.
- [17] R.C. Hansen and Bruke, "Antennas with Magneto-Dielectrics Substrate", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol 26, pp 75-78, 2000.
- [18] P.Ikonen, S.Maslovski, and S.Tretyakov, "PIFA loaded with artificial magnetic material: practical example for two utilization strategies", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol 46, pp.205-210, 2005.

- [19] Pekka M. T. Ikonen, and al., "On Artificial Magneto dielectric Loading for Improving the Impedance Band width Properties of Microstrip Antennas", IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 54, no. 6, 2006.
- [20] A. Alù, F. Bilotti, N. Engheta, and L. Vegni, "Sub-wavelength, compact, resonant patch antennas loaded with metamaterials", IEEE Transactions on Antennas Propagation, vol. 55, no. 1, pp.13-25, 2007.
- [21] F. Bilotti, A. Alù, and L. Vegni, "Design of miniaturized metamaterial patch antennas with μ negative loading", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 6, pp. 1640-1647, 2008.
- [22] A.Erentok, P.L. Luljak and R. W. Ziolkowski, "Characterization of a Volumetric Metamaterial Realization of an Artificial Magnetic Conductor for Antenna Applications", IEEE Trans. Antennas Propagation., vol. 53, no. 1 pp. 160-172, 2005.
- [23] M. Latrach, H. Rmili, C. Sabatier, E. Seguenot and S. Toutain, "Design of a new type of Metamaterial radome for low frequencies", Microwave and optical technology letters, vol. 52, no. 5 pp. 1119-1123, 2010.
- [24] Ntaikos, D.K., Bourgis, N.K., Yioultis, T.V., "Metamaterial-Based Electrically Small Multiband Planar Monopole Antennas ", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, pp. 963-966, 2011.
- [25] Sameer Kumar Sharma and Raghvendra Kumar Chaudhary, "Dual-band metamaterial inspired antenna for mobile applications", Microwave and Optical Technology Letters, vol 57, no 6, pp 1444-1447, 2015.
- [26] Alexandre Boyer, "support de cours : Antennes", http://www.alexandre-boyer.fr/alex/enseignement/cours_antennes_oct11_v4_5RT.pdf, date de consultation Juin2019

- [27] M. JEREMY VALLEAU. "miniaturisation d'antennes très large bande pour applications spatiales" Thèse de doctorat, université de Toulouse 2016.
- [28] ZITOUNI Ahmed. : " Etude et conception d'antennes ULB standards et à bandes rejetées", thèse de doctorat , université Abou-bekr belkaid , TLEMEN, 2018
- [29] NABLI LOTFI. "Cours Antenne", nstitut Supérieur des Sciences Appliquées et de Technologie
- [30] <http://www.air-stream.org.au/technical-references/antenna-polarisation>, Juin 2019
- [31] FCC 1st Report and Order on Ultra-Wideband Technology, February. 2002.
- [32] Étude et faisabilité d'un système ultra large bande (ULB) en gamme millimétrique en technologie silicium avancée2008
- [33] KEBBAB RADHWANE, " Conception d'antennes ultra large bande en technologie imprimée ", Thèse de magister télécommunication, Université de Abou bakr Belkaid-Tlemcen, 2010.
- [34] Bernard Uguen, Freidman Tchoffo-Talom " Fondamentaux sur le canal de propagation. Spécification du canal ultra large bande ", cours Institut d'Electronique et de Télécommunication de Rennes, Ecole d'Automne ULB du GRD Ondes-Valence 2006.
- [35] Mohamed AYYASH," étude d'un système d'acquisition rapide de signaux UWB à TrèsLarge Bande en milieu minier souterrain", mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en INGÉNERIE, Université de Québec, Mai 2013
- [36] Song Lizhong, "Performance simulation of a conformal equiangular spiral antenna on the circular truncated cone, " 2010 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), Chengdu City, China 23-25 September 2010, pp. 874-878.

- [37] J. Powell and A. P. Chandrakasan, "Spiral Slot Patch Antenna and Circular Disc monopole for Ultra Wideband Communication, " IEEE 2004 International Symposium on Antennas and Propagation, August 2004.
- [38] J. A. N. Noranha; T. Bielawan; C. R. Anderson; D. G. Sweeny; S. Licul and W. A. Davis, "Designing antennas for UWB systems, " *Microwaves and RF*, pp. 53-61, June 2003.
- [39] <http://www.intechopen.com/books/microwave-and-millimeter-wave-technologiesmodern-uwband-antennas-and-equipment/ultra-wideband-antenna>
- [40] T. Bougoutaia. "analyse et conception des antennes microstrip a base de métamatériaux" Thèse de doctorat LMD, Université Mohamed Boudiaf - M'sila 2018
- [41] Federal Communication Commission, "First order and report: Revision of part 15 of the Commission's rules regarding UWB transmission systems ", April 22, 2002.
- [42] Abedlghani . Nacer "Etude de structures a base de métamatériaux pour applicationx aux circuis micro ondes et antennes cas de résonateur au anneaux fend" Thèse de magister télécommunication, Université de Abou bakr Belkaid-Tlemcen, 2011.
- [43] Mondher LABIDI . " Conception et application des métamatériaux pour des circuits RF " Thèse de doctorat LMD ,L'Ecole Supérieure des Communications de Tunis
- [44] P. Markos and C. M. Soukoulis, "Transmission properties and effective electromagnetic parameters of double negative metamaterials", *Optics Express*, vol. 11, no. 7, pp. 649–661, April 2003.
- [45] B.-I. Popa, S.A. Cummer, Direct measurement of evanescent wave enhancement inside passive metamaterials, *Physical Review E*, 73 (2006)

- [46] Nawaz BUROKUR, "Mise en oeuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes". Thèse de Doctorat, novembre 2005.
- [47] J.D.Baena,R.Marqués,andF.Medina,"Artificialmagneticmetamaterialdesignbyusing spiralresonators", *PhysicalReviewB*, vol.69,no.1,pp.014402,January2004.
- [48] 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.
- [49] A. R. H. Alhawari, et al.," Compact Ultra-Wideband Metamaterial Antenna", *Proceeding de la 16ème Asia-Pacific Conférence pour Communications (APCC)*, p64-68, 2010 IEEE.
- [50] Md. Moinul Islam et al., " A Miniaturized Antenna with Negative Index Metamaterial Based on Modified SRR and CLS Unit Cell for UWB Microwave Imaging Applications", *Materials* 2015, p 393-407".