

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان -

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –
Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : Télécommunication

Spécialité : Systèmes de télécommunications

Par :

SEFRAOUI Manal

TABTI Sarra

Sujet

CONCEPTION D'ANTENNES MICRORUBANS A BASE DE METAMATERIAUX

Soutenu, le 10 / 07 / 2021, devant le jury composé de

Mme. MELIANI. M	Professeur	Univ. Tlemcen	Présidente
Mme. BENOSMANE. H	MCB	Univ. Tlemcen	Examinatrice
Mme. SELADJI. N	MCB	Univ. Tlemcen	Encadrante

Année Universitaire 2020 / 2021

Remerciements

Nous tenons, en cette agréable occasion, à remercier DIEU de nous avoir aidés à atteindre notre but, et qui nous a prodigué le courage, la volonté, et la patience pour accomplir ce mémoire.

Nous remercions sincèrement notre encadrante Mme. SELADJI Nawel, Maître de conférences classe B à l'université Abou Bekr-Belkaïd – Tlemcen d'avoir accepté de diriger ce travail dans un encadrement de qualité. Nous sommes très reconnaissantes pour la confiance qu'elle nous a accordée, l'inspiration, la disponibilité et le soutien constant qu'elle nous a prodigués au cours de l'élaboration de ce travail.

Nos vifs remerciements vont également à Mme. MELIANI. M, professeur à l'université de Tlemcen pour avoir bien voulu accepter de présider le jury de cette soutenance.

Nous exprimons également nos remerciements à Mme. BENOSMANE. H, Maître de conférences classe B à l'université de Tlemcen, qui nous fait l'honneur de participer au jury et examiner ce travail.

Nous voudrions adresser nos remerciements à tous les enseignants du département des télécommunications et les personnes de la faculté de Technologie de Tlemcen qui ont contribué de près ou de loin à notre formation.

Enfin, nous ne voudrions pas oublier de remercier toute personne qui nous a aidés à la réalisation de ce modeste mémoire.

Dédicaces

A nos parents

A nos frères et sœurs

A nos deux familles

A tous nos ami(e)s

A tous ceux que nous aimons

Sarra et Manal

Résumé

L'évolution des systèmes de communications sans fil a permis de développer les équipements de transmission et de réception, en particulier les antennes qui représentent l'élément clé de tels systèmes. Nous nous intéressons aux antennes microrubans parce qu'elles nous offrent des avantages uniques, à savoir, une structure peu encombrante et à un faible profil. Malheureusement, ces antennes présentent certains inconvénients qui diminuent le degré de leurs performances : un faible gain et une bande passante étroite.

L'objectif de ce projet est de concevoir plusieurs structures d'antennes microrubans à bases de matériaux artificiels innovants appelés « métamatériaux ». Ces derniers sont constitués par un réseau de fils métalliques minces et d'un réseau de résonateurs à anneaux fendus et présentent certaines caractéristiques hors du commun qui influencent les propriétés électriques et magnétiques des ondes qui les traversent. Ces caractéristiques se résument en une permittivité négative et/ou une perméabilité négative qui pourraient inverser l'indice de réfraction du milieu dans une certaine bande de fréquences.

Nous cherchons par cette étude à montrer les effets que pourrait imposer la présence d'un métamatériau sur les performances d'une antenne microruban, en termes d'adaptation, de bande passante, de gain et d'efficacité de rayonnement. Les antennes microrubans conçues seront modélisées et simulées par le logiciel électromagnétique CST Microwave Studio.

Mots clés : Antenne Microruban, métamatériaux, résonateurs à anneaux fendus, CST-MWS.

Abstract

The evolution of wireless communications systems has made it possible to develop transmission and reception equipment, in particular the antennas which are the key component of such systems. We are interested in microstrip antennas because they offer us unique advantages due to its low profile. Unfortunately, these antennas have certain drawbacks which reduce the degree of their performance: low gain and narrow bandwidth.

The objective of this project is to design several microstrip antenna structures based on innovative artificial materials called "metamaterials". These materials are made of a network of thin metallic wires and a network of split ring resonators and present some unusual characteristics that influence the electrical and magnetic properties of the waves passing through them. These characteristics can be summarized as a negative permittivity and/or a negative permeability which could invert the refractive index of the medium in a certain frequency band.

We aim in this study to show the effects that the presence of a metamaterial could impose on the performance of a microstrip antenna, in terms of adaptation, bandwidth, gain and radiation efficiency. The designed microstrip antennas will be modeled and simulated by the electromagnetic software CST Microwave Studio.

Key words: Microstrip antenna, metamaterials, split ring resonators, CST-MWS.

ملخص

أدى تقدم أنظمة الاتصالات اللاسلكية الى تطوير معدات الإرسال والاستقبال ، فنحن نتعامل مع الهوائيات المطبوعة لأنها توفر لنا مزايا فريدة ،وهي الهيكل الرقيق. ومع ذلك ، فإن هذه الهوائيات لها عيوب تقلل من درجة أدائها: الكسب المنخفض وعرض النطاق الترددي الضيق.

الهدف من هذا المشروع هو تصميم العديد من هياكل الهوائيات المطبوعة على أساس مواد اصطناعية مبتكرة تسمى "المواد الوصفية". تتكون هذه الاخيرة من شبكة من الأسلاك المعدنية الرقيقة و شبكة من الرنانات ذات الحلقة المشقوقة ولها خصائص غير عادية معينة تؤثر على الخواص الكهربائية والمغناطيسية للموجات التي تمر عبرها. يمكن تلخيص هذه الخصائص في السماحية السلبية و / أو النفاذية السلبية التي يمكن أن تعكس معامل الانكسار للوسط في نطاق تردد معين.

نسعى من خلال هذه الدراسة إلى إظهار الآثار التي يمكن أن يفرضها وجود المادة الوصفية على أداء الهوائيات المطبوعة ، من حيث التكيف ، عرض نطاق التردد ، الكسب وكفاءة الإشعاع. سيتم تصميم ومحاكاة الهوائيات المطبوعة بواسطة البرنامج الكهرومغناطيسي CST Microwave Studio.

الكلمات الرئيسية: الهوائيات المطبوعة ، المواد الوصفية ، الرنانات الحلقية المنقسمة.

Table des matières

Remerciements	i
Dédicaces	ii
Résumé.....	iii
Abstract	iv
ملخص.....	v
Table des matières.....	vi
Liste des figures.....	ix
Liste des tableaux.....	xiii
Liste des abréviations.....	xiv
Introduction générale.....	1
Bibliographie	3

CHAPITRE I La technologie des antennes microrubans

I.1 Introduction.....	4
I.2 Présentation générale des antennes microrubans.....	4
I.2.1 Historique	4
I.2.2 Structure générale des antennes microrubans	4
I.2.3 Fonctionnement d'une antenne microruban	5
I.3 Différentes formes des antennes microrubans.....	6
I.4 Différents types d'alimentation appliqués aux antennes microrubans .	7
I.4.1 Alimentation par contact.....	7
I.4.1.1 Alimentation par ligne microruban	7
I.4.1.2 Alimentation par sonde coaxiale.....	8
I.4.2 Alimentation par couplage	9
I.4.2.1 Alimentation par couplage à travers une fente	9
I.4.2.2 Alimentation par couplage de proximité	9
I.5 Techniques d'adaptation d'impédance	10
I.6 Caractéristiques de rayonnement.....	12

Table des matières

I.6.1	Impédance d'entrée	12
I.6.2	Le rendement	12
I.6.3	Directivité	13
I.6.4	Gain	13
I.6.5	Diagramme de rayonnement	14
I.7	Conclusion	15
	Bibliographie	16

CHAPITRE II Les métamatériaux

II.1	Introduction.....	17
II.2	Différentes structures des métamatériaux.....	17
II.2.1	Métamatériaux à particules résonantes	18
II.3	Propriétés des métamatériaux main gauche.....	18
II.3.1	Métamatériaux à permittivité négative ENG	19
II.3.2	Métamatériaux à perméabilité négative MNG.....	21
II.3.3	Métamatériaux à indice de réfraction négatif	22
II.4	Détermination des paramètres caractéristiques des métamatériaux à partir des éléments de la matrice S (approche de Smith).....	23
II.5	Différentes configurations géométriques des résonateurs des métamatériaux.....	25
II.6	Applications des métamatériaux	26
II.7	Conclusion	28
	Bibliographie	29

CHAPITRE III Simulation d'antennes microrubans inspirées des métamatériaux

III.1	Introduction.....	31
III.2	Présentation du logiciel CST.....	31
III.3	Conception et simulation d'antennes microrubans à base des métamatériaux.....	32

III.3.1	Antenne microruban avec plan de masse chargé par des résonateurs à anneaux fendus CSRR	32
III.3.1.1	Conception de la structure initiale	32
III.3.1.2	Conception de la structure avec un réseau de CSRR inséré au niveau du plan de masse	35
III.3.2	Conception d'antenne microruban à basée de métamatériau à perméabilité négative pour les applications WLAN	44
III.3.2.1	Conception de la structure initiale	44
III.3.2.2	Simulation de cellules unités des métamatériaux	49
III.3.2.3	Conception de l'antenne miniature avec différente formes de cellules CSRR	53
III.3.3	Antenne patch rectangulaire partiellement chargée avec des métamatériaux à perméabilité négative	70
III.3.3.1	Conception de la structure initiale	70
III.3.3.2	Simulation d'une cellule unité de métamatériaux de forme spirale	72
III.3.3.3	Conception de la structure avec cellules spirales	76
III.4	Conclusion.....	82
	Bibliographie	84
	Conclusion générale	85

Liste des figures

Chapitre I : La technologie des antennes microrubans

<i>Figure I. 1</i> Antenne microruban de forme quelconque.....	5
<i>Figure I. 2</i> Antenne imprimée fonctionnant sur son mode fondamental.....	6
<i>Figure I. 3</i> Différentes formes d'antennes microruban [6].....	7
<i>Figure I. 4</i> Alimentation par ligne microruban.....	8
<i>Figure I. 5</i> Alimentation par sonde coaxiale.....	8
<i>Figure I. 6</i> Alimentation par couplage de fente.	9
<i>Figure I. 7</i> Alimentation couplée par proximité.....	10
<i>Figure I. 8</i> techniques d'adaptation d'impédances (a) axial (b) décalée (c) axial avec encoche [6].	11
<i>Figure I. 9</i> Diagrammes de rayonnement en 2-D cartésien.....	14
<i>Figure I. 10</i> Diagrammes de rayonnement en 3-D.....	15

Chapitre II : Les métamatériaux

<i>Figure II. 1</i> Réseau de fils fins métalliques et réseau de résonateurs en anneaux fendus	18
<i>Figure II. 2</i> (a) Trièdre direct (matériaux main droite), (b) trièdre indirect (matériaux main gauche)	19
<i>Figure II. 3</i> Métamatériaux ENG forme par un réseau de tige métallique [8].	20
<i>Figure II. 4</i> Le rouleau suisse (Swiss-Roll) de Pendry [8].	21
<i>Figure II. 5</i> Configuration du Métamatériaux MNG à base des SRR proposée par Pendry [8].	22
<i>Figure II. 6</i> (a) Premier milieu main gauche réalisé. (b) milieu 2D réalisé par Shelby.	23
<i>Figure II. 7</i> Coefficients de réflexion et de transmission à travers un matériau homogène....	23
<i>Figure II. 8</i> Exemples de résonateurs magnétiques (a) structure à un seul anneau (b) à deux anneaux (c) SRR modifié en forme d'oméga (d) à anneaux fendus multiples (e) structure SRR imbriquée.	26
<i>Figure II. 9</i> Cas de la super lentille: (a) l'objet est focalisé avec une lentille plane. (b) les ondes évanescentes s'amplifient dans la lentille, la résolution de l'image est meilleure.	27
<i>Figure II. 10</i> Le principe du cloaking: contournement d'un obstacle à partir d'une source ponctuelle.	27

Chapitre III : Simulation des antennes microrubans inspirée des métamatériaux

Figure III. 1 Géométrie de l'antenne patch rectangulaire alimentée par une ligne microruban [2].....	33
Figure III. 2 Coefficient de réflexion de la structure initiale présenté par l'article [2].....	34
Figure III. 3 Coefficient de réflexion obtenu après simulation.....	34
Figure III. 4 Etude paramétrique sur la longueur $L1$	35
Figure III. 5 Coefficient de réflexion après changement des paramètres géométriques.	35
Figure III. 6 Géométrie de l'antenne patch à plan de masse chargé par un réseau de CSRR [2].....	36
Figure III. 7 Les valeurs du coefficient de réflexion simulée et mesurée pour l'antenne patch chargé des CSRR de l'article [2].	37
Figure III. 8 Coefficient de réflexion obtenue après la simulation du patch chargé par des CSRR.....	37
Figure III. 9 Etude paramétrique sur la longueur $L1$	38
Figure III. 10 Etude paramétrique sur la longueur de la CSRR (Lc) selon l'article [2].	38
Figure III. 11 Etude paramétrique sur la longueur de la CSRR (Lc).	39
Figure III. 12 Etude paramétrique sur la largeur entre les résonateurs CSRR (Rw) [2].	39
Figure III. 13 Etude paramétrique sur la largeur entre les résonateurs CSRR (Rw).	40
Figure III. 14 Etude paramétrique sur la largeur de la fente (s) [2].....	40
Figure III. 15 Etude paramétrique sur la largeur de la fente (s).....	40
Figure III. 16 Coefficient de réflexion obtenue après la simulation du patch chargé des cellules CSRR.	41
Figure III. 17 Rayonnement de l'antenne patch avec réseau de CSRR en 3D.	42
Figure III. 18 Diagramme de rayonnement de l'antenne patch avec CSRR en représentation polaire (a) plan E, (b) plan H.	42
Figure III. 19 Rayonnement de l'antenne patch seule en 3D.	43
Figure III. 20 Diagrammes de rayonnement de l'antenne patch seule en représentation polaire (a) plan E, (b) plan H.	43
Figure III. 21 Géométrie de l'antenne patch initiale [3].	45
Figure III. 22 Coefficient de réflexion de l'antenne initiale sans cellule CSRR.....	46
Figure III. 23 (a) Etude paramétrique pour différentes valeurs de s (b) Meilleur résultat obtenu.	47
Figure III. 24 (a) Etude paramétrique sur la dimension y (b) Meilleur résultat obtenu.	47
Figure III. 25 la bande passante d'antenne patch normale.	48
Figure III. 26 Le rayonnement 3D de l'antenne patch initiale sans résonateur CSRR.	48
Figure III. 27 Diagramme de rayonnement de l'antenne patch initiale en représentation polaire.....	49
Figure III. 28 (a) Cellule unité format circulaire (b) Coefficients de réflexion et de transmission obtenus par simulation.	50
Figure III. 29 La variation de la perméabilité d'une cellule CSRR de forme circulaire.	50

Liste des figures

Figure III. 30 (a) Cellule unité de forme carrée (b) Coefficients de la matrice de répartition S de la cellule obtenus par simulation.....	51
Figure III. 31 La variation de la perméabilité d'une cellule CSRR format carrée.	51
Figure III. 32 (a) Cellule unité de forme hexagonale (b) Coefficients de la matrice de répartition S de la cellule obtenus par simulation.	52
Figure III. 33 La variation de la perméabilité d'une cellule CSRR format hexagonal.	52
Figure III. 34 Géométrie de l'antenne miniature MTM rectangulaire [3].	53
Figure III. 35 Géométrie de l'antenne patch MTM chargé avec CSRR circulaire [3].....	54
Figure III. 36 Coefficient de réflexion de l'antenne MTM chargé par une cellule CSRR circulaire.....	55
Figure III. 37 (a) Etude paramétrique sur le paramètre s (b) meilleure résultat.....	56
Figure III. 38 (a) Etude paramétrique sur y (b) meilleure adaptation.	56
Figure III. 39 La bande passante d'antenne MTM chargé avec un CSRR circulaire obtenue par simulation.	57
Figure III. 40 l'efficacité de rayonnement d'antenne patch MTM chargé avec CSRR circulaire.....	57
Figure III. 41 Diagramme de rayonnement de l'antenne patch MTM chargé avec CSRR circulaire en représentation polaire.....	58
Figure III. 42 Présentation de la cellule CSRR de forme carrée.....	59
Figure III. 43 Coefficient de réflexion d'antenne MTM chargé avec CSRR carrée.	59
Figure III. 44 La bande passante d'antenne MTM chargé par CSRR carrée.	59
Figure III. 45 (a) Etude paramétrique sur la largeur de rubans r du CSRR carrée (b) meilleure résultats.	60
Figure III. 46 (a) Etude paramétrique sur l'espacement entre ruban g du CSRR carrée (b) meilleure résultats.	61
Figure III. 47 Coefficient de réflexion d'antenne MTM chargé par un CSRR carrée obtenue par la simulation.	61
Figure III. 48 La bande passante d'antenne MTM chargé par CSRR carrée obtenue par la simulation.....	62
Figure III. 49 l'efficacité de rayonnement d'antenne patch MTM chargé avec CSRR carrée.	62
Figure III. 50 Diagramme de rayonnement d'antenne patch MTM chargé avec CSRR carrée en représentation polaire.....	63
Figure III. 51 Présentation de la cellule CSRR hexagonale.....	63
Figure III. 52 Coefficient de réflexion d'antenne MTM chargé avec CSRR hexagonal.	64
Figure III. 53 (a) Etude paramétriques sur la petite longueur de ligne s (b) meilleure adaptation.	64
Figure III. 54 (a) Etude paramétriques sur la longueur de ligne y (b) meilleure adaptation.	65
Figure III. 55 (a) Etude paramétrique sur la longueur de CSRR hexagonal (b) meilleure résultat.	66
Figure III. 56 (a) Etude paramétrique sur la largeur du ruban r de CSRR hexagonal (b) meilleure résultat.....	66

Liste des figures

Figure III. 57 (a) Etude paramétrique sur l'espacement entre rubans g de CSRR hexagonal	
(b) meilleure résultat.	67
Figure III. 58 Coefficient de réflexion obtenue par la simulation.	67
Figure III. 59 La bande passante de l'antenne avec CSRR hexagonal.	68
Figure III. 60 Rayonnement 3D de l'antenne patch MTM chargé par un CSRR hexagonal. .	68
Figure III. 61 Diagramme de rayonnement de l'antenne patch MTM chargé par un CSRR hexagonal en représentation polaire.	69
Figure III. 62 (a) Antenne patch rectangulaire alimentée par un câble coaxial (b) paramètre du câble coaxial	70
Figure III. 63 Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne seule.	71
Figure III. 64 Diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 1.8 GHz.	72
Figure III. 65 Diagramme de rayonnement en présentation polaire à la fréquence 1.8 GHz.	72
Figure III. 66 La cellule unité spirale [5].	73
Figure III. 67 Géométrie de la cellule spirale [5].	73
Figure III. 68 (a) Cellule unité spirale (b) Coefficients de la matrice de répartition S de la cellule obtenus par simulation.	74
Figure III. 69 La variation de la permittivité du milieu en fonction de la fréquence.	75
Figure III. 70 La partie réelle et imaginaire de la perméabilité en fonction de la fréquence.	75
Figure III. 71 (a) L'antenne patch chargée par deux cellules de forme spirale (b) l'antenne en 3D qui montre la disposition verticale des cellules.	76
Figure III. 72 Coefficient de réflexion d'antenne patch avec deux spirales.	77
Figure III. 73 (a) Etude paramétrique sur x_1 (b) meilleur résultat.	77
Figure III. 74 (a) Etude paramétrique sur la position de deuxième spirale m_2 (b) meilleur résultat	78
Figure III. 75 (a) Etude paramétrique sur la longueur L_p (b) meilleur résultat.	79
Figure III. 76 (a) Etude paramétrique sur la largeur W_p (b) meilleur résultat.	80
Figure III. 77 Coefficient de réflexion après simulation du patch avec deux spirales.	80
Figure III. 78 Diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 1.8 GHz.	81
Figure III. 79 Diagramme de rayonnement en présentation polaire à la fréquence 1.8 GHz.	81
Figure III. 80 Diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 1.93 GHz.	82
Figure III. 81 Diagramme de rayonnement en présentation polaire à la fréquence 1.93 GHz.	82

Liste des tableaux

<i>Tableau III. 1</i>	<i>Les différents paramètres géométriques de la structure initiale [2].</i>	<i>33</i>
<i>Tableau III. 2</i>	<i>Les dimensions d'une cellule CSRR [2].</i>	<i>36</i>
<i>Tableau III. 3</i>	<i>Les dimensions de CSRR après les études paramétriques.</i>	<i>41</i>
<i>Tableau III. 4</i>	<i>Les paramètres géométriques de l'antenne normale [3].</i>	<i>45</i>
<i>Tableau III. 5</i>	<i>Les paramètres géométriques de l'antenne miniature [3].</i>	<i>54</i>
<i>Tableau III. 6</i>	<i>Comparaison entre les performances de l'antenne pour les différentes formes du CSRR.</i>	<i>69</i>
<i>Tableau III. 7</i>	<i>Les dimensions de la structure initiale.</i>	<i>71</i>
<i>Tableau III. 8</i>	<i>Les paramètres géométriques de la spirale.</i>	<i>74</i>
<i>Tableau III. 9</i>	<i>Les dimensions des paramètres d'antenne patch avec deux spirales.</i>	<i>80</i>

Liste des abréviations

2	
2D deux Dimensions	
3	
3D trois Dimensions	
C	
CPW coplanar waveguide	
CSRR Complementary Split Ring Resonator	
CST Computer Simulation Technology	
F	
FIT Finite Integration Technique	
H	
HFSS High Frequency Structure Simulator	
M	
MTM métamatériaux	
MWS MICROWAVE STUDIO	
	N
	NASA National Aeronautics and Space Administration
	NRW Nicolson-Ross-Weir
	P
	PEC Perfect Electric Conducting
	PMC Perfect Magnetic Conducting
	R
	RAF Résonateur en Anneau Fendu
	S
	S11 Coefficient de réflexion
	SRR Split Ring Resonator
	U
	UHF Ultra High Frequency
	W
	WLAN Wireless Local Area Network

Introduction générale

Introduction générale

Ces dernières années, le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique spectaculaire dans diverses applications de communications sans fil. Les antennes étant les éléments de base assurant le fonctionnement d'émission ou de réception d'ondes électromagnétiques, elles sont également en perpétuel développement.

Grace à ce développement remarquable, les réseaux sans fil ont remplacés les communications filaires pour obtenir une plus grande mobilité et améliorer le débit des applications. Parmi les antennes qui sont très présentes de nos jours dans les équipements mobiles, les antennes microrubans de part leur faible profil sont très convoitées. De plus, le défi a été de développer des techniques qui permettent d'obtenir une structure d'antenne microruban de taille plus petite afin de remplacer l'antenne de grande taille de l'ancienne génération. De ce fait, les antennes microrubans sont devenues très populaires dans les applications de communications sans fil.

Une antenne microruban est composée d'un élément rayonnant de diverses formes géométriques (circulaire, rectangulaire, triangulaire, etc...). Cet élément rayonnant est aussi appelé patch conducteur. Dans la pratique, les formes de l'élément rayonnant les plus souvent utilisées sont le rectangle et le disque. Initialement réservées aux applications militaires, aéronautiques et aérospatiales, elles sont aujourd'hui omniprésentes dans des applications grandes publiques.

Plusieurs techniques ont été proposées dans la littérature pour l'alimentation de ce type d'antennes. Parmi les techniques les plus répandues, nous citons l'excitation du patch par une ligne microrubans, par sonde coaxiale, par couplage à travers une fente et aussi par couplage de proximité.

Malheureusement ces antennes présentent certaines limites quant à leurs faibles bandes passantes et leurs gains très réduits. Ces caractéristiques se trouvent être encore plus réduits lorsque l'antenne est miniaturisée. Pour cela plusieurs techniques d'amélioration des performances ont été développées. Une nouvelle conception d'antennes microrubans, basée sur l'utilisation de matériaux artificiels et innovants dits « métamatériaux » ou « matériaux main gauche » fait l'objet actuellement de plusieurs travaux de recherche. Il s'agit de matériaux non naturels possédant des paramètres caractéristiques hors du commun qui influencent les pro-

priétés électriques et magnétiques des ondes qui les traversent. Ces paramètres se résument en une permittivité négative et/ou une perméabilité négative qui pourraient inverser l'indice de réfraction du milieu pour une certaine bande de fréquences. Cet axe de recherche a suscité notre intérêt dans le cadre de ce modeste travail.

L'approche de conception est développée à partir du logiciel de simulation CST MICROWAVE STUDIO. L'utilisation de ce simulateur permet d'étudier l'influence de métamatériaux sur les antennes microrubans et déterminer leurs performances en termes d'adaptation, de bande passante, de directivité et de gain.

Le manuscrit est scindé en trois chapitres:

Le premier chapitre sera consacré à une présentation générale des antennes microrubans et leur fonctionnement. Nous allons par la suite présenter les différentes formes géométriques qu'elles peuvent prendre, ainsi que leurs différents types d'alimentation. Puis, nous examinerons les différentes techniques d'adaptation d'impédance qui sont utilisées pour leur alimentation. Enfin, nous allons citer quelques caractéristiques de rayonnement des antennes microrubans.

Dans le deuxième chapitre, nous allons parler de nouveaux matériaux qui ne sont pas disponibles dans la nature communément appelés « métamatériaux » [1]. Nous allons présenter un état de l'art de ces matériaux en citant leurs différentes structures et leurs propriétés uniques et particulières. Par la suite, Nous allons introduire l'approche de Smith qui permet d'extraire les paramètres caractéristiques des métamatériaux à partir des éléments de la matrice de répartition de puissance S . Puis, nous allons citer les différentes configurations géométriques des résonateurs présentées dans la littérature. Enfin, nous allons parler des différents domaines d'applications de ces matériaux en particulier celui qui nous intéresse le plus qui est le domaine des antennes.

Le troisième chapitre sera consacré à la conception de différentes antennes microrubans inspirées des métamatériaux. Nous allons commencer par une brève présentation du logiciel de simulation CST. Ce simulateur sera exploité pour la conception de trois structures d'antennes [2 - 4]. Une comparaison entre les résultats obtenus et ceux présentés dans la littérature va nous permettre de valider notre étude. Ce travail servira à montrer l'impact de cellules métamatériaux sur les performances et les caractéristiques de rayonnement des antennes microrubans.

Bibliographie

[1] T. J. Cui, D. Smith, et R. Liu, Éd., *Metamaterials*. Boston, MA: Springer US, 2010. doi: 10.1007/978-1-4419-0573-4.

[2] R. Pandeewariet S. Raghavan, « Microstrip antenna with complementary split ring resonator loaded ground plane for gain enhancement », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 57, n° 2, p. 292-296, févr. 2015, doi: 10.1002/mop.28835.

[3] P.D. Tung, P. H. Lam, et N. T. QuynhHoa, « A MINIATURIZATION OF MICROSTRIP ANTENNA USING NEGATIVE PERMITIVITY METAMATERIAL BASED ON CSRR-LOADED GROUND FOR WLAN APPLICATIONS », *Vietnam J. Sci. Technol.*, vol. 54, n° 6, p. 689, déc. 2016, doi: 10.15625/0866-708X/54/6/8375.

[4] A. Bazrkar, A. Gudarzi, et M. Mahzoon, « Miniaturization of Rectangular Patch Antennas Partially Loaded With μ -Negative Metamaterials », p. 4, 2012.

CHAPITRE I

*La technologie des antennes
microrubans*

I.1 Introduction

Les communications hertziennes, les télécommunications spatiales et les radars utilisent le plus souvent des antennes à réflecteurs. Ce sont des dispositifs performants qui possèdent un bon rendement, une grande pureté de polarisation et une large bande de fréquences. Dans le cas des applications mobiles, leur poids et leur encombrement deviennent deux inconvénients majeurs. Bien avant d'être appliquée aux antennes, dans les années soixante, la technologie dite de circuit imprimé avait été largement mise à contribution notamment dans le domaine de l'électronique. Cette technologie est actuellement appliquée aux antennes microrubans (ou antennes patch).

Dans ce chapitre, nous allons présenter les antennes microrubans, ainsi que leur structure, leur fonctionnement, leurs différentes formes, et leurs différents types d'alimentation. Nous examinerons par la suite les techniques d'adaptation d'impédance. Enfin, nous allons citer quelques caractéristiques de rayonnement de ce type d'antennes.

I.2 Présentation générale des antennes microrubans

I.2.1 Historique

En 1953, Georges Deschamps a été le premier à envisager le concept d'une antenne imprimée. Après lui, Henri Gutton et Georges Baissinot avaient déposé le premier brevet d'une antenne microruban et cela en 1956. Cependant, ce n'est que dans les années 1970 que les premiers prototypes sont apparus, notamment grâce aux améliorations des techniques de lithographie du cuivre et de l'or sur substrats diélectriques et aux progrès de la modélisation.

En 1972, John Howell a produit une version imprimée de l'antenne avec polarisation linéaire et circulaire dans les bandes L et UHF pour la NASA. Dans la même période, Robert Munson de (Aerospace Systems) a conçu une antenne imprimée conformée pouvant s'adapter à la forme et la circonférence d'un missile [1].

I.2.2 Structure générale des antennes microrubans

L'antenne imprimée appelée aussi antenne patch, est un transducteur qui, en émission, convertit un signal électrique d'une ligne de transmission en une onde électromagnétique qui se propage dans l'espace libre. L'opération inverse se produit lors de la réception, ce qui représente le principe d'une antenne en général [1].

Dans sa configuration de base, l'antenne imprimée est constituée d'un plan de masse métallique recouvrant la partie inférieure d'un substrat diélectrique, soit d'une manière totale ou partielle (**Figure I.1**).

Une ou plusieurs couches de substrat pouvant avoir des permittivités relatives égales ou différentes, d'épaisseur h et de tangente de pertes $\text{tg } \delta$, peuvent être appliquées. Il est plus judicieux d'utiliser des matériaux à faible permittivité ($\epsilon_r < 3$) pour éviter les pertes dans le diélectrique qui causent une réduction des performances de l'antenne [2].

Sur la partie supérieure, nous trouvons un élément rayonnant qui a un volume et une forme selon l'application. Les dimensions de cet élément conditionnent la fréquence de résonance de l'antenne. Le rectangle et le cercle sont les formes les plus usuelles en pratique, car elles sont faciles à analyser [3].

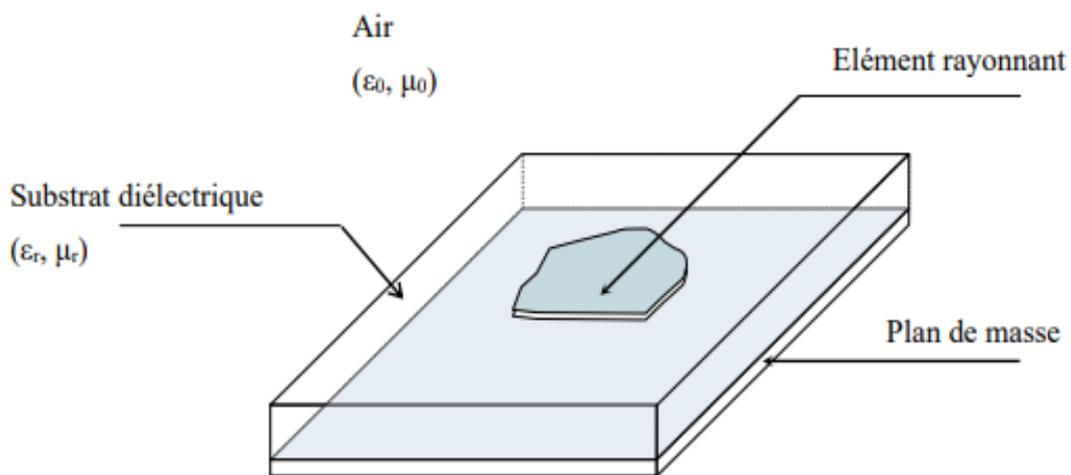


Figure I. 1 Antenne microruban de forme quelconque

I.2.3 Fonctionnement d'une antenne microruban

Dans son fonctionnement de base, une antenne imprimée sur substrat diélectrique peut être considérée en première approximation comme une cavité résonante, présentant des murs magnétiques verticaux à pertes et des murs électriques horizontaux. Pour des fréquences appelées de résonance, cette cavité emmagasine de l'énergie électromagnétique selon un ensemble de modes de type TM_{mn} [4].

Le rayonnement résultant de cette structure se traduit par des pertes qui s'opèrent au niveau des murs magnétiques. Une partie du signal émis est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. La forme et l'orientation des lignes de champs entre les bords de la plaque rayonnante et le plan de masse caractérisent les directions privilégiées du champ rayonné.

En général, le mode fondamentale est considéré comme étant le mode de fonctionnement de ce type d'antennes. Ce mode emporte le maximum d'énergie et se caractérise par une répartition du champ électrique en dessous de l'élément rayonnant dont une dimension au moins est de l'ordre de la demi-longueur d'onde (**Figure I.2**).

Les courants surfaciques qui sont produits sur l'élément métallique sont dirigés selon l'axe de symétrie passant par le point d'excitation [5].

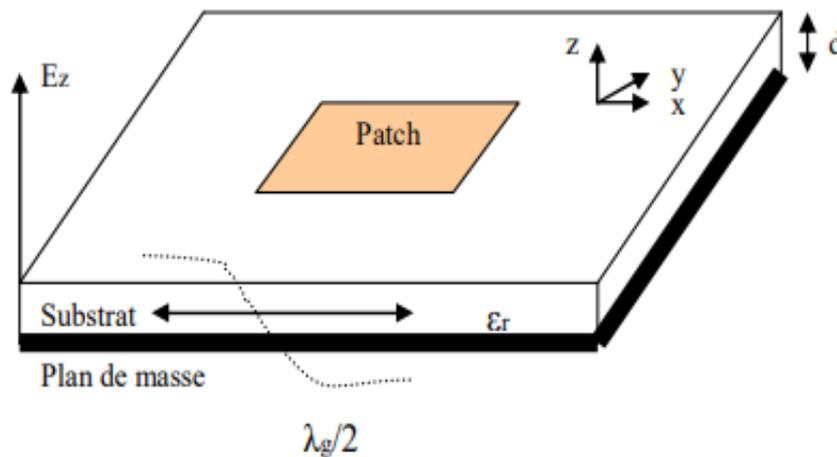


Figure I. 2 Antenne imprimée fonctionnant sur son mode fondamental

λ_g : La longueur d'onde guidée.

I.3 Différentes formes des antennes microrubans

Il existe plusieurs configurations possibles et différentes formes géométrique que le patch peut prendre. Chacune d'elles possède son degré de difficulté en termes d'analyse et de fabrication. Nous pouvons aussi obtenir un fonctionnement et un rayonnement varié.

Les dipôles microrubans ont la particularité de présenter une large bande passante et d'occuper très peu d'espace, ce qui les rend particulièrement adaptés à la réalisation de réseaux d'antennes [6].

Dans la **Figure I.3**, nous présentons quelques formes géométriques que peut avoir une antenne microruban.

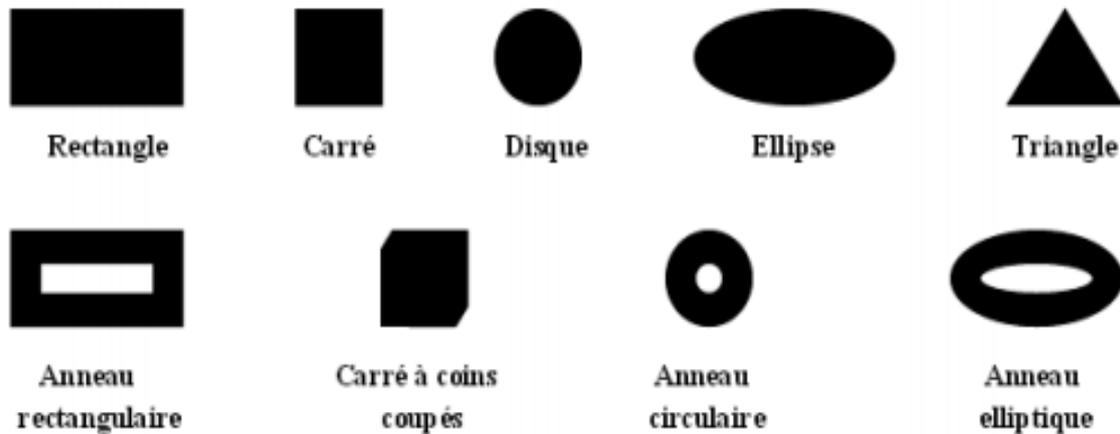


Figure I. 3 Différentes formes d'antennes microruban [6].

I.4 Différents types d'alimentation appliqués aux antennes microrubans

Il existe plusieurs technologies pour alimenter les antennes microrubans. Ces technologies peuvent être divisées en deux catégories : alimentation par contact direct ou alimentation par couplage. Les lignes d'alimentations les plus utilisées sont les lignes microruban, les sondes coaxiales, le couplage par proximité ou à travers des ouvertures d'alimentation.

I.4.1 Alimentation par contact

I.4.1.1 Alimentation par ligne microruban

Dans ce type d'alimentation, un ruban conducteur est connecté directement au bord du patch rayonnant comme le montre la **Figure I.4**.

La largeur de la bande conductrice est plus petite en comparaison avec la largeur du patch. L'avantage de ce genre d'alimentation est que la ligne d'alimentation peut être gravée sur le même substrat obtenant ainsi une structure plane. Par conséquent c'est une technique d'alimentation facile, puisqu'elle fournit la facilité de fabrication et la simplicité de modélisation, ainsi que l'adaptation d'impédance. Cependant, certaines applications nécessitent un substrat épais, ce qui engendre l'augmentation des ondes de surface et le rayonnement parasite, entraînant une dégradation de la bande passante [7].

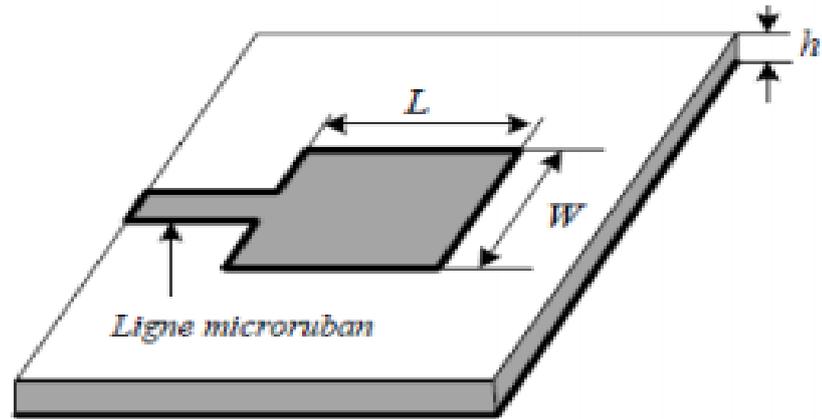


Figure I. 4 Alimentation par ligne microruban

I.4.1.2 Alimentation par sonde coaxiale

L'alimentation par sonde coaxiale est réalisée par un contact direct de l'élément rayonnant au conducteur central d'une ligne coaxiale, tandis que son conducteur externe est relié au plan de masse (**Figure I.5**). L'adaptation d'impédance est réalisable en déplaçant le point d'alimentation sur le patch. L'inconvénient de ce type d'alimentation réside dans la bande passante étroite et la difficulté de modélisation surtout pour des substrats électriquement épais [8].

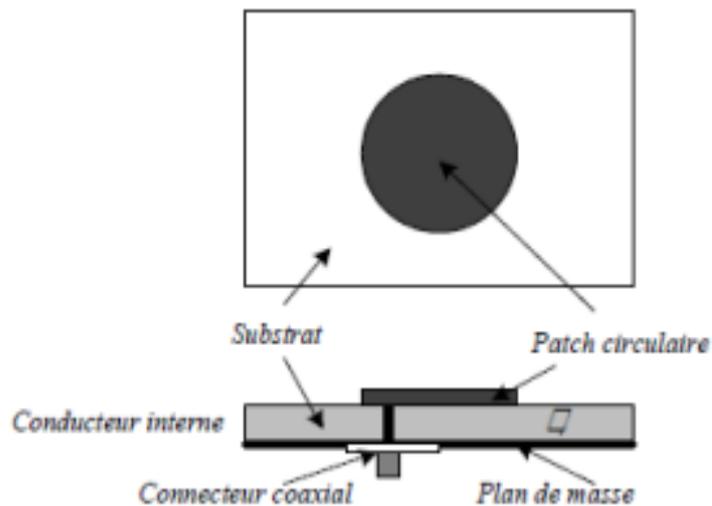


Figure I. 5 Alimentation par sonde coaxiale

I.4.2 Alimentation par couplage

I.4.2.1 Alimentation par couplage à travers une fente

L'alimentation par ligne microruban ou par ligne coaxiale présentent une asymétrie qui génère des modes d'ordres supérieurs produisant un rayonnement de polarisation croisée. Pour y remédier, l'alimentation par fente a été introduite. Un couplage électromagnétique est introduit à travers une petite fente réalisée dans le plan de masse qui sépare deux substrats l'un portant l'élément rayonnant et l'autre la ligne microruban qui l'alimente comme le montre la **Figure I.6**. Cette configuration permet une optimisation indépendante entre la ligne d'alimentation et le patch, elle est facile à modéliser et présente un rayonnement parasite modéré. Cependant, elle est la plus difficile à mettre en œuvre et présente une bande passante étroite [7].

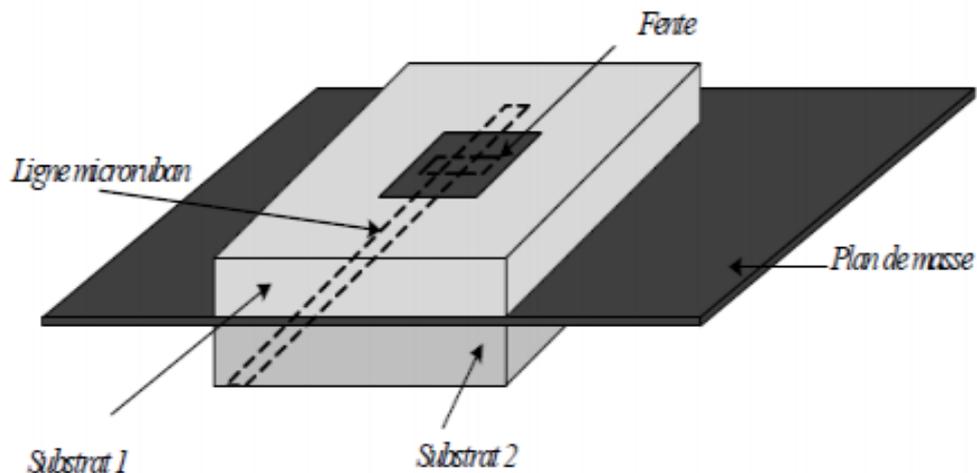


Figure I. 6 Alimentation par couplage de fente.

I.4.2.2 Alimentation par couplage de proximité

La meilleure bande passante pouvant atteindre 13% est réalisable en utilisant l'alimentation par couplage de proximité illustrée par la **Figure I.7**. L'avantage de cette technique d'alimentation réside dans l'affaiblissement du rayonnement parasite et la facilité du couplage, ce dernier peut être optimisé par l'ajustement des dimensions de la ligne. Cependant elle est très difficile à mettre en œuvre [9].

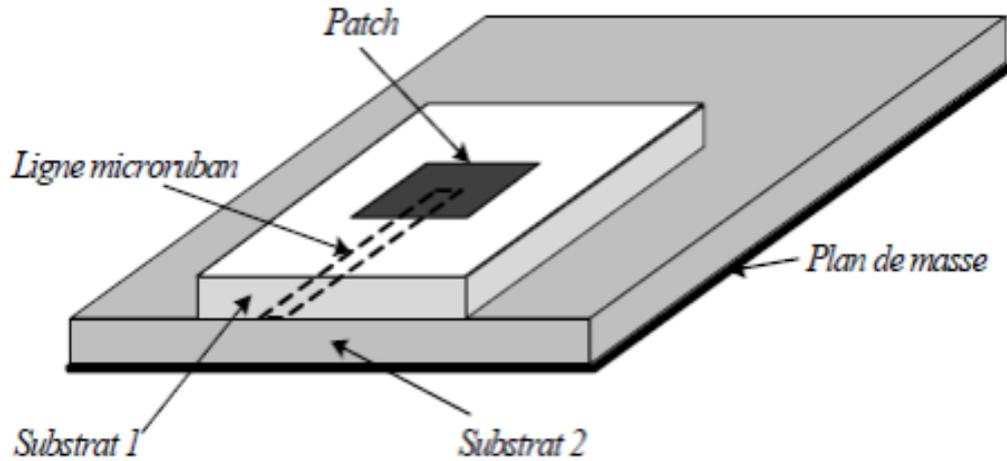


Figure I. 7 Alimentation couplée par proximité.

I.5 Techniques d'adaptation d'impédance

Nous considérons une antenne patch alimentée par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c . Cette antenne peut être considérée comme une impédance complexe, telle que:

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (\text{I.1})$$

La partie réelle R_a représente la dissipation de la puissance rayonnée ainsi que la puissance perdue par effet Joule [10], donnée par la relation (I.2) :

$$R_a = R_r + R_p \quad (\text{I.2})$$

R_r : Résistance de rayonnement.

R_p : Exprime les pertes Ohmiques et les pertes dans le substrat diélectrique.

D'autre part, la partie imaginaire X_a est liée à la puissance réactive au voisinage de l'antenne.

Cette impédance dépend bien évidemment de la géométrie de l'antenne mais aussi du couplage entre la ligne et l'antenne.

La condition d'adaptation entre l'antenne microruban et sa ligne d'alimentation s'exprime par la relation :

$$Z_a = Z_c \quad (\text{I.3})$$

L'impédance d'entrée de l'antenne que l'on souhaite la plus proche possible de 50Ω en partie réelle, et nulle en partie imaginaire, dépend du type d'alimentation [1].

Dans le cas d'éléments de géométries simples réalisés sur un substrat de faible épaisseur, l'antenne peut être considérée comme un circuit résonnant parallèle caractérisé par son facteur de qualité Q lié aux pertes par rayonnement (utiles) et par dissipation thermique (nuisibles). Pour un tel circuit, l'impédance d'entrée autour de la résonance est donnée par la relation [1] :

$$Z_a = R_a + jX_a = \frac{R}{1+2jQ\left(\frac{F-F_{res}}{F_{res}}\right)} \quad (\text{I.4})$$

Avec

F: Fréquence d'alimentation.

F_{res} : Fréquence de résonance.

R: Résistance à la résonance.

Le but de l'encart coupé dans le patch est d'adapter l'impédance de la ligne d'alimentation au patch sans avoir besoin d'un élément d'adaptation additionnel. Ceci est achevé par un contrôle correct de la position de l'encart.

L'alimentation par ligne micro ruban peut se faire par connexion directe dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément **Figure I.8 (a)** ou décalé par rapport à cet axe de symétrie **Figure I.8 (b)** si cela permet une meilleure adaptation d'impédance, dans ce cas l'alimentation axiale avec une encoche donne de bon résultats **Figure I.8 (c)**.

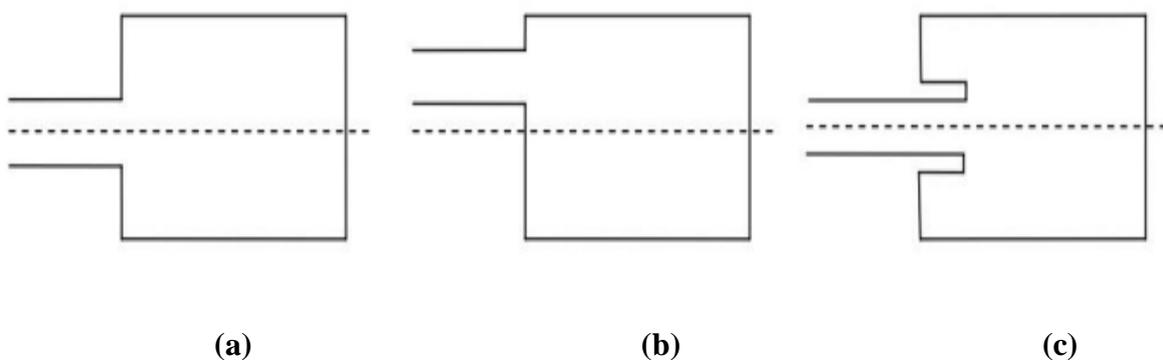


Figure I. 8 techniques d'adaptation d'impédances (a) axial (b) décalée (c) axial avec encoche

[6].

Cette technique est sans doute l'une des moins coûteuses et des plus facilement réalisable du fait que l'élément rayonnant et sa ligne d'alimentation micro ruban sont imprimés sur la même face du substrat, de plus de sa simplicité de réalisation, cette structure engendre une modélisation relativement simple [6].

I.6 Caractéristiques de rayonnement

Les antennes sont caractérisées par un certain nombre de paramètres appelés « caractéristique de rayonnement ». L'antenne microruban, selon sa géométrie et le type d'alimentation utilisé, aura certaine caractéristique en termes de BP, de gain et d'efficacité. Nous distinguons les caractéristiques suivantes:

I.6.1 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de l'antenne Z_{in} est l'impédance vue par la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne.

Cette impédance est donnée par la formule :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{(1+S_{11})}{(1-S_{11})} \quad (\text{I.5})$$

Z_0 : Impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

S_{11} : Représente le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

N.B : Comme le coefficient S_{11} est fonction de la fréquence, alors Z_{in} varie également en fonction de la fréquence.

I.6.2 Le rendement

L'efficacité d'une antenne ou son rendement, est définie par le rapport entre la puissance totale rayonnée par l'antenne P_r et la puissance fournie à l'antenne par la source d'alimentation P_e [10]. Elle est définie comme suit :

$$\eta = \frac{P_r}{P_e} \quad (\text{I.6})$$

La puissance rayonnée est reliée à la résistance de rayonnement par la relation (I.7) :

$$P_r = \frac{1}{2} R_r I^2 \quad (\text{I.7})$$

Nous pouvons exprimer le rendement en fonction des résistances de rayonnement et de pertes [10] par l'équation suivante :

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (\text{I.8})$$

I.6.3 Directivité

La directivité $\mathbf{D}(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) représente le rapport entre la densité de puissance rayonnée dans cette direction $\mathbf{P}(\theta, \varphi)$ et la densité de puissance moyenne. Cette dernière représente le cas où la puissance totale rayonnée par l'antenne P_r est uniformément diffusée dans toutes les directions de l'espace. Ceci est le cas d'une source isotrope qui n'a pas d'existence physique mais qui est prise comme référence [11].

$$\mathbf{D}(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} = 4\pi r^2 \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r} \quad (\text{I.9})$$

$P(\theta, \varphi)$): Densité de puissance rayonnée par unité de surface

P_r : Puissance totale rayonnée par l'antenne

La directivité étant égale à un rapport de puissances, elle peut être exprimée soit sur une échelle linéaire, soit sur une échelle logarithmique [10]. Nous considérons en général la directivité dans la direction du maximum de rayonnement qui s'exprime en décibels (dB) comme suit :

$$D_{max}(dB) = 10 \cdot \log D_{max} \quad (\text{I.10})$$

I.6.4 Gain

La définition du gain $\mathbf{G}(\theta, \varphi)$ dans une direction (θ, φ) ressemble à celle de la directivité. La différence réside dans le fait de considérer la puissance d'alimentation P_e au lieu de considérer la puissance totale P_r rayonnée par l'antenne [7]. Il est défini par :

$$\mathbf{G}(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_e}{4\pi r^2}} = 4\pi r^2 \frac{P(\theta, \varphi)}{P_e} \quad (\text{I.11})$$

$P(\theta, \varphi)$): Densité de puissance rayonnée par unité de surface

P_e : Puissance d'alimentation

Le gain et la directivité sont reliés par l'équation suivante :

$$G(\theta, \varphi) = \eta \times D(\theta, \varphi) \quad (\text{I.12})$$

η : Rendement de l'antenne.

I.6.5 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne représente la variation des propriétés de rayonnement d'une antenne en fonction des coordonnées spatiales. Généralement, il est représenté par une fonction mathématique dite « fonction caractéristique de rayonnement » définie par la relation (I.13) :

$$f(\theta, \varphi) = \frac{|E(\theta, \varphi)|}{|E_{\max}|} \quad (\text{I.13})$$

$E(\theta, \varphi)$: Champ électrique rayonné par l'antenne dans la direction (θ, φ) .

E_{\max} : La valeur maximale du champ rayonné.

Nous pouvons également obtenir une représentation graphique à deux dimensions 2D ou à trois dimensions 3D de l'évolution du gain d'une antenne dans une direction donnée ou du champ rayonné par l'antenne (Figure I.9 et Figure I.10).

Le diagramme de rayonnement caractérise la répartition de l'énergie rayonnée ou reçue dans l'espace [10]. Il est plus fréquent de représenter les diagrammes des champs dans deux plans principaux perpendiculaires l'un à l'autre, qui sont : le plan E et le plan H. Verticalement, Le plan E représente le plan contenant le champ électrique et la direction de rayonnement maximal. Par contre, à l'horizontale le plan H représente le plan contenant le champ magnétique et la direction de rayonnement maximal [12].

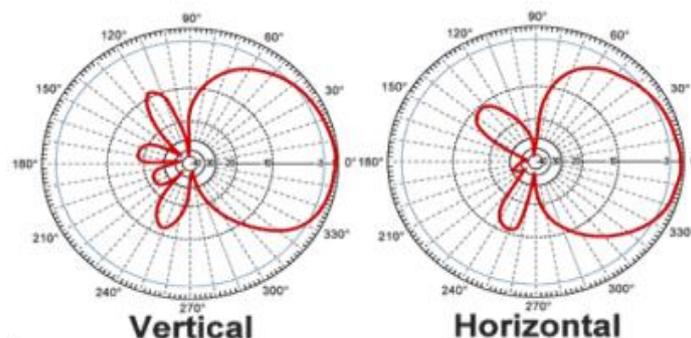


Figure I. 9 Diagrammes de rayonnement en 2-D cartésien.

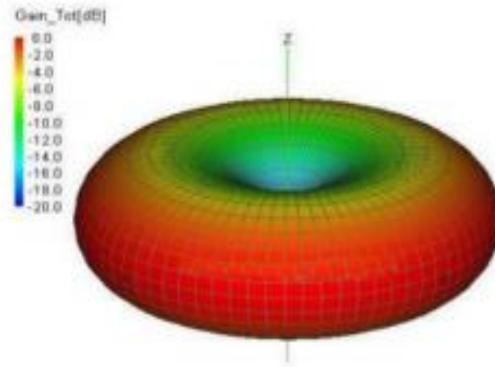


Figure I. 10 Diagrammes de rayonnement en 3-D.

I.7 Conclusion

La technologie microruban en général, et celle des antennes microrubans en particulier connaît un succès croissant auprès des industriels et des professionnels des télécommunications, qu'elle soit spatiale ou terrestre. Il est nécessaire de bien définir l'intégralité de paramètres des antennes. Dans ce chapitre, nous avons commencé par survoler quelques généralités sur les antennes microrubans ainsi que leurs structures géométriques et leur fonctionnement. De plus, nous avons présenté les différentes formes et les types d'alimentation les plus usuels. Nous avons montré également quelques techniques d'adaptation d'impédance.

Finalement en fin de ce chapitre, nous avons cité les caractéristiques de rayonnement de cette antenne.

Le chapitre suivant sera consacré à un état de l'art sur de nouveaux types de matériaux artificiels, appelés métamatériaux, qui sont récemment utilisés et appliqués pour améliorer les performances des antennes microrubans.

Bibliographie

- [1] G. Kossiavas, R. Staraj, C. Luxey, A. Papiernik, "Antennes imprimées- Bases et principes", Technique de l'ingénieur, Référence E3310, 05/ 2007.
- [2] A. Pandey, Practical Microstrip and Printed Antenna Design, Hardcover. Artech House,
- [3] J.-M. Laheurte, Éd., Compact Antennas for Wireless Communications and Terminals: Theory and Design, 1 edition. London : Hoboken, NJ: Wiley-ISTE, 2011.
- [4] P.B. Katehi, D.R. Jackson and N.G. Alexopoulos, " Microstrip dipoles ", Handbook of microstrip antennas, Peter Peregrinus Ltd, London, UK, pp.275-310, 1989.
- [5] Paul F. Combes, "Micro-ondes, circuits passifs, propagation, antennes", pp 299-323, Série Dunod, Paris 1997.
- [6] D. Aissaoui, " Analyse a l'aide de modèles équivalents d'antennes imprimées alimentées par ligne adaptées ", Mémoire de Magister, Université de Abou Baker Belkaid Tlemcen , 03/2007.
- [7] N.HAMDIKEN " Analyse d'une antenne microbande circulaire par la méthode neurospectrale " thèse de Magister, Institut d'électronique, Université de Batna.
- [8] G. Kumar et K. P. Ray, Broadband Microstrip Antennas. Artech House Print on Demand, 2002.
- [9] Yamina tighil doctorat en sciences - tidentification des antennes micorubans multicouches par la methode spectrale et les reseaux de neurones-univesite ferhat abbas – setifufas (ALGERIE).
- [10] O. Picon et Collectif, Les antennes : Théorie, conception et applications. Dunod, 2009.
- [11] Rabih A Slim, « Conception Antenne WIFI -Microruban - HFSS_Methodologie » Université Antonine Faculté des Ingénieurs en Télécommunications, Informatique.
- [12] CHETOUAH Farouk, « Etude et modélisation des antennes miniatures basées sur des matériaux diélectriques », thèse de doctorat, UNIVERSITE FERHAT ABBAS -SETIF-1-, Octobre 2018.

CHAPITRE II

Les métamatériaux

II.1 Introduction

Les métamatériaux sont des structures artificielles qui possèdent des propriétés électromagnétiques non accessibles dans la nature, et nous offrent la possibilité d'avoir une perméabilité et une permittivité simultanément négatives.

En 1968, le scientifique russe Victor Veselago [1] a introduit la première théorie de la propagation des ondes électromagnétiques dans des milieux ayant une perméabilité et une permittivité négatives. Plusieurs années plus tard, la première réalisation pratique a été faite par le chercheur américain D. Smith en 2000 [2].

Aujourd'hui, les métamatériaux sont utilisés dans plusieurs domaines, notamment dans la fabrication des antennes microrubans afin d'améliorer leurs performances en termes de bande passante, de gain et d'efficacité de rayonnement.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les différentes structures de métamatériaux et leurs propriétés. Ensuite, nous introduirons une méthode d'extraction des paramètres caractéristiques électromagnétiques de ces milieux à partir des paramètres de la matrice S . Après, nous allons présenter les différentes configurations géométriques des résonateurs utilisés. Enfin, nous allons parler de l'utilisation des métamatériaux et leur application dans le domaine des antennes.

II.2 Différentes structures des métamatériaux

Après l'apparition des métamatériaux, l'intérêt des chercheurs et des scientifiques a emmené à une grande innovation dans ces structures car ils peuvent être intégrés dans la plupart des applications microondes [3]. Nous pouvons distinguer deux familles de métamatériaux : métamatériaux à lignes de transmission à rétro propagation et métamatériaux à particules résonantes. Ces derniers sont ceux qui nous intéressent le plus car ils sont adaptés à la plupart des applications microondes.

II.2.1 Métamatériaux à particules résonantes

Dans le domaine des microondes, on s'intéresse particulièrement aux métamatériaux à particules résonantes. Ces derniers sont composés d'un réseau de résonateurs en anneaux fendus (Split Ring Resonators SRR) qui présente une perméabilité μ négative autour d'une fréquence de résonance et d'un réseau de fils métalliques continus parallèles (Thin Wires) qui produit une permittivité ε négative pour les fréquences inférieures à la fréquence plasma [4],[5]. La superposition de deux réseaux dans une structure périodique composite présente un milieu à un indice négatif au voisinage de la fréquence de résonance des SRR. Ce milieu est appelé « matériau main gauche ».

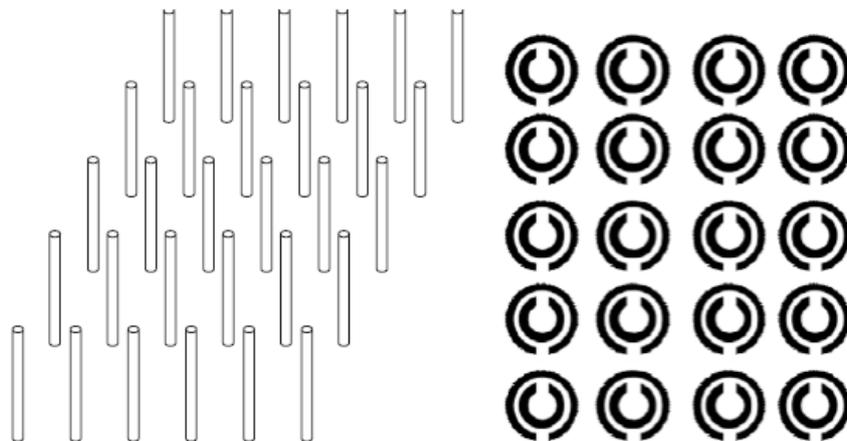


Figure II. 1 Réseau de fils fins métalliques et réseau de résonateurs en anneaux fendus

II.3 Propriétés des métamatériaux main gauche

Les métamatériaux également appelés « matériaux main gauche », sont des matériaux artificiels, souvent des structures périodiques à une échelle inférieure à la longueur d'onde. Ils possèdent une permittivité et une perméabilité simultanément négatives.

Dans un milieu où nous avons ces propriétés, le champ électrique \vec{E} , le champ magnétique \vec{H} ainsi que le vecteur d'onde \vec{k} (direction de propagation de l'onde), forment un trièdre indirect ou main gauche (**Figure II.2.b**). C'est l'hypothèse théorique qui a été présentée par les scientifiques Veselago [1] en 1967.

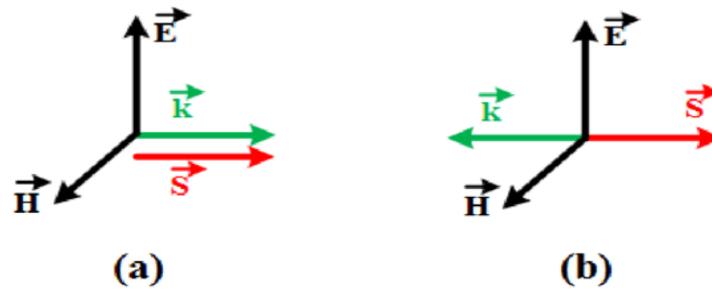


Figure II. 2 (a) Trièdre direct (matériaux main droite), (b) trièdre indirect (matériaux main gauche)

Etant données, la vitesse de phase définie par l'équation (II.1) et la vitesse de groupe définie par l'équation (II.2) :

$$v_{\phi} = \frac{\omega}{k} \quad (\text{II.1})$$

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} \quad (\text{II.2})$$

Le fait que nous ayons un trièdre indirect (main gauche) implique que la vitesse v_{ϕ} et la vitesse v_g sont antiparallèles (de sens opposés) et que le vecteur de pointing \vec{S} (qui exprime la densité de puissance électromagnétique) est l'opposé du vecteur d'onde \vec{k} .

Par contre, dans les milieux main droite où nous avons un trièdre direct (**Figure II.2.a**), ces deux vecteurs suivent la même direction [6].

II.3.1 Métamatériaux à permittivité négative ENG

A la fin des années 90, Pendry [4] a repris l'idée d'utiliser un milieu constitué par des fils métalliques pour fabriquer les premiers métamatériaux. Ce type de matériau est plus connu sous le nom de "plasma artificiel". Pour réaliser ce dernier, Pendry proposa un entre croisement cubique de fils métalliques de rayon r avec un espacement a , tel que le présente la **Figure II.3**.

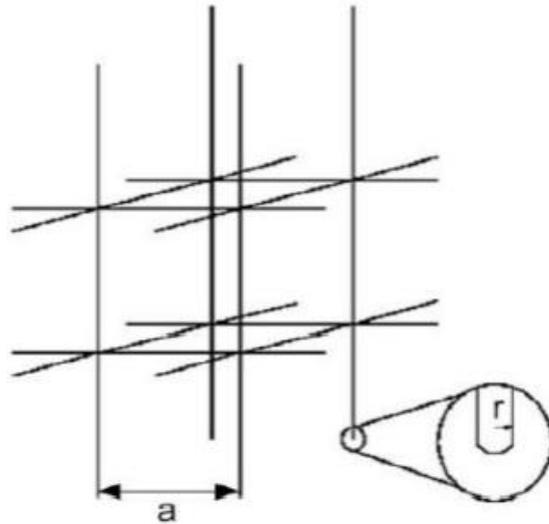


Figure II. 3 Métamatériaux ENG forme par un réseau de tige métallique [5].

Le milieu ainsi constitué, manifeste une dispersion dite de Drude. De ce fait, la permittivité serait fonction de la fréquence selon la relation (II.3) :

$$\varepsilon_{eff} = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 - i\omega\omega_c} \quad (\text{II.3})$$

Avec

ω_{pe} : La pulsation plasma électrique.

ω_c : Facteur d'atténuation électrique.

Nous pouvons constater que pour toute fréquence inférieure à la fréquence plasma ω_{pe} , la permittivité du milieu aurait une valeur négative. Ce qui ouvre de nouvelles possibilités dans le domaine des microondes.

Pour cette configuration, la fréquence plasma peut être déterminé à partir des paramètres géométriques de la structure, elle s'exprime par :

$$\omega_{pe}^2 = \frac{2\pi c_0^2}{a^2 \ln(a/r)} \quad (\text{II.4})$$

c_0 : vitesse de la lumière dans le vide.

II.3.2 Métamatériaux à perméabilité négative MNG

Une perméabilité négative peut être observée dans des matériaux ferromagnétiques appelés « ferrites » [7]. Cependant ces derniers sont très lourds et présentent de fortes pertes magnétiques. Pour cette raison, la possibilité de réaliser des milieux non-magnétiques avec une réponse magnétique était très captivante. En 1999, Pendry [5] avait introduit une configuration originale qui inclut un réseau de structures métalliques sous la forme d'un rouleau suisse (Swiss-Roll) **Figure II.4**.

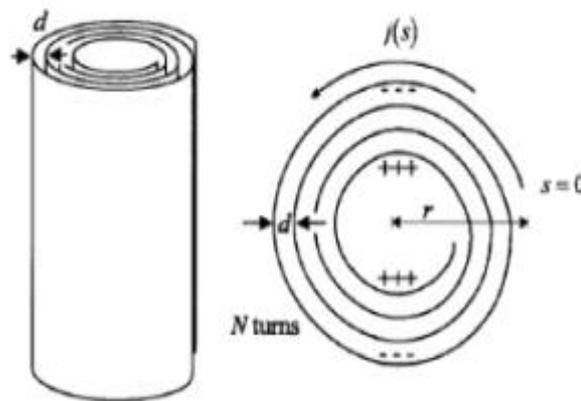


Figure II. 4 Le rouleau suisse (Swiss-Roll) de Pendry [5].

Chaque rouleau suisse individuel est basé sur un cylindre de rayon R sur lequel est enroulée une spirale conductrice isolée de N tours. Le pas entre deux tours consécutifs est noté par d . Donc il n'y a pas de contact électrique entre les couches.

La taille de l'inclusion est plus petite que la longueur d'onde d'excitation c'est pour ça la structure «Swiss-Roll» peut être considérée comme un milieu homogène [8].

Pour optimiser les défauts de cette dernière (Swiss-Roll) en termes d'absorption [8], une nouvelle structure constituée par des résonateurs à anneaux fendus SRR « Split Ring Resonator» a été proposée par Pendry [5].

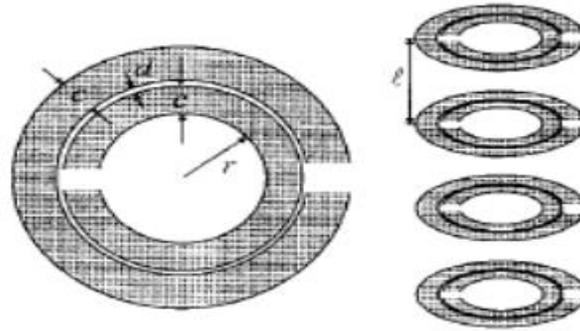


Figure II. 5 Configuration du Métamatériaux MNG à base des SRR proposée par Pendry [5].

Un réseau de résonateurs SRR manifeste une dispersion magnétique dite de Lorentz. De ce fait, la perméabilité du milieu est fonction de la fréquence. D'après le modèle de Lorentz, elle ci s'exprime par :

$$\mu_r(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pm}^2}{\omega^2 - \omega_{rm}^2 - j\omega\Gamma_m} \quad (\text{II.5})$$

ω_{pm} : La fréquence plasma magnétique.

ω_{rm} : La fréquence de résonance magnétique

Γ_m : Facteur d'atténuation magnétique.

La variation fréquentielle de la perméabilité nous permet de constater que celle-ci aurait des valeurs négatives pour toute fréquence ω comprise entre la fréquence de résonance ω_{rm} et la fréquence plasma ω_{pm} .

II.3.3 Métamatériaux à indice de réfraction négatif

A partir des travaux de Pendry et al. , nous pouvons dire que la combinaison d'un milieu à permittivité négative avec un milieu à perméabilité négative simultanément devenait possible et envisageable, engendrant ainsi un milieu à indice de réfraction négatif.

La première démonstration expérimentale a été présentée par D. Smith en 2000 [2] en se basant sur les travaux de J. Pendry [4] [5]. Cette expérimentation a démontré pour la première fois la théorie des milieux main gauche prédite par Veselago. R. A [1]. Par la suite, Shelby et D. Smith ont proposé une version bidimensionnelle de ce milieu composite [9], illustrée par la **Figure II.6.**

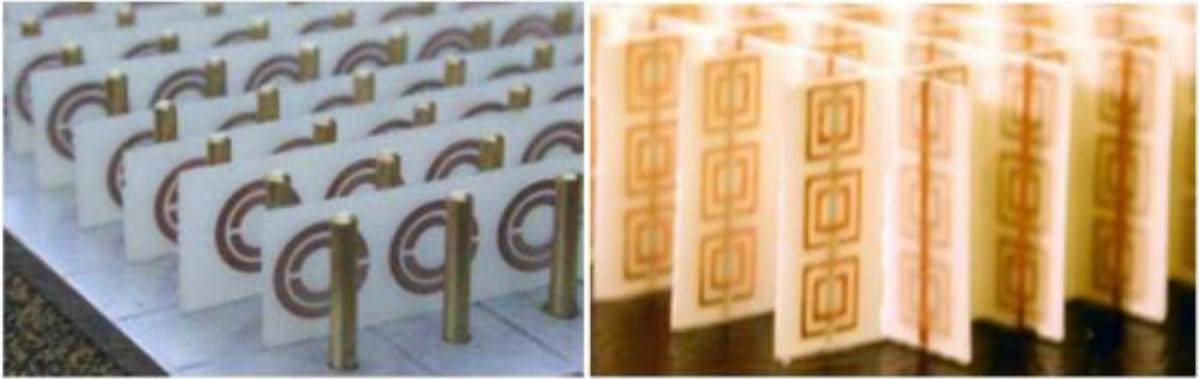


Figure II. 6 (a) Premier milieu main gauche réalisé. (b) milieu 2D réalisé par Shelby.

II.4 Détermination des paramètres caractéristiques des métamatériaux à partir des éléments de la matrice S (approche de Smith)

La procédure classique pour effectuer l'extraction de la perméabilité et la permittivité effectives est connue sous le nom de méthode de Nicolson-Ross-Weir (NRW) qui est largement utilisée dans la caractérisation des matériaux [10].

Des années plus tard, Smith et al. ont créé une méthode qui repose à remplacer les métamatériaux par un milieu hypothétique continu et homogène, caractérisé par un indice de réfraction n et une impédance Z , afin de faciliter le calcul de la permittivité ϵ et la perméabilité μ .

L'approche de Smith consiste à calculer ces paramètres effectifs à partir de l'inversion des coefficients de réflexion et de transmission [9] mesurés ou calculés pour une onde incidente qui arrive vers un métamatériau.

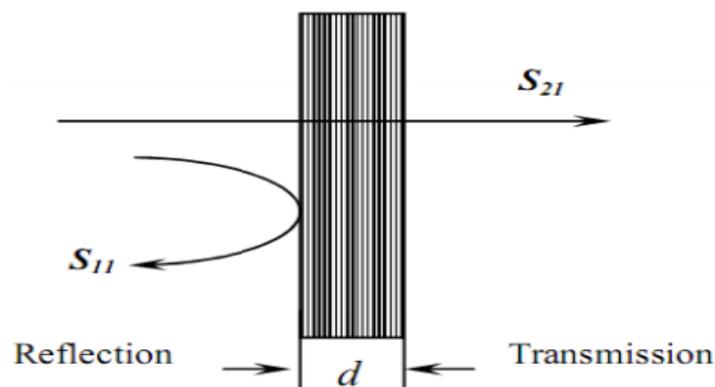


Figure II. 7 Coefficients de réflexion et de transmission à travers un matériau homogène.

Dans un premier temps, l'impédance d'onde et l'indice de réfraction sont calculés. La permittivité et la perméabilité se déduisent ensuite à partir de ces deux grandeurs.

Les coefficients de réflexion et de transmission des ondes électromagnétique à travers un matériau homogène d'épaisseur d sont donnés en termes d'indice de réfraction n et d'impédance Z du matériau par les relations suivante :

$$t^{-1} = [\cos(nkd) - \frac{i}{2} (z + \frac{1}{z}) \sin(nkd)] e^{ikd} \quad (\text{II.6})$$

Où

$k = \omega/c$ représente la constante de propagation de l'onde incidente.

d : l'épaisseur du matériau.

Pour simplifier cette expression, nous considérons le coefficient de transmission normalisé t' donné par :

$$t' = S_{21} = S_{12} = \frac{1}{\cos(nkd) - \frac{i}{2} (z + \frac{1}{z}) \sin(nkd)} \quad (\text{II.7})$$

Nous pouvons également déduire le coefficient de réflexion à partir des paramètres n et Z par la relation:

$$S_{11} = S_{22} = \frac{i}{2} (\frac{1}{z} - z) \sin(nkd) \cdot S_{21} \quad (\text{II.8})$$

Nous pouvons donc exprimer n et Z en fonction des paramètres S lorsqu'on inverse ces deux dernières équations [14], ce qui nous mène vers les relations (II.9) et (II.10):

$$\cos(nkd) = \frac{1}{2S_{21}} (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \quad (\text{II.9})$$

$$z = \pm \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (\text{II.10})$$

Le choix du signe devant la racine carré de Z est donné par la condition de passivité du milieu qui exige que la partie réelle de l'impédance soit positive, même si l'indice de réfraction n est négatif $\text{Re}(Z) > 0$.

L'indice de réfraction n est complexe, sa partie imaginaire est donnée par la relation (II.11). Cette dernière doit être positive, ce qui nous permet de choisir le signe de cette expression.

$$\mathbf{I}_m(\mathbf{n}) = \pm \mathbf{I}_m\left(\frac{\cos^{-1}\left[\frac{1}{2s_{21}}(1-s_{11}^2+s_{21}^2)\right]}{kd}\right) \quad (\text{II.11})$$

La partie réelle de l'indice est plus difficile à déterminer à cause des différentes branches possibles de la fonction arc cosinus. Elle s'exprime par la relation suivante :

$$\mathbf{R}_e(\mathbf{n}) = \pm \mathbf{R}_e\left(\frac{\cos^{-1}\left[\frac{1}{2s_{21}}(1-s_{11}^2+s_{21}^2)\right]}{kd}\right) + \frac{2\pi m}{kd} \quad (\text{II.12})$$

m : étant un entier.

La permittivité et la perméabilité peuvent être exprimées par les équations suivantes:

$$\varepsilon = \frac{n}{z} \quad (\text{II.13})$$

$$\mu = nz \quad (\text{II.14})$$

Evidemment, les paramètres n et Z , ε et μ sont des fonctions qui dépendent de la fréquence et doivent satisfaire certaines conditions.

II.5 Différentes configurations géométriques des résonateurs des métamatériaux

Les métamatériaux sont des structures artificielles qui se composent d'un réseau d'éléments métalliques résonnants SRR (Split Ring Resonator en anglais) ou RAF (Résonateur en Anneau Fendu en français) et un réseau de fils conducteurs. Ces résonateurs SRR donnent lieu à une perméabilité positive ou négative dans le milieu selon la fréquence utilisée [15] et sa position par rapport à la fréquence de résonance magnétique et la fréquence plasma.

Il existe plusieurs types de résonateurs SRR magnétiques. Nous allons citer quelques géométries comme par exemple: des structures à un seul anneau ou à anneaux multiples et les résonateurs SRR modifiés en forme d'oméga.

Quelques exemples de résonateurs SRR sont illustrés dans la **Figure II.8**.

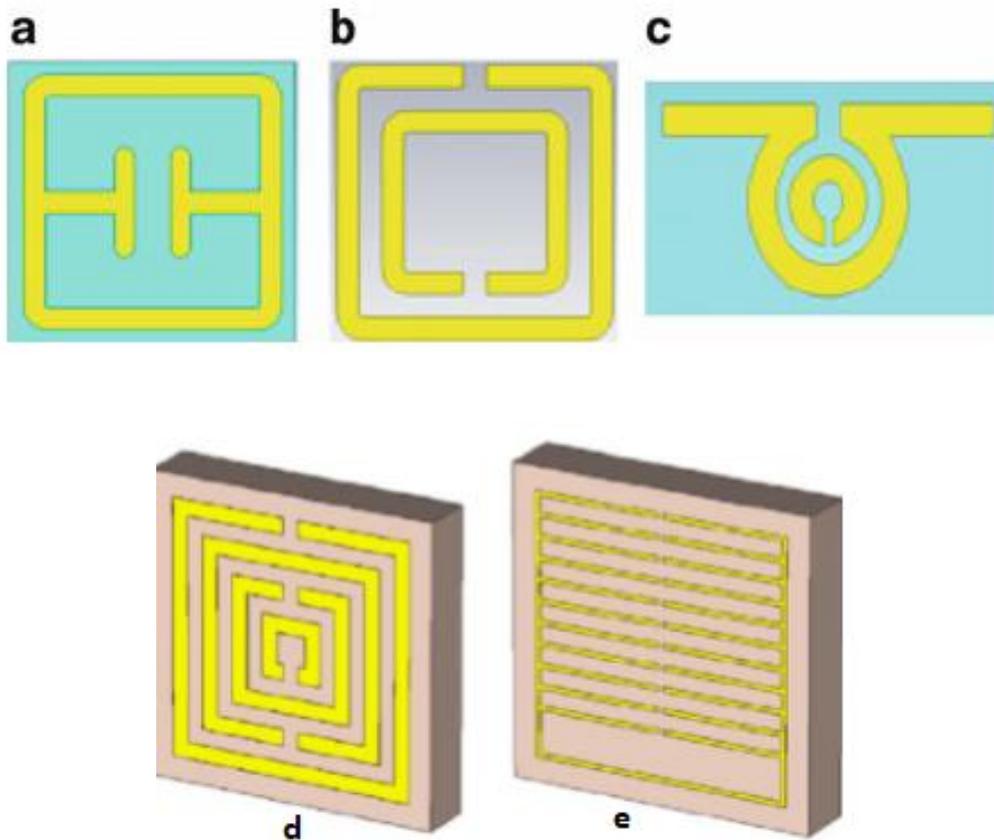


Figure II. 8 Exemples de résonateurs magnétiques (a) structure à un seul anneau (b) à deux anneaux (c) SRR modifié en forme d'oméga (d) à anneaux fendus multiples (e) structure SRR imbriquée.

II.6 Applications des métamatériaux

Les métamatériaux possèdent des propriétés électromagnétiques uniques qui ont poussé les chercheurs à utiliser ces matériaux dans diverses applications. Parmi ces applications, nous allons citer quelques domaines comme: l'optique, les micro-ondes et les antennes.

Dans le domaine de l'optique, les métamatériaux sont utilisés pour la conception de « super-lentilles » ou « lentilles parfaites » qui sont capable de transportent des détails plus petits que les longueurs d'ondes d'un objet. Parmi l'utilisation de super-lentilles, nous avons la production des images avec une super-résolution, sans déformation des images [13] [14].

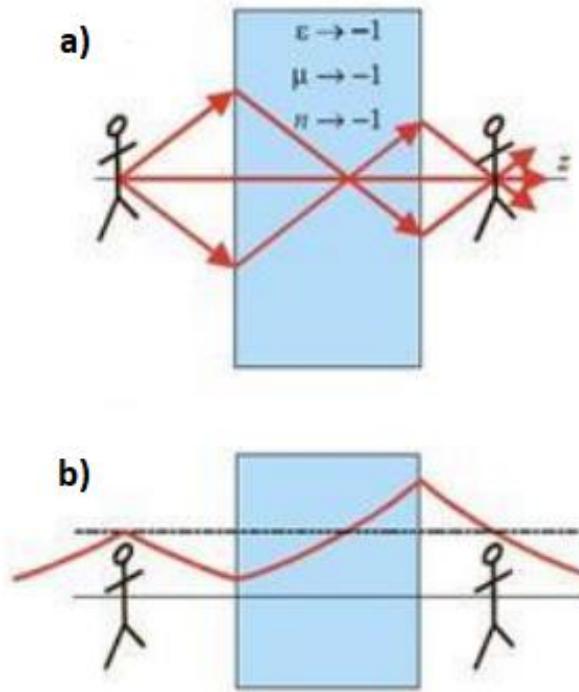


Figure II. 9 Cas de la super lentille: (a) l'objet est focalisé avec une lentille plane. (b) les ondes évanescentes s'amplifient dans la lentille, la résolution de l'image est meilleure.

Une autre application qui a attiré un grand intérêt 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 métamatériaux qui va détourner des ondes centimétriques et micro-ondes. Elle est utilisée dans le domaine de la défense pour les applications de furtivité.

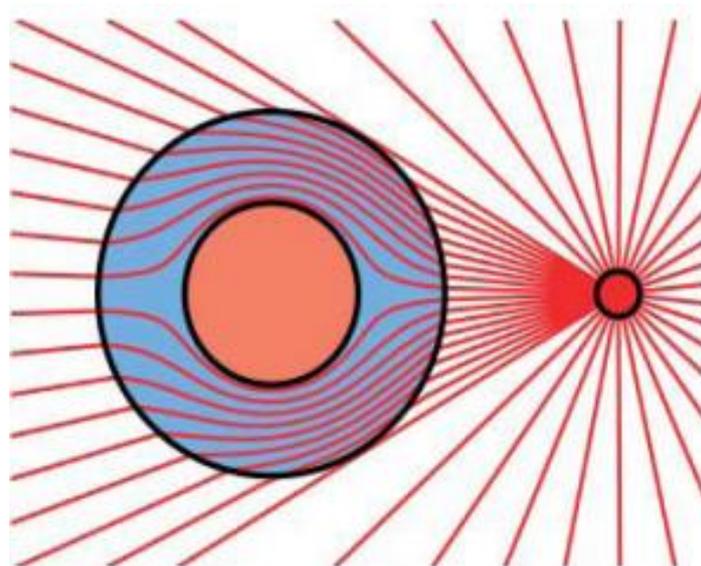


Figure II. 10 Le principe du cloaking: contournement d'un obstacle à partir d'une source ponctuelle.

Depuis l'apparition des métamatériaux, les scientifiques ont trouvés différents moyens pour les intégrer dans les dispositifs microonde tels que les filtres, les duplexeurs et les coupleurs qui sont appliqués en technologie micro-ruban et coplanaire (CPW). Ces derniers sont réalisés en combinant les résonateurs SRR avec d'autres éléments planaires.

Les premiers travaux concernant les filtres étaient proposés par Garcia et al. [16] [17] afin de réaliser des filtres compacts, à multi-bandes et reconfigurables.

Dans le domaine des antennes, les métamatériaux sont appliqués afin d'améliorer leurs caractéristiques en terme de bande passante, de gain et la miniaturisation de leurs taille [18-22].

L'utilisation des réseaux SRR a introduit une nouvelle approche innovante dans la conception d'antennes patch miniatures et performantes [20].

II.7 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre un état de l'art sur les métamatériaux, leurs différentes structures, et leurs propriétés particulières qui ne sont pas disponibles dans la nature, à savoir une perméabilité et une permittivité simultanément négatives.

Nous avons ensuite déterminé ces paramètres caractéristiques à partir des éléments de la matrice S selon l'approche de Smith. Après cela, nous avons cité quelques configurations géométriques des résonateurs des métamatériaux. Enfin, nous avons présenté quelques applications des métamatériaux dans les différents domaines notamment dans le domaine des antennes.

Dans le prochain chapitre, nous proposons plusieurs structures d'antennes microrubans, conçues et simulées par le logiciel de conception CST-MWS.

Bibliographie

- [1] V. G. Veselago, “The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of Epsilon and Mu,” *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 10, no. 4, pp. 509–514, 1968.
- [2] 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.
- [3] D. Guhaet Y. Antar, *Microstrip and Printed Antennas: New Trends, Techniques and Applications*, John Wiley & Sons Ltd. 2011.
- [4] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “Low frequency plasmons in thin wire structures”, *Journal of Physics : Condensed Matter*, , no. 10, pp. 4785–4809, March 1998.
- [5] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.47, no. 11, pp. 2075–2084, November 1999
- [6] C. Calozet T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications: The Engineering Approach*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [7] R. E. Camley and D. L. Mills, Surface polaritons on uniaxial antiferromagnets, *Physical Review B*, vol. 26, pp. 1280–1287, 1982.
- [8] H. Lalj, « Conception et caractérisation de filtres et systèmes antennaires reconfigurables chargés par des résonateurs Métamatériaux sub-longueurs d’onde », INSA de Rennes, 2014.
- [9] R. A. Shelby, D. R. Smith, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, ” Microwave transmission through a two-dimensional, isotropic, left-handed metamaterial,” *Appl. Phys. Lett.*, vol.78, p. 489, 2001
- [10] W. B. Weir, « Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, pages 33–36, 1974.
- [11] A. Asrokin, M. K. Abd. Rahim, M. H. Jamaluddin, et M. R. Ahmad, « Triangular and Circular Dual Band Microstrip Antenna for WLAN Application », in *2006 International RF and Microwave Conference*, Putra Jaya, 2006, p. 53-57, doi: 10.1109/RFM.2006.331036.pages 33–36, 1974.
- [12] A. I. Afifi, A. B. Abdel-Rahman, A. Allam, et A. S. A. El-Hameed, « A compact ultrawideband monopole antenna for breast cancer detection », in *2016 IEEE 59th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, Abu Dhabi, United Arab Emirates, 2016, doi: 10.1109/MWSCAS.2016.7870066.

- [13] J. Pendry, "Negative refraction makes a perfect lens," *Physical review letters*, vol. 85, no. 18, pp. 3966–9, Oct. 2000.
- [14] R. Grimberg, « Electromagnetic metamaterials », *Materials Science and Engineering: B*, vol. 178, no 19, p. 1285-1295, nov. 2013, doi: 10.1016/j.mseb.2013.03.022.
- [15] J. Pendry, D. Schurig, and D. Smith, "Controlling electromagnetic fields," *Science*, vol. 312, no. 5781, p. 1780, 2006.
- [16] J.Garcia-.Garcia, F.Martin, F.Falcone, J.Bonache, I.Gil, T.Lopetegi, M.A.G.Laso, M.Sorolla and R.Marqués, " Spurious passbandsuppression in microstrip coupled line band pass ...lters by means of split ring resonators", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.14, pp 416-418, 2004
- [17] J.Garcia-.Garcia, F.Martin, F.Falcone, J.Bonache, J.D.Baena, I.Gil, E.Amat, T.Lopetegi, M.A.G.Laso, J.A.M.I tumendi, M.Sorolla and R.Marqués "Microwave ...lters with improved stopband based on sub-wavelength resonators", *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, vol.53, pp. 1997-2006, 2005.
- [18] F. Bilotti, A. Toscano and L. Vegni, "Design of Spiral and Multiple Split-Ring Resonators for the Realization of Miniaturized Metamaterial Samples," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 8, pp. 2258-2267, Aug. 2007.
- [19] Y. Dong, H. Toyao and T. Itoh, "Compact Circularly-Polarized Patch Antenna Loaded With Metamaterial Structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 11, pp. 4329-4333, Nov. 2011.
- [20] R. O. Ouedraogo, E. J. Rothwell, A. R. Diaz, K. Fuchi and A. Temme, "Miniaturization of Patch Antennas Using a Metamaterial-Inspired Technique," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 5, pp. 2175-2182, May 2012.
- [21] Sahu, B., Tripathi, P., Singh, R. and Singh, S. P., "Dual segment rectangular dielectric resonator antenna with metamaterial for improvement of bandwidth and gain," *Int J RF and Microwave Comp Aid Eng*, 24: 646-655, Mar.2014.
- [22] H. Cheribi, F. Ghanem and H. Kimouche, "Metamaterial-based frequency reconfigurable antenna," *Electronics Letters*, vol. 49, no. 5, pp. 315-316, Feb.2013.

CHAPITRE III

Simulation d'antennes microru- bans inspirées des métamatériaux

III.1 Introduction

Les antennes microrubans jouent un rôle très important dans les systèmes de communications actuelles, mais elles sont limitées par leur faible gain, leur bande passante étroite et leur faible efficacité de rayonnement. Sans oublier le fait que leur taille soit de l'ordre de la demi longueur d'onde, ce qui pourrait être très encombrant en terme d'intégration au niveau des équipements de communication actuels, notamment en basses fréquences. Pour cette raison, les chercheurs ont proposés des antennes inspirées des métamatériaux afin de les miniaturiser et d'améliorer leurs performances en termes d'adaptation, de bande passante, de gain, et d'efficacité de rayonnement.

L'étude et l'analyse des antennes ayant des structures complexes se fait grâce à des logiciels de conception électromagnétiques telle que le CST MICROWAVE STUDIO (MWS). Nous allons utiliser ce logiciel de simulation pour concevoir différentes structures d'antennes microrubans à base de métamatériaux en appliquant différentes formes de cellules de résonateurs (carrée, circulaire, hexagonale ou spirale) et en les disposant selon plusieurs configurations en dessous de la structure antennaire.

Dans ce dernier chapitre, nous allons commencer par présenter le logiciel CST MICROWAVE STUDIO (MWS). Par la suite, nous allons faire la conception et la simulation de plusieurs antennes microrubans (Patch) inspirées de métamatériaux. Cette étude permet d'établir l'influence des métamatériaux (SRR ou CSRR) sur les performances des antennes microrubans.

III.2 Présentation du logiciel CST

CST Microwave Studio est un logiciel de conception électromagnétique de structures fonctionnant en hautes fréquences. Il permet d'analyser et simuler les différents dispositifs microondes comme les filtres, les coupleurs, les antennes,...etc.

Le logiciel CST est basé sur la méthode des intégrales finies (FIT : Finite Integration Technique). Il s'agit d'une méthode numérique qui fournit un arrangement spatial de discrétisation, applicable à des divers problèmes électromagnétiques notamment en hyperfréquences, dans le domaine temporel ou fréquentiel [1]. Cette technique discrétise et reformule les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Afin de résoudre ces équations, un domaine de calcul approprié est défini par le logiciel.

L'avantage principal du logiciel CST est sa possibilité de traiter toutes les structures homogènes et inhomogènes à trois dimensions (les antennes, les structures planaires, les structures multicouches, les filtres et les coupleurs) avec une bonne précision et une rapidité de résolution. Il permet aussi de calculer les différents paramètres tels que : la bande passante, les paramètres de la matrice S, le gain, la directivité, le diagramme de rayonnement...etc.

L'inconvénient de ce logiciel est que la simulation peut prendre un temps d'exécution plus important lorsque le volume du projet conçu est important et sa forme assez complexe.

III.3 Conception et simulation d'antennes microrubans à base des métamatériaux

III.3.1 Antenne microruban avec plan de masse chargé par des résonateurs à anneaux fendus CSRR

La première antenne que nous proposons est une antenne microruban dont le plan de masse est chargé par des résonateurs CSRR (Complementary Split Ring Resonator), telle que proposée par l'article [2]. Cette structure a été conçue et réalisée dans le but d'améliorer les performances de l'antenne en terme de gain (ou directivité), dans une gamme de fréquences allant de 2 à 3GHz.

A partir d'une structure initiale d'une antenne microruban classique fonctionnant à la fréquence 2.78 GHz, nous allons montrer l'influence d'un réseau de résonateurs CSRR pour atteindre les exigences imposées.

III.3.1.1 Conception de la structure initiale

L'antenne proposée est conçue sur un substrat diélectrique de type FR-4 de dimensions $40 \times 46 \times 1.6 \text{ mm}^3$ avec une permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$. La face inférieure de ce diélectrique est entièrement recouverte par une couche métallique formant le plan de masse. L'antenne est alimentée par une ligne microruban dont les dimensions seront réajustées afin d'assurer l'adaptation d'impédance au niveau du port d'alimentation.

Les dimensions du patch rectangulaire sont calculées en fonction de la permittivité relative ϵ_r et l'épaisseur h du substrat utilisé (FR-4) pour obtenir une résonance à 2.78 GHz [2].

La géométrie de cette antenne est représentée sur la **Figure III.1**.

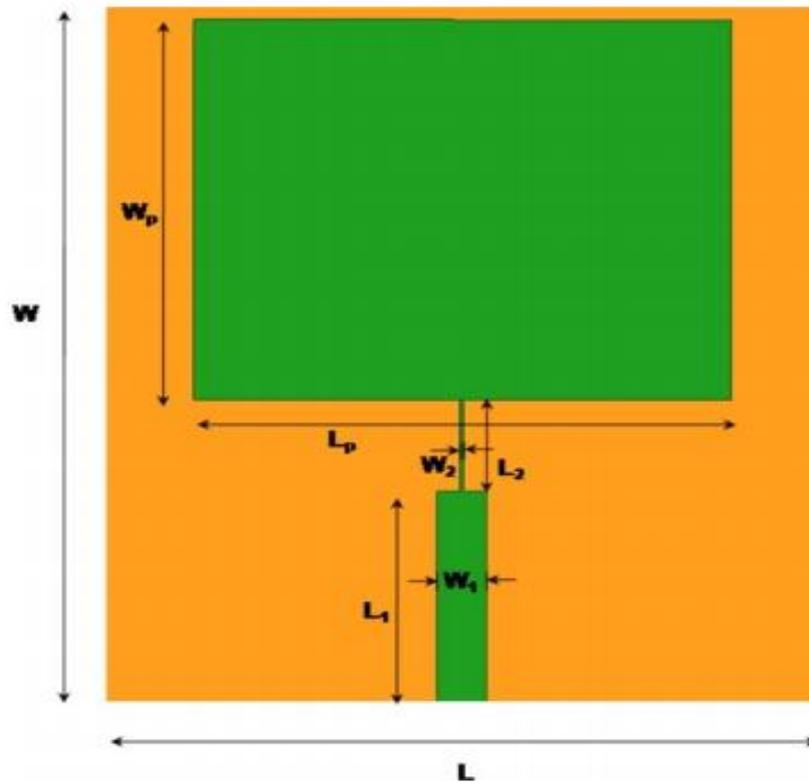


Figure III. 1 Géométrie de l'antenne patch rectangulaire alimentée par une ligne microruban [2].

L'ensemble des dimensions de cette structure se résument dans le tableau suivant :

Paramètres	Dimensions (mm)
L	40
W	46
L ₁	14
W ₁	2.8
L ₂	6
W ₂	0.2
L _p	30
W _p	25
L _g	40
W _g	46
t	0.035

Tableau III. 1 Les différents paramètres géométriques de la structure initiale [2].

Les résultats de l'article ont été obtenus par le logiciel Ansys HFSS [2]. La variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence est représentée par la **Figure III.2**. Nous remarquons une résonance autour de 2.78 GHz avec un niveau du coefficient S_{11} à -27.5 dB.

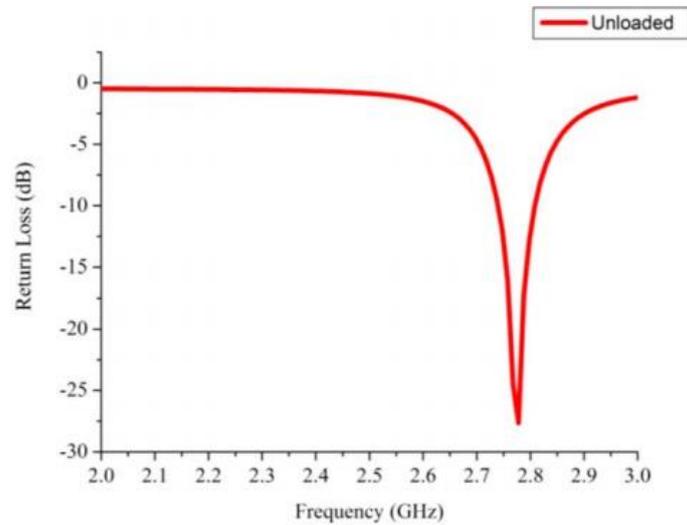


Figure III. 2 Coefficient de réflexion de la structure initiale présenté par l'article [2].

La simulation de cette structure sous environnement CST Microwave Studio nous a permis d'obtenir le coefficient de réflexion illustré par la **Figure III.3**.

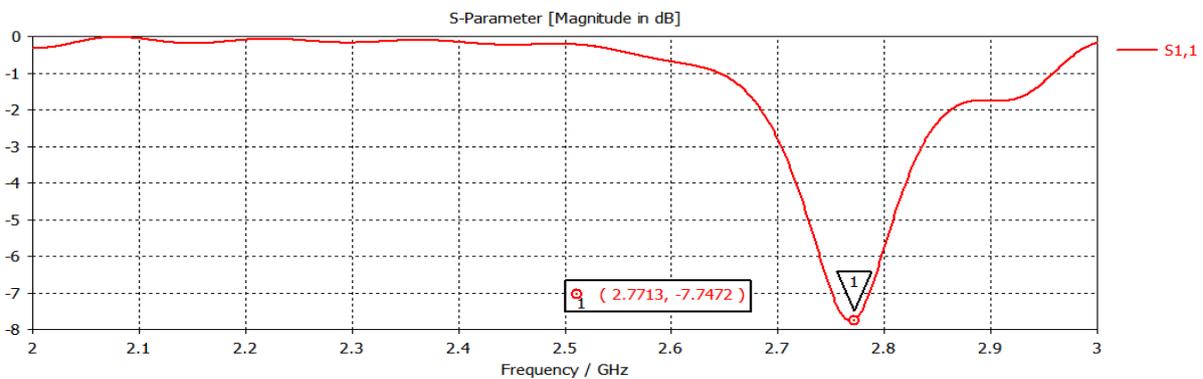


Figure III. 3 Coefficient de réflexion obtenu après simulation.

D'après cette courbe, nous avons une résonance à 2.77GHz avec un coefficient de réflexion S_{11} à -7.74 dB seulement. Comme l'article de référence ne mentionnait pas si l'alimentation du port est à 50 Ohms ou pas, nous allons procéder à une étude paramétrique sur le paramètre de longueur L_1 , afin d'améliorer l'adaptation. Les résultats obtenus sont illustrés par la **Figure III.4**.

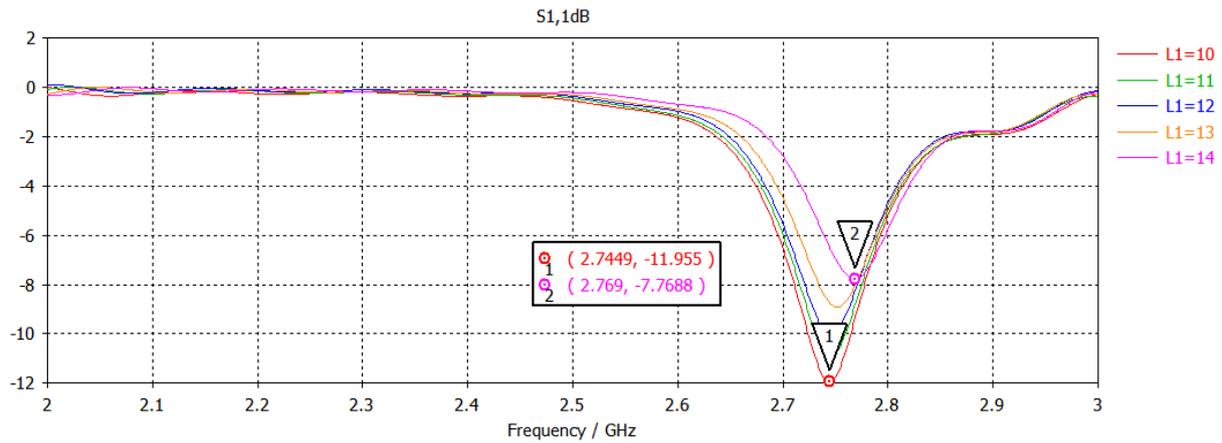


Figure III. 4 Etude paramétrique sur la longueur L1.

Le meilleur compromis entre adaptation et fréquence de résonance désirée est réalisé pour $L1 = 10\text{mm}$. Une résonance autour de la fréquence 2.74GHz avec un coefficient de -11.956 dB est obtenue (**Figure III.5**). La bande passante s'étale de 2.723 GHz à 2.765 GHz, soit de 42 MHz (soit de 1.53%).

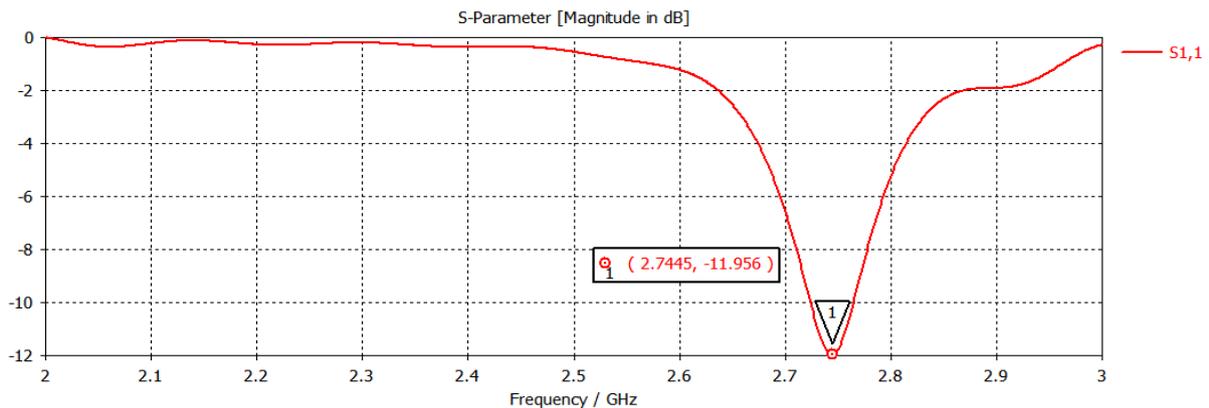


Figure III. 5 Coefficient de réflexion après changement des paramètres géométriques.

III.3.1.2 Conception de la structure avec un réseau de CSRR inséré au niveau du plan de masse

Dans cette partie, nous allons introduire les métamatériaux sous forme d'un réseau de résonateurs à anneaux fendus complémentaires CSRR (Complementary Split Ring Resonator) sous forme de fentes au niveau du plan de masse, dans le but d'étudier l'impact de ces résonateurs sur les performances de l'antenne patch. Une vue sur la face inférieure de la structure est représentée par la **Figure III.6**.

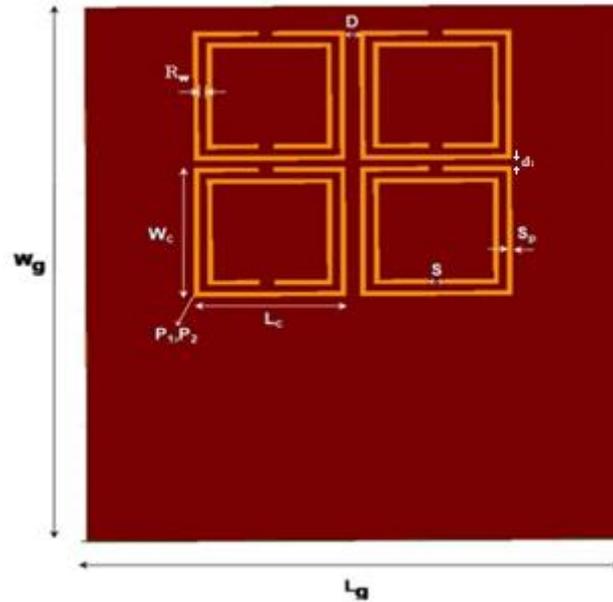


Figure III. 6 Géométrie de l'antenne patch à plan de masse chargé par un réseau de CSRR [2].

Les paramètres géométriques concernant ces cellules sont représentés dans le **Tableau III.2**. Les dimensions initiales prises pour le substrat diélectrique, le patch ainsi que le plan de masse restent inchangées.

Paramètres	Dimensions (mm)
L_c	11.4
W_c	11.15
R_w	0.5
S_p	0.4
D	1
s	0.2
d_1	0.7

Tableau III. 2 Les dimensions d'une cellule CSRR [2].

D'après l'article, nous obtenons une fréquence de résonance autour de 2.48 GHz (valeur simulée) et de 2.45 GHz (valeur mesurée) telles que l'illustre dans la **Figure III.7**

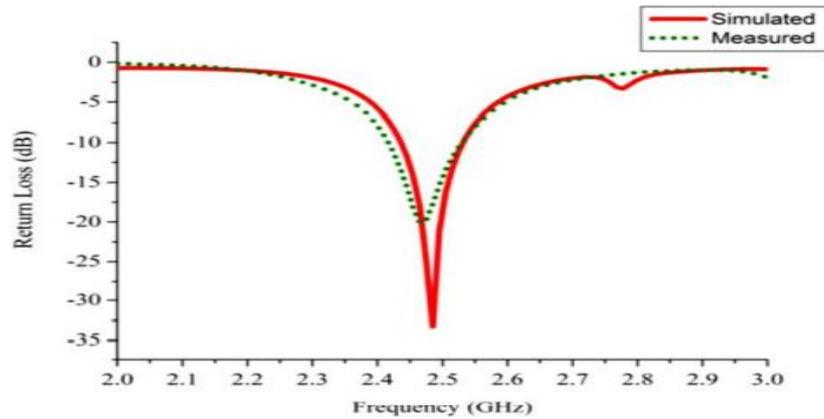


Figure III. 7 Les valeurs du coefficient de réflexion simulée et mesurée pour l'antenne patch chargé des CSRR de l'article [2].

La simulation de cette nouvelle configuration sous CST nous a permis d'obtenir une fréquence de résonance à 2.5 GHz avec un coefficient de réflexion à -11.49 dB tel que présenté dans la **Figure III.8**. Ce résultat est comparable à celui de l'article (résonance à 2.48 GHz).

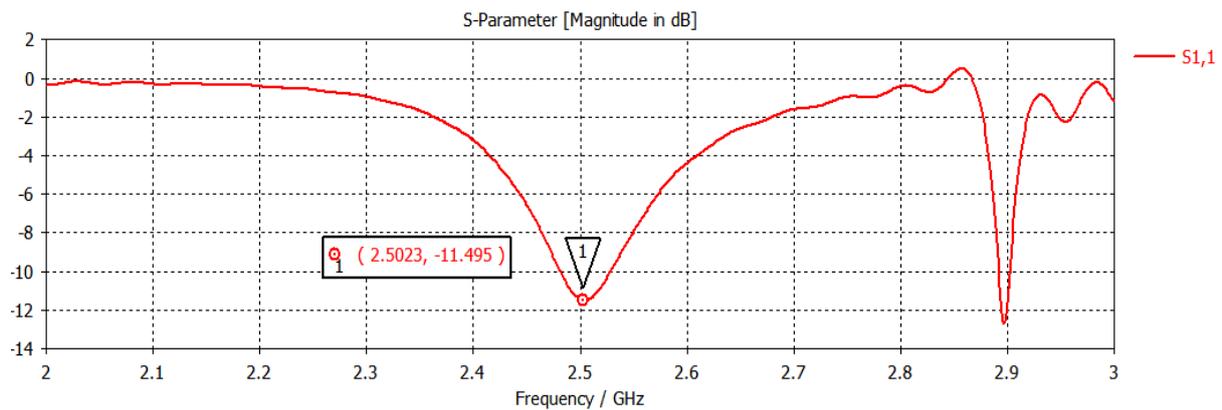


Figure III. 8 Coefficient de réflexion obtenue après la simulation du patch chargé par des CSRR.

Afin de réajuster la résonance à 2.45 GHz pour avoir une bande passante entre 2.4 GHz et 2.5 GHz, nous allons appliquer des modifications sur les paramètres de la ligne d'alimentation. Nous allons commencer par une étude paramétrique sur la longueur L_1 de la ligne (**Figure III.9**).

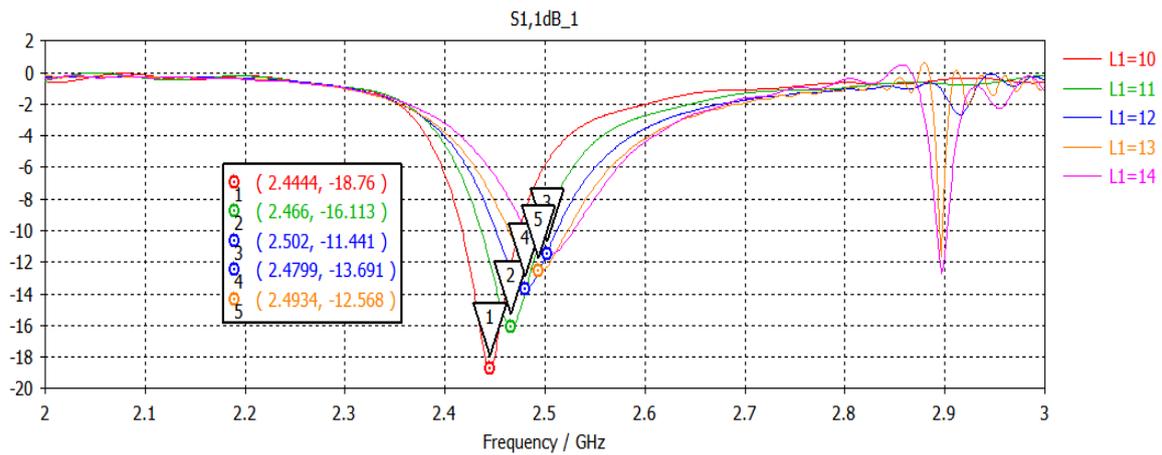


Figure III. 9 Etude paramétrique sur la longueur L_1 .

D'après cette étude paramétrique, nous constatons que lorsque L_1 est égale à 10mm, nous avons une meilleure adaptation (S_{11} vaut -18.76 dB) autour de la fréquence de résonance 2.44 GHz. La bande passante mesurée à -10 dB s'étale de 2.41GHz jusqu'à 2.47 GHz, soit de 60 MHz (soit de 2.45%).

Pour étudier l'influence du réseau de CSRR sur le fonctionnement de l'antenne patch, nous allons apporter des modifications géométriques sur les dimensions de la cellule CSRR en termes de longueur (L_c), d'espace entre les résonateurs (R_w) et de largeur de la fente (s).

La **Figure III.10** illustre le coefficient de réflexion simulé pour plusieurs valeurs de la longueur de la cellule CSRR (L_c) présentés par l'article [2]. Une étude similaire a été réalisée sous CST, pour des valeurs de L_c variant de 10 mm à 11.4 mm avec un pas de 0.2 mm, telle que représentée dans la **Figure III.11**.

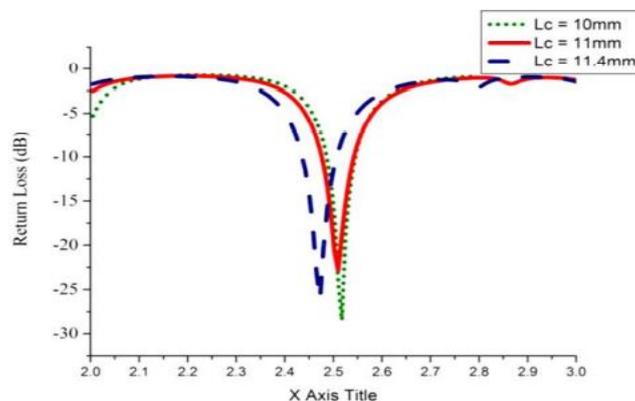


Figure III. 10 Etude paramétrique sur la longueur de la CSRR (L_c) selon l'article [2].

D'après l'article, ils ont pris la longueur de la CSRR à 11.4 mm, c'était la meilleure valeur pour avoir une bonne adaptation [2].

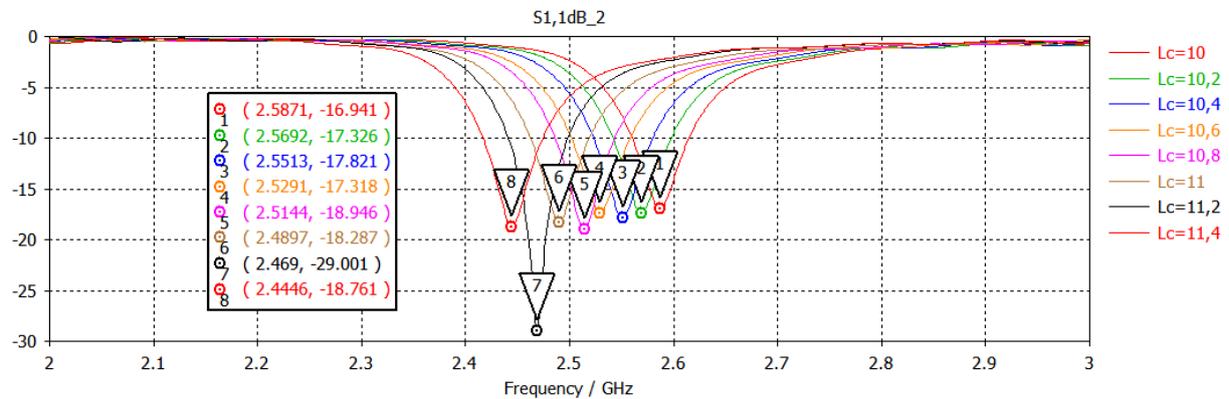


Figure III. 11 Etude paramétrique sur la longueur de la CSRR (L_c).

Le meilleur résultat adopté par l'article est pour une longueur L_c égale à 11.4 mm où une résonance de 2.46 GHz avec un niveau du paramètre S₁₁ à -25 dB sont observés.

Les résultats que nous avons obtenus montrent que lorsque nous augmentons la longueur de la cellule, la fréquence de résonance diminue. Pour une valeur de L_c égale à 11.2mm nous obtenons une meilleure adaptation, soit un niveau du S₁₁ de -29 dB avec une résonance proche de 2.46 GHz.

Par la suite, nous allons faire une étude paramétrique sur le paramètre R_w qui représente la distance séparant les deux résonateurs. Les résultats de l'article sont illustrés dans la Figure III.12, ceux que nous avons simulés sous CST sont présentés dans la Figure III.13.

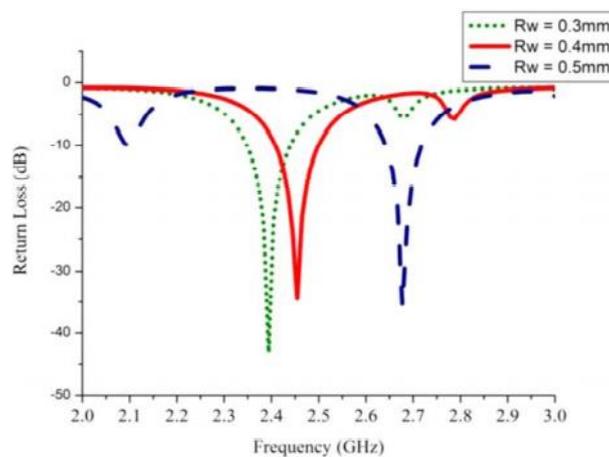


Figure III. 12 Etude paramétrique sur la largeur entre les résonateurs CSRR (R_w) [2].

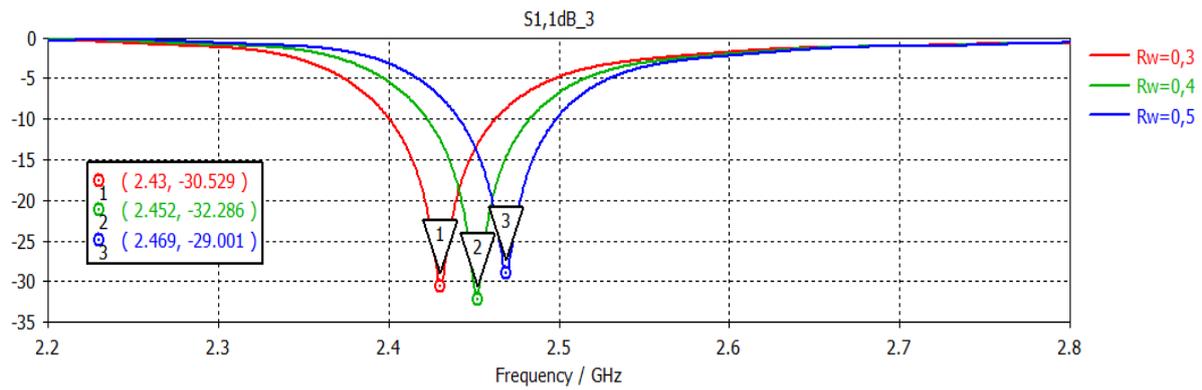


Figure III. 13 Etude paramétrique sur la largeur entre les résonateurs CSRR (R_w).

Lorsque nous augmentons la valeur de R_w , la fréquence de résonance augmente également. D'après la **Figure III.13**, une meilleure adaptation avec un S_{11} de -32.286 dB avec une résonance à 2.45 GHz sont réalisés pour $R_w=0.4$ mm. Ce qui est comparable avec les résultats de l'article [2].

Pour finir cette étude, plusieurs valeurs de la largeur de la fente (s) insérée au niveau du résonateur sont prises en considération. Les résultats de l'article ainsi que ceux que nous avons simulés sont présentés dans la **Figure III.14** et la **Figure III.15** respectivement.

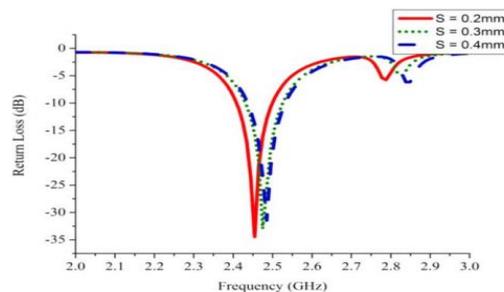


Figure III. 14 Etude paramétrique sur la largeur de la fente (s) [2].

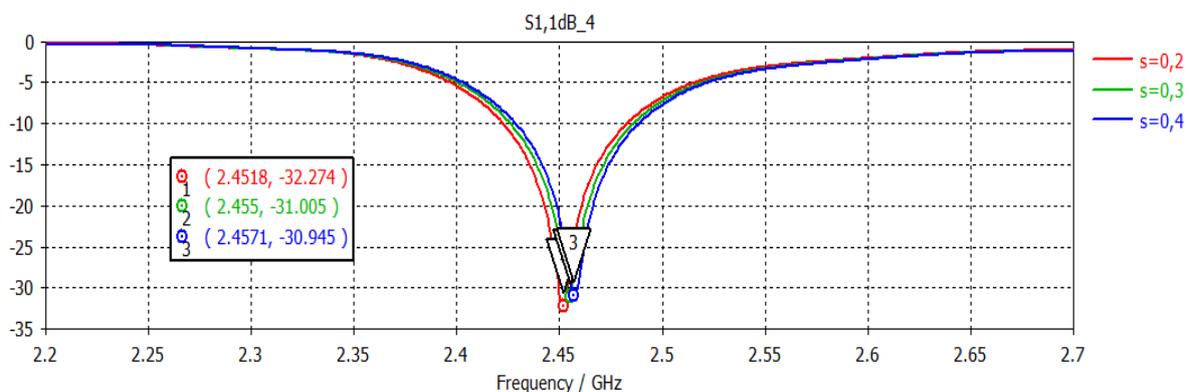


Figure III. 15 Etude paramétrique sur la largeur de la fente (s).

Nous constatons que la résonance augmente avec la valeur de s . Nous avons choisis la valeur $s=0.2$ qui donne lieu à une meilleure adaptation (soit un niveau $S_{11}=-32.27$ dB) autour d'une résonance de 2.45 GHz. C'est la même valeur adoptée par l'article [2].

D'après ces études paramétriques, nous allons appliquer les dimensions présentées dans le **Tableau III.3** qui correspondent au meilleur résultat obtenu en termes d'adaptation et de fréquence de résonance désirée, illustré par la **Figure III.16**. La bande passante est de 61 MHz, légèrement supérieure à celle d'une antenne seule.

Paramètres	Dimensions (mm)
L_c	11.2
R_w	0.4
s	0.2

Tableau III. 3 Les dimensions optimisées de CSRR après les études paramétriques.

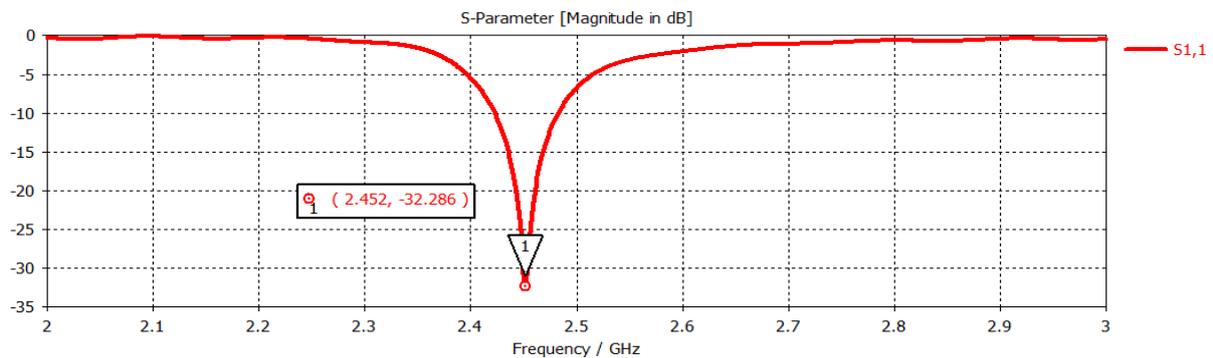


Figure III. 16 Coefficient de réflexion obtenue après la simulation du patch chargé des cellules CSRR.

Nous présentons dans la **Figure III.17** le rayonnement de l'antenne patch avec un réseau de cellules CSRR en 3D. Les diagrammes de rayonnement en représentation polaire au niveau des deux plans principaux E et H sont illustrés dans la **Figure III.18**.

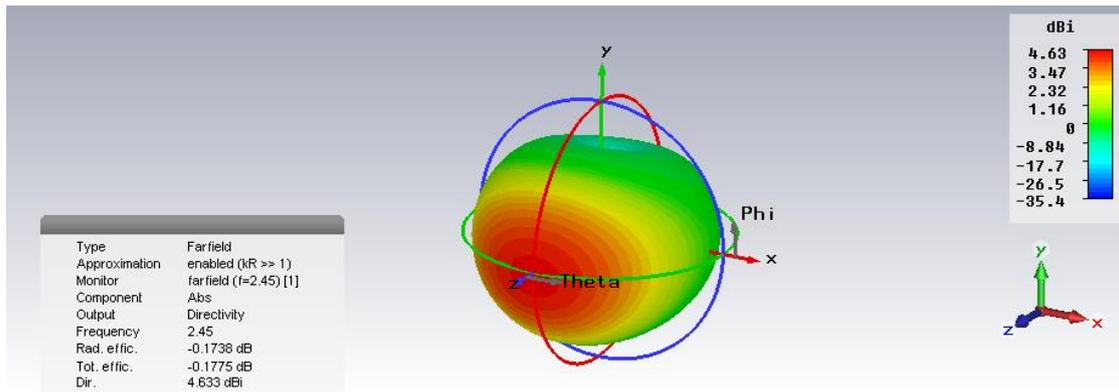
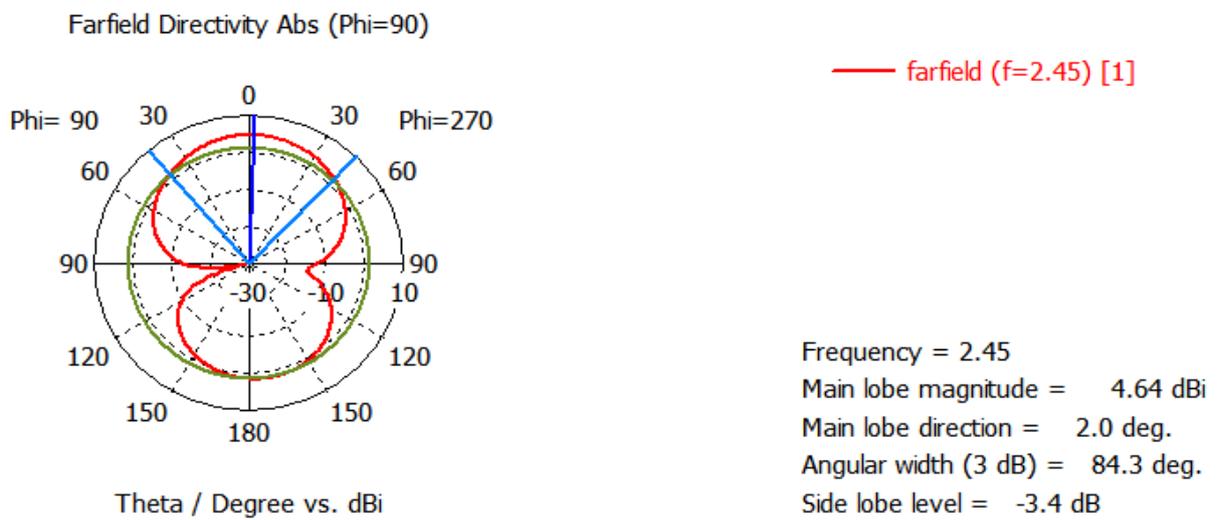
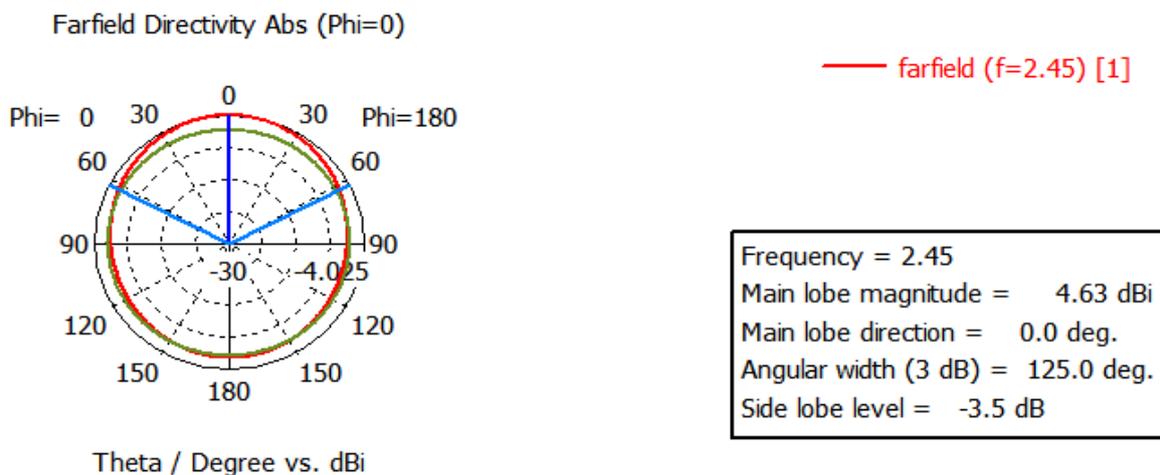


Figure III. 17 Rayonnement de l'antenne patch avec réseau de CSRR en 3D.



(a) Plan E



(b) Plan H

Figure III. 18 Diagramme de rayonnement de l'antenne patch avec CSRR en représentation polaire (a) plan E, (b) plan H.

Nous présentons également dans la **Figure III.19** le rayonnement de l'antenne patch seule en 3D. Les diagrammes de rayonnement en représentation polaire au niveau des deux plans principaux E et H sont illustrés dans la **Figure III.20**.

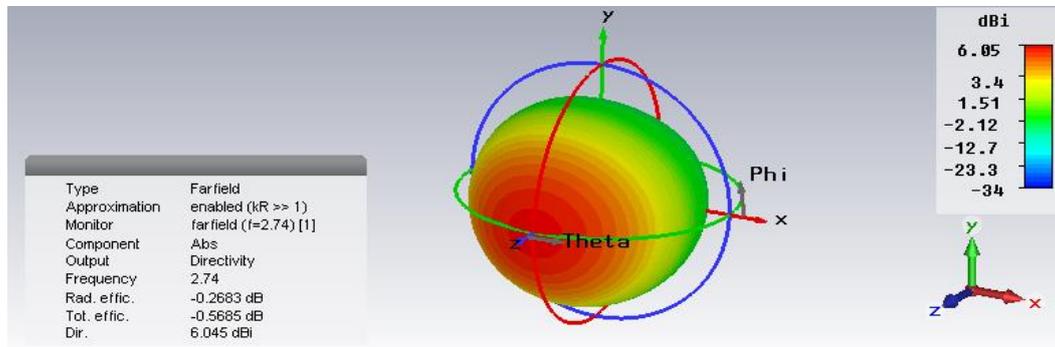


Figure III. 19 Rayonnement de l'antenne patch seule en 3D.

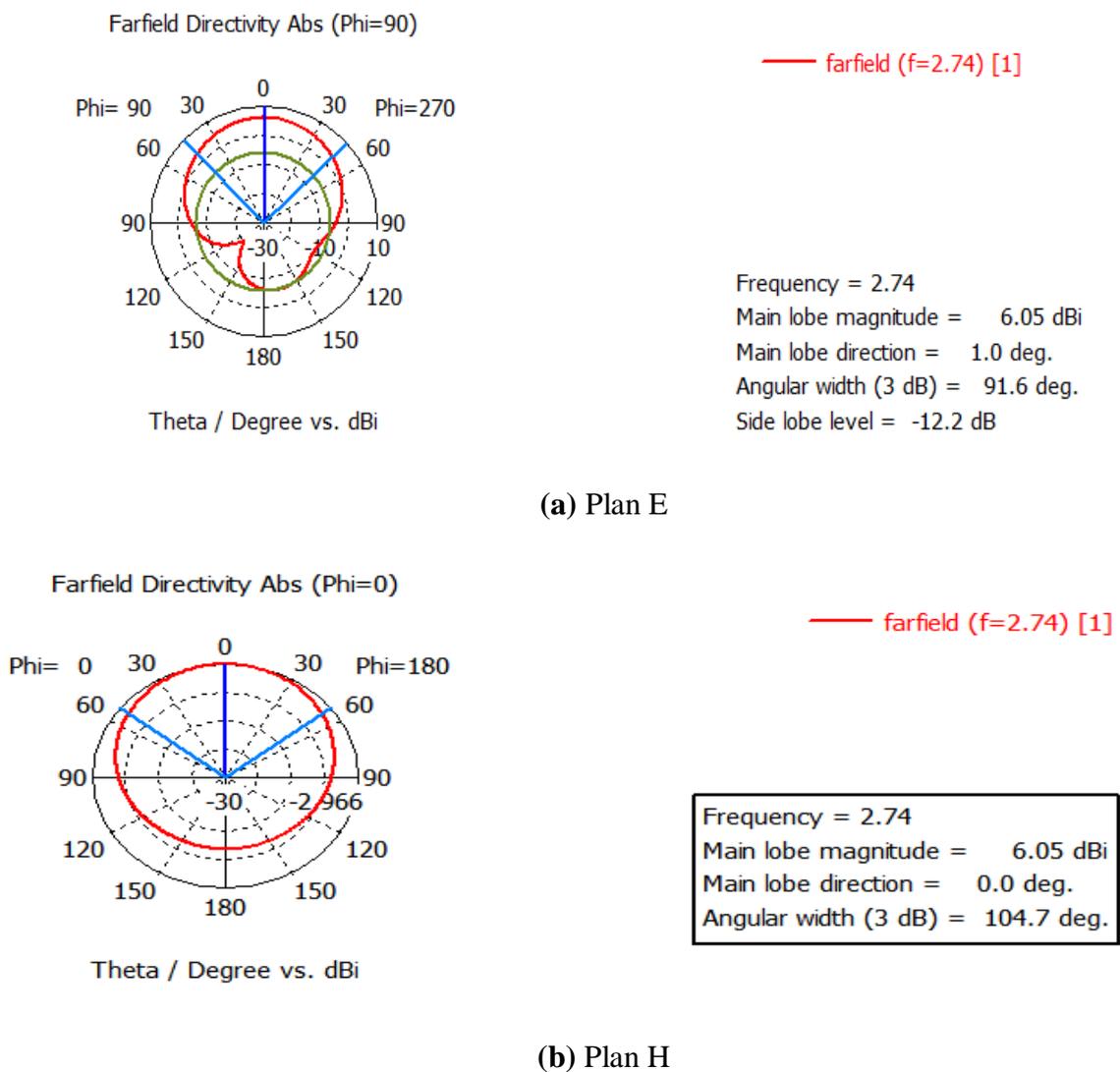


Figure III. 20 Diagrammes de rayonnement de l'antenne patch seule en représentation polaire
 (a) plan E, (b) plan H.

D'après les figures ci-dessus, nous pouvons constater un gain de 4.63 dBi autour la fréquence de 2.45 GHz dans le cas de l'antenne patch chargée par un réseau de résonateurs CSRR. Dans le cas de l'antenne seule, le gain est de 6.05 dBi autour la fréquence 2.74 GHz. Cette réduction du gain s'explique par le fait que l'antenne ait été miniaturisée par la présence de métamatériaux. Cependant, le gain de l'antenne résultante reste très intéressant.

L'étude de cette structure nous permet de conclure que l'utilisation de métamatériaux sous forme de réseau de cellules CSRR inséré dans le plan de masse a mené vers une amélioration des performances d'une antenne patch conventionnelle. En premier lieu, nous avons constaté un décalage de la fréquence de résonance du patch conventionnel qui était de 2.78 GHz vers une fréquence plus petite (soit 2.45 GHz) en présence des cellules CSRR. Ce résultat implique que l'antenne est de taille plus réduite par rapport à sa nouvelle fréquence de fonctionnement. En second lieu, nous avons réussi à améliorer l'adaptation d'impédance ainsi que le gain de l'antenne et sa bande passante. L'étude paramétrique concernant les dimensions d'une cellule CSRR a montré l'influence de chaque paramètre sur la résonance du premier mode fondamental. Les résultats que nous avons obtenus par simulation sous le logiciel CST-MWS sont très comparables avec ceux de l'article.

III.3.2 Conception d'antenne microruban à basée de métamatériau à perméabilité négative pour les applications WLAN

La deuxième antenne que nous proposons, est une antenne microruban de forme rectangulaire dont le plan de masse sera chargé par une cellule de résonateurs à anneaux fendus complémentaires CSRR, inspirée par l'article [3]. Le but de cette étude est de déterminer l'impact de différentes formes géométriques de cellules CSRR (circulaire, carrée et hexagonale) sur les performances de l'antenne patch en termes de miniaturisation, de gain, de bande passante et d'efficacité de rayonnement. L'étude sera menée sur une gamme de fréquence allant de 1 à 4 GHz.

III.3.2.1 Conception de la structure initiale

Nous nous intéressons tout d'abord à la structure initiale, sans la présence de la cellule CSRR. Il s'agit d'une antenne patch rectangulaire déposée sur un substrat diélectrique de type FR-4, d'épaisseur 0.8mm, ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$. Les dimensions du plan de masse et celles du patch sont $80 \times 60mm^2$ et $40 \times 29mm^2$ respectivement. L'antenne est ali-

mentée par une ligne microruban décalée avec la présence d'encoches, afin d'assurer au mieux l'adaptation d'impédance [3]. Les dimensions de cette ligne ont été optimisées afin de l'adapter à un port d'alimentation à 50Ω à la fréquence désirée qui est de 2.45 GHz, pour servir le standard WLAN. La géométrie de l'antenne est illustrée par la **Figure III.21**.

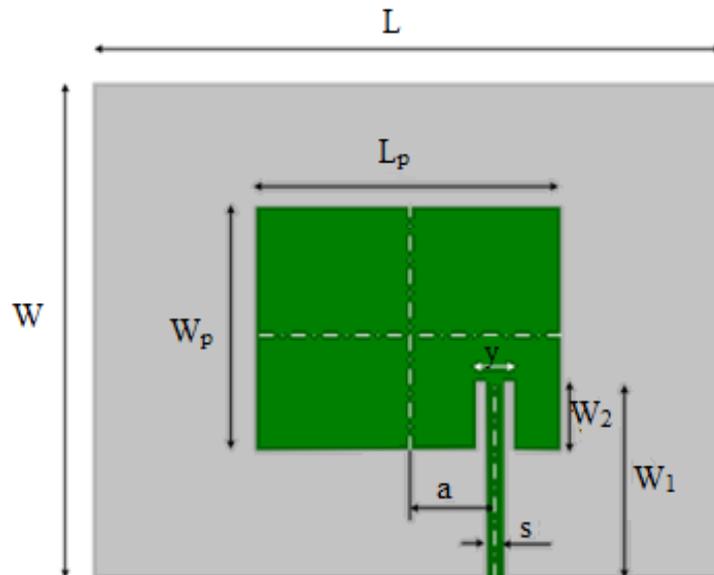


Figure III. 21 Géométrie de l'antenne patch initiale [3].

Les paramètres géométriques sont regroupés dans le tableau suivant :

Paramètres	Dimensions (mm)
L	80
W	60
L_p	40
W_p	29
W_1	23.06
W_2	7.78
a	8
y	4
s	2

Tableau III. 4 Les paramètres géométriques de l'antenne normale [3].

La variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de cette antenne, obtenue par simulation sous CST est illustrée dans la **Figure III.22**.

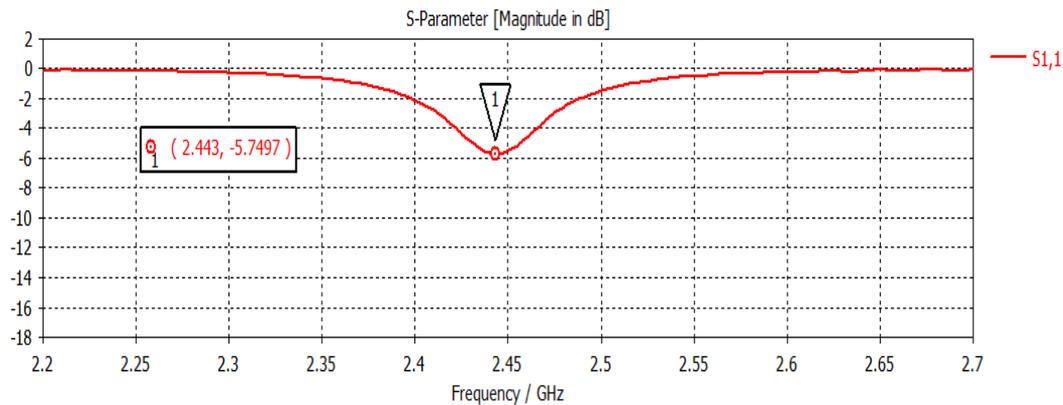
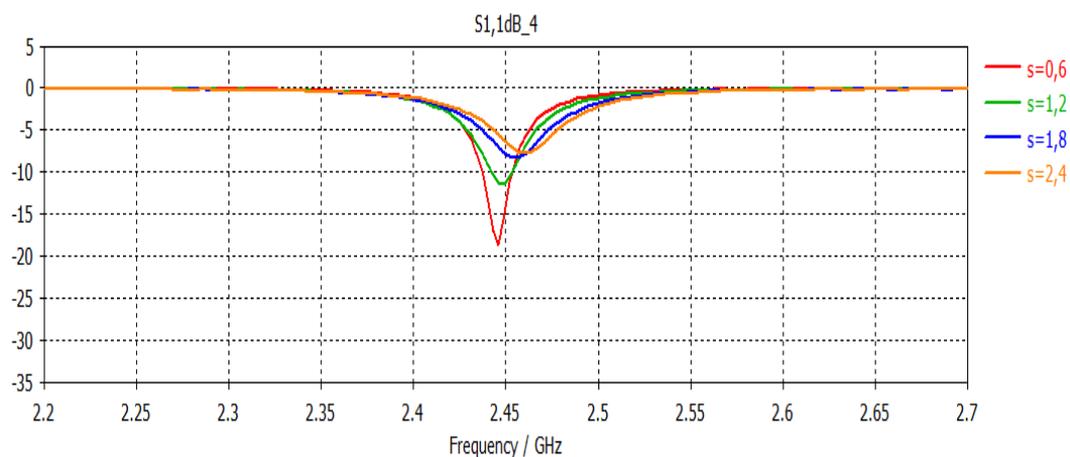


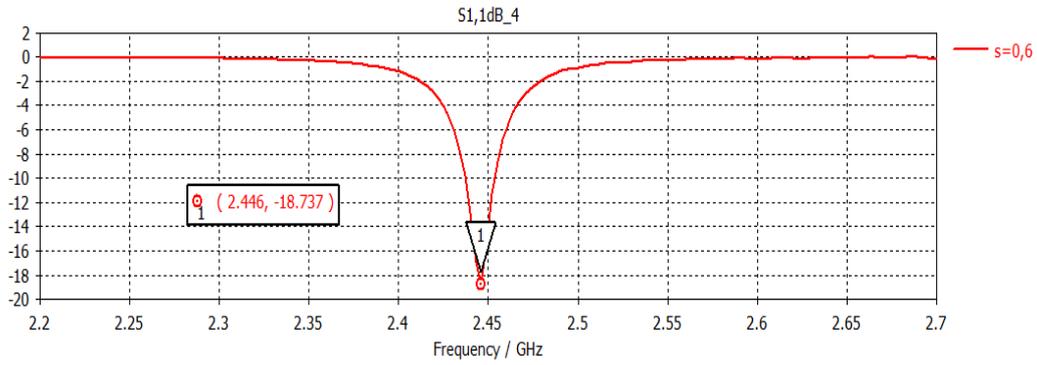
Figure III. 22 Coefficient de réflexion de l'antenne initiale sans cellule CSRR.

Nous remarquons la présence d'une résonance à 2.44 GHz avec un niveau du paramètre S₁₁ peu satisfaisant, de -5.74 dB seulement. De ce fait, nous allons modifier les paramètres de la ligne d'alimentation à savoir les paramètres y et s pour améliorer l'adaptation d'impédance.

En premier lieu, nous fixons le décalage de la ligne d'alimentation par rapport au centre de l'antenne a à 10mm. Une étude paramétrique sur la largeur de la ligne s variant entre 0.6 mm et 2.4 mm avec un pas de 0.6 mm est effectuée. Les résultats sont représentés par la **Figure III.23**.



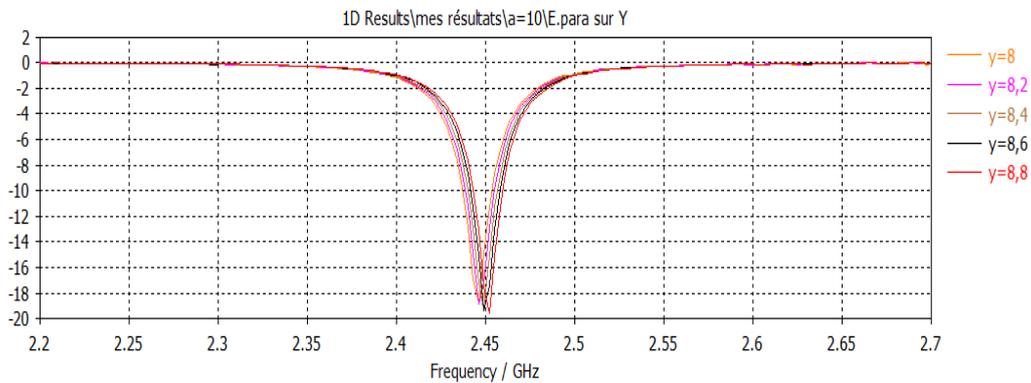
(a)



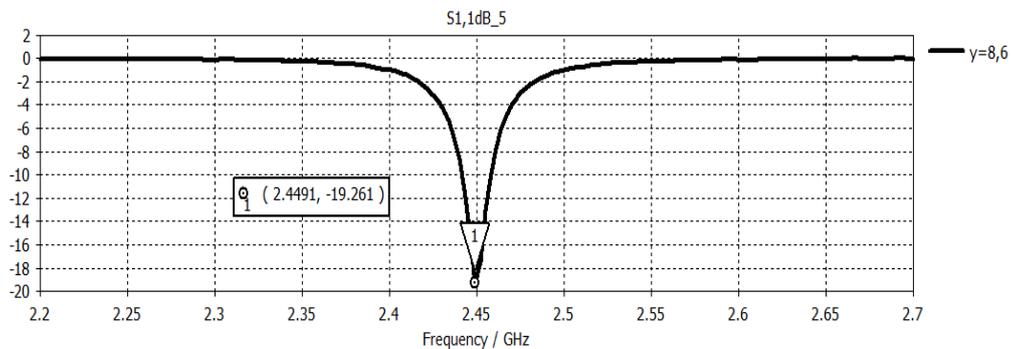
(b)

Figure III. 23 (a) Etude paramétrique pour différentes valeurs de s (b) Meilleur résultat obtenu.

Une meilleure adaptation d'impédance est réalisée pour la valeur de $s = 0.6$ mm avec un niveau du coefficient de réflexion de -18.7 dB à la fréquence 2.44 GHz. Par la suite, nous allons considérer plusieurs valeurs du paramètre y, les résultats simulés sont illustrés dans la Figure III.24.



(a)



(b)

Figure III. 24 (a) Etude paramétrique sur la dimension y (b) Meilleur résultat obtenu.

Après les modifications apportées aux paramètres de la ligne d'alimentation, une bonne adaptation de -19.26 dB autour la fréquence de résonance 2.45 GHz.

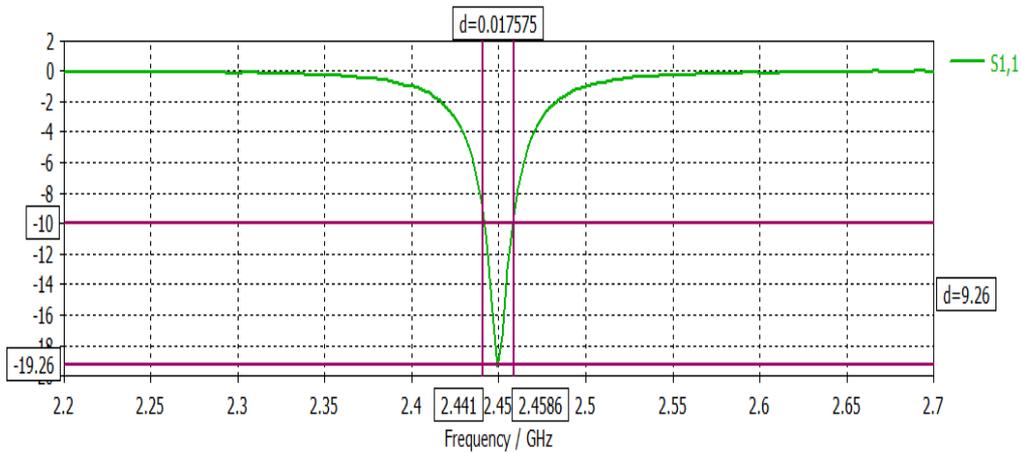


Figure III. 25 la bande passante d'antenne patch normale.

D'après la Figure III.25, nous constatons une bande passante très étroite de 17.5MHz, soit de 0.71% seulement.

Le rayonnement à trois dimensions de cette antenne est représenté dans la Figure III.26. Le diagramme de rayonnement en représentation polaire sur le plan $\phi = 90^\circ$ est illustré dans la Figure III.27. Un gain maximal de 7.22 dB est réalisé avec l'antenne sans présence de cellule CSRR.

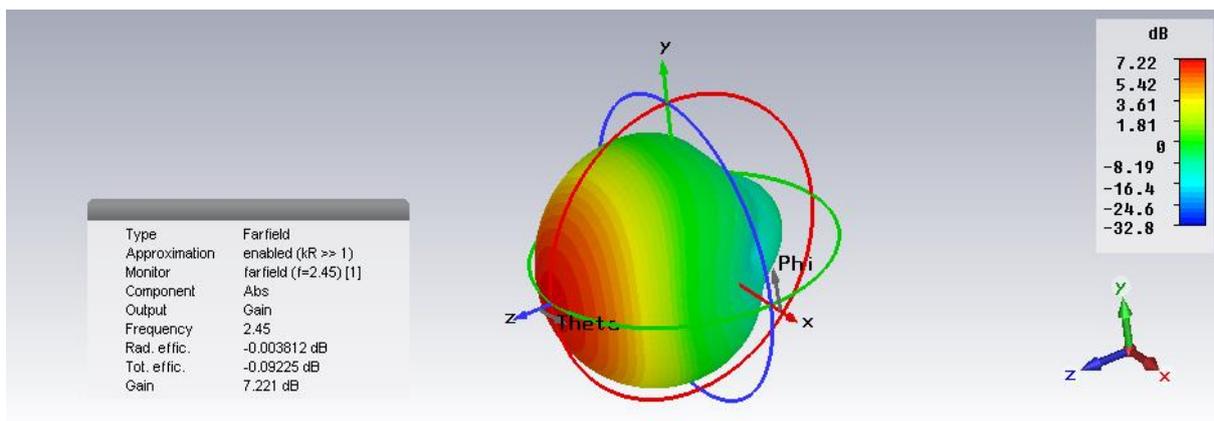


Figure III. 26 Le rayonnement 3D de l'antenne patch initiale sans résonateur CSRR.

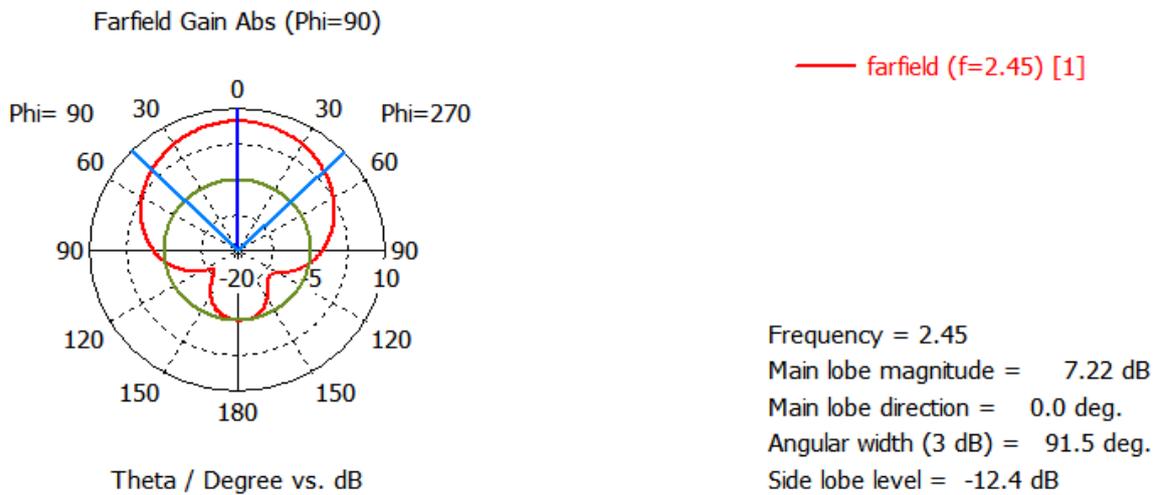


Figure III. 27 Diagramme de rayonnement de l'antenne patch initiale en représentation polaire.

Avant d'implémenter des cellules CSRR au niveau du plan de masse, nous proposons dans le prochain paragraphe de faire la simulation sous CST de trois types de cellules CSRR de formes circulaire, carrée et hexagonale. La récupération des paramètres de la matrice de répartition S de ces cellules, plus précisément le coefficient de réflexion S_{11} et celui de la transmission S_{21} , nous permettra de calculer les caractéristiques électromagnétiques du métamatériau, en particulier sa perméabilité selon l'approche de Smith, comme il a établi lors du second chapitre.

III.3.2.2 Simulation de cellules unités des métamatériaux

Lors de la simulation, certaines conditions aux limites doivent être imposées au volume délimitant la zone dans laquelle la résolution du problème électromagnétique est effectuée. Les plans perpendiculaires à la direction du champ électrique sont considérés comme des plans électriques parfaits (PEC). Les deux plans perpendiculaires au champ magnétique sont considérés comme étant des plans magnétiques parfaits (PMC). Les deux ports d'alimentation sont placés sur les deux plans restants, de façon à ce qu'ils soient perpendiculaires à la direction de propagation [4].

Pour faire la simulation des ces cellules, nous allons prendre un substrat diélectrique de type FR-4 de dimensions $15 \times 15 \text{ mm}^2$. Nous pouvons tracer la variation de la perméabilité en fonction de la fréquence à l'aide d'une programmation Matlab à partir des paramètres S_{11} et S_{21} .

La **Figure III.28 (a)** représente une cellule CSRR de forme circulaire. Le diamètre extérieur du résonateur est de 13 mm . La largeur du ruban est de 1 mm et l'espace entre les deux résonateurs est de 1 mm . La **Figure III.28 (b)** représente les coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} calculés numériquement par simulation de la cellule sous CST.

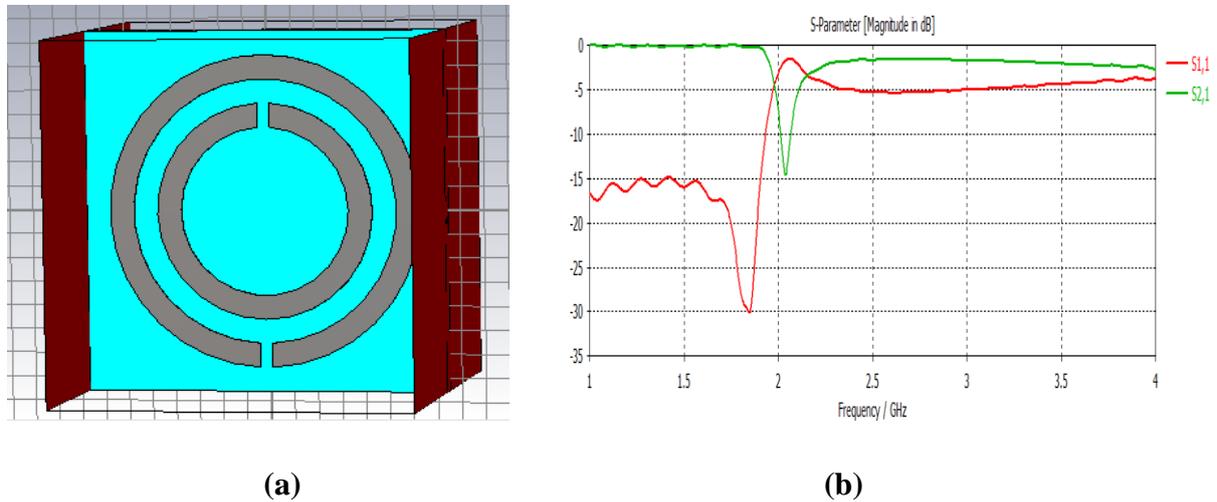


Figure III. 28 (a) Cellule unité format circulaire **(b)** Coefficients de réflexion et de transmission obtenus par simulation.

A partir de cette étude, une évaluation de la perméabilité peut être réalisée. La variation de cette dernière en fonction de la fréquence est illustrée par la **Figure III.29**. Nous constatons l'inversion du signe entre 2.3 GHz et 2.5 GHz .

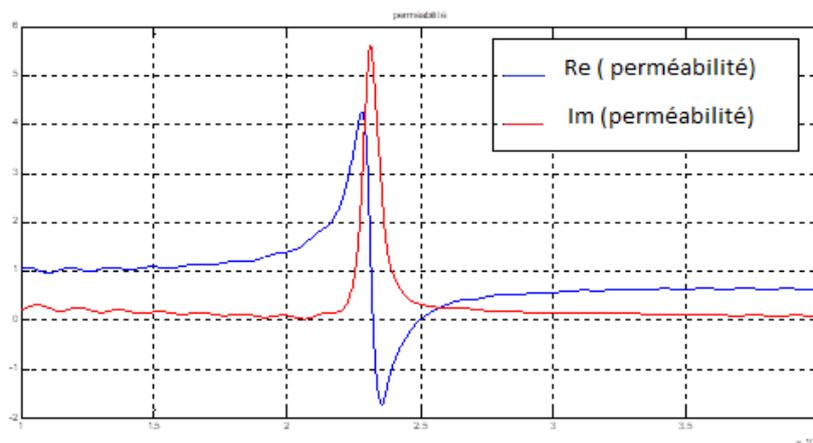


Figure III. 29 La variation de la perméabilité d'une cellule CSRR de forme circulaire.

Nous allons procéder de la même manière avec une cellule CSRR de forme carrée. La dimension du résonateur externe est $L_c = 10.6\text{mm}$. Largeur du ruban 1mm et espace entre résonateurs 1mm . La **Figure III.30 (a)** montre la cellule CSRR de forme carrée conçue sous CST et la **Figure III.30 (b)** illustre les coefficients de la matrice S obtenus lors de la simulation.

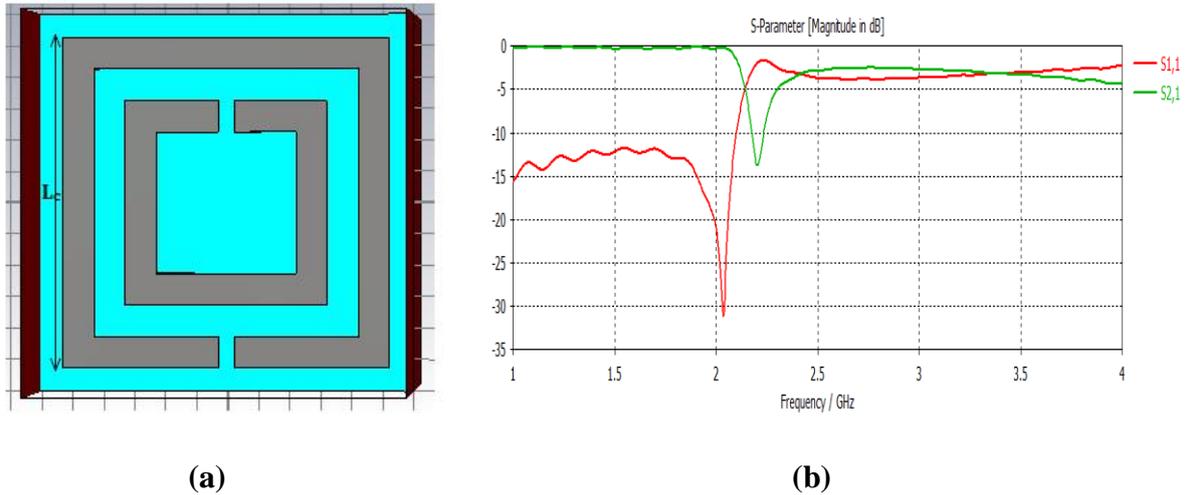


Figure III. 30 (a) Cellule unité de forme carrée (b) Coefficients de la matrice de répartition S de la cellule obtenus par simulation.

La variation la perméabilité en fonction de la fréquence est illustrée par la **Figure III.31**. Nous constatons une perméabilité de signe négatif entre 2.25 GHz et 2.5 GHz.

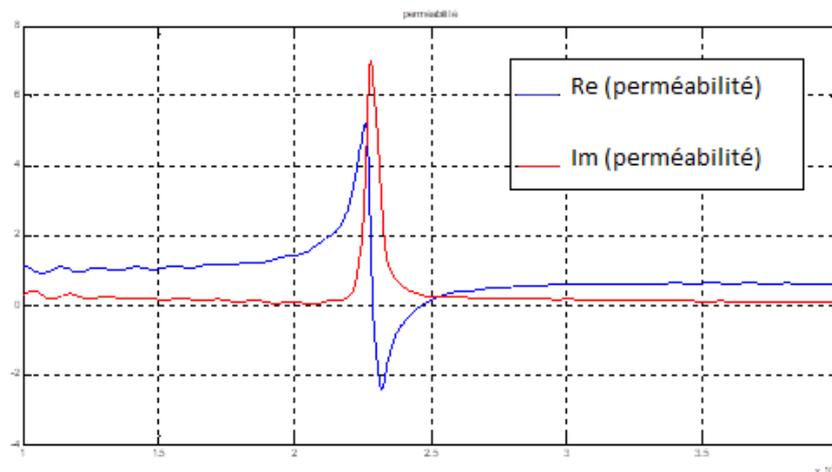


Figure III. 31 La variation de la perméabilité d'une cellule CSRR format carrée.

Nous allons terminer de la même manière avec une cellule CSRR de forme hexagonale qui a une longueur $L_h = 13\text{mm}$. Nous allons la même largeur ruban et même espacement entre résonateurs, 1mm . La **Figure III.32 (a)** montre la cellule CSRR de forme hexagonale conçue sous CST et la **Figure III.32 (b)** illustre les coefficients de réflexion et de transmission calculés lors de la simulation.

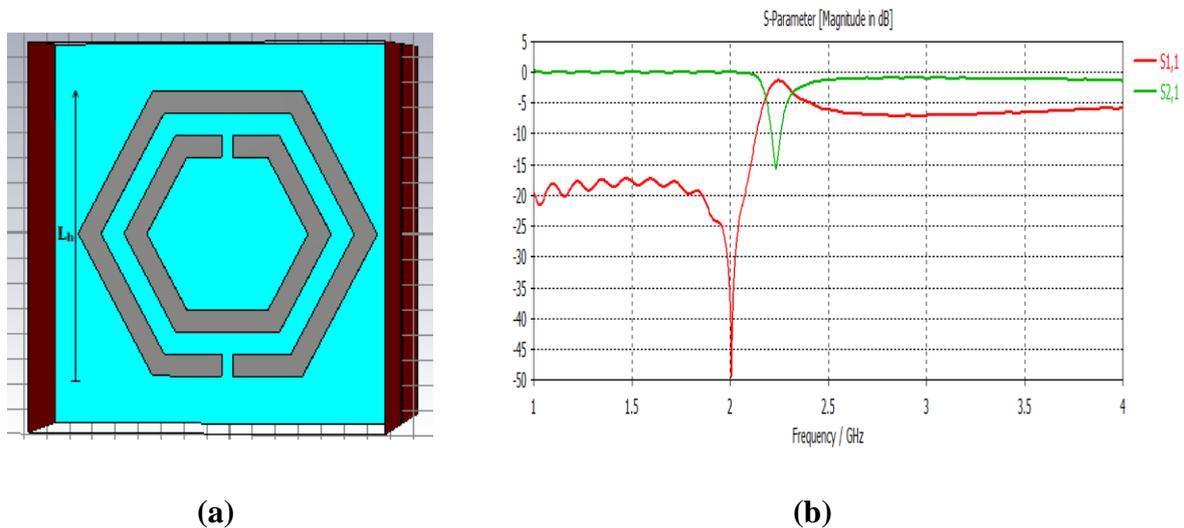


Figure III. 32 (a) Cellule unité de forme hexagonale **(b)** Coefficients de la matrice de répartition S de la cellule obtenus par simulation.

Les résultats obtenus nous ont permis de tracer la variation de la perméabilité du milieu en fonction de la fréquence, telle que le montre la **Figure III.33**. Une perméabilité de signe négatif est obtenue entre 2.2 GHz et 2.4 GHz.

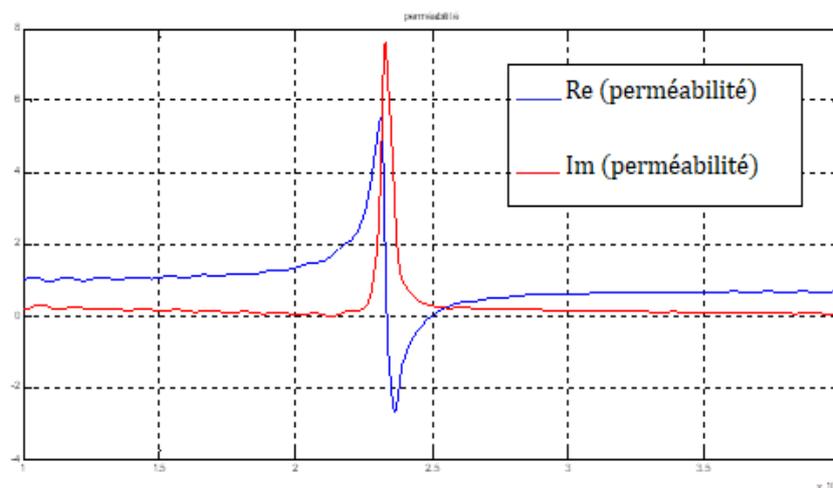


Figure III. 33 La variation de la perméabilité d'une cellule CSRR format hexagonal.

Dans ce qui va suivre, nous allons insérer au niveau du plan de masse de la structure antennaire initiale les trois cellules CSRR précédentes sous forme de fente. Afin de maintenir une fréquence de fonctionnement à 2.45 GHz, les dimensions de l'antenne seront inévitablement réduites.

III.3.2.3 Conception de l'antenne miniature avec différentes formes de cellules CSRR

Les nouvelles dimensions du plan de masse et de l'antenne patch sont de $39 \text{ mm} \times 28 \text{ mm}$ et $18,6 \text{ mm} \times 14 \text{ mm}$, respectivement. Il convient de noter que la surface de la structure et la surface totale de l'antenne à base de métamatériaux MTM sont approximativement 77 % plus petites que celles de l'antenne initiale [3]. La **Figure III.34** illustre les dimensions de l'antenne miniature.

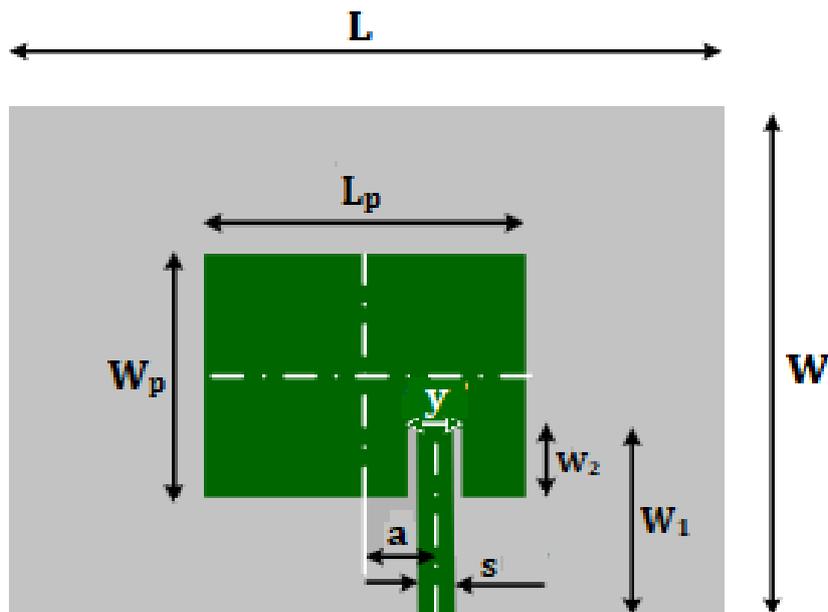


Figure III. 34 Géométrie de l'antenne miniature MTM rectangulaire [3].

Les paramètres géométriques sont regroupés dans le **Tableau III.5** suivant :

Paramètres	Dimensions (mm)
L	39
W	28
L_p	18.6
W_p	14
W_1	11
W_2	4
a	4
s	1.7
y	2.7

Tableau III. 5 Les paramètres géométriques de l'antenne miniature [3].

Nous allons commencer par insérer la cellule CSRR circulaire représentée par la **Figure III.35**.

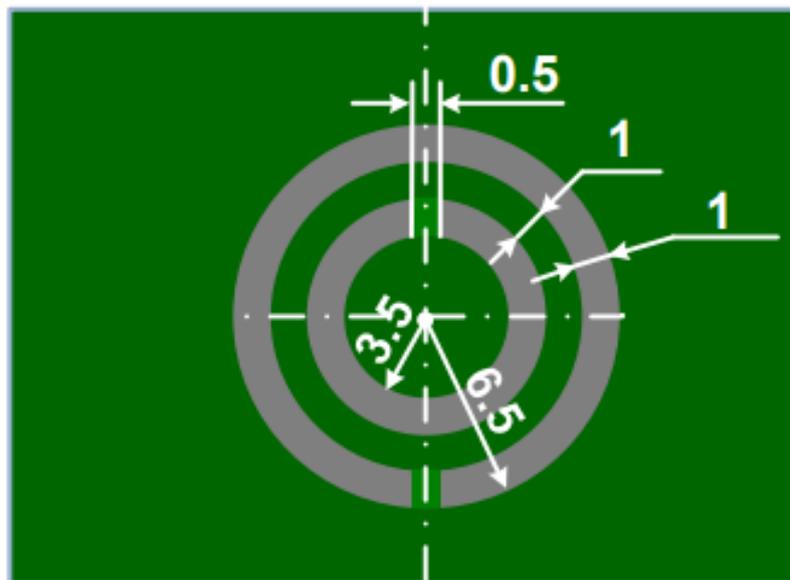


Figure III. 35 Géométrie de l'antenne patch MTM chargée avec CSRR circulaire [3].

Le résultat de la simulation du coefficient de réflexion de l'antenne patch MTM avec une cellule CSRR circulaire est représenté par la **Figure III.36** ci-dessous.

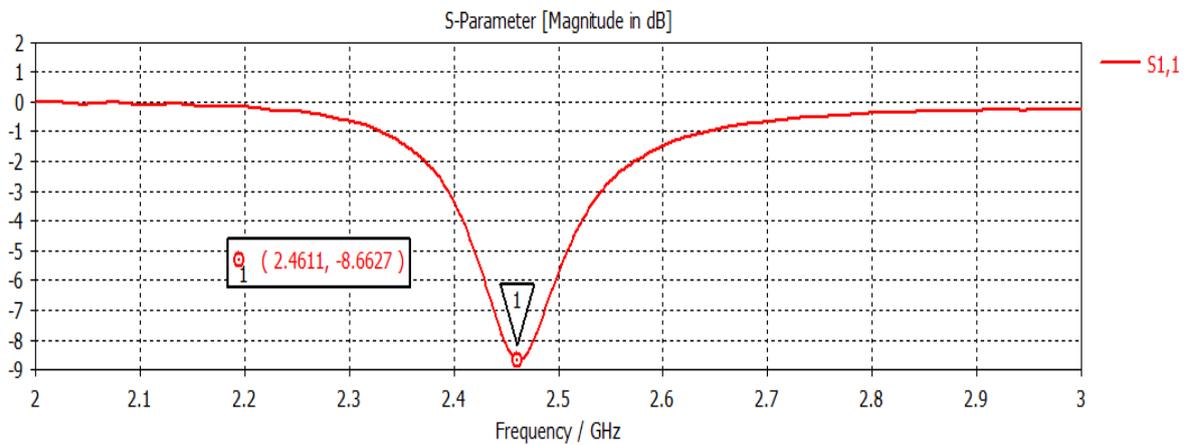
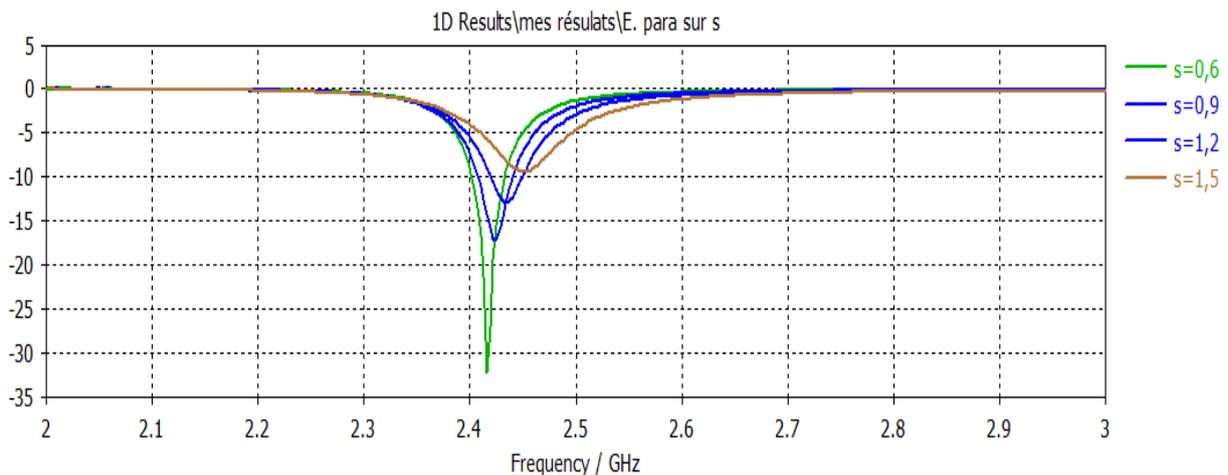


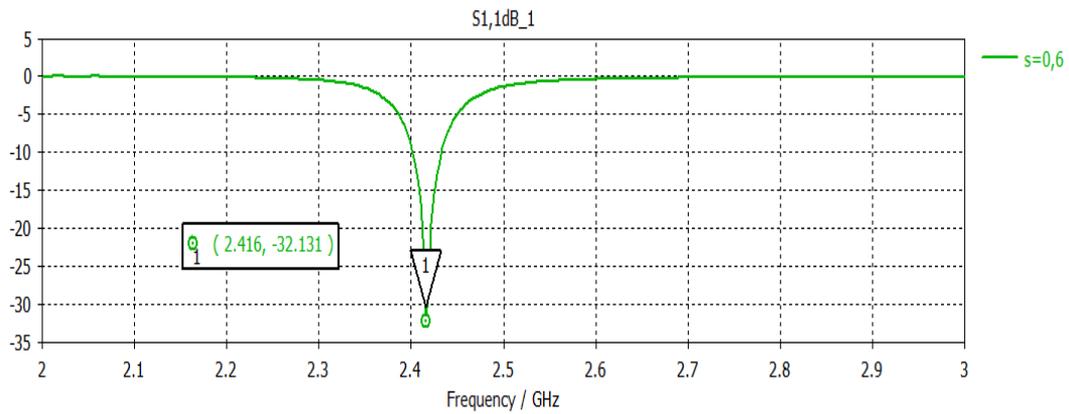
Figure III. 36 Coefficient de réflexion de l'antenne MTM chargé par une cellule CSRR circulaire.

Une résonance à la fréquence 2.46 GHz est obtenue avec une faible adaptation de -8.66 dB seulement, comme le montre la **Figure III.36**. Pour avoir une résonance avec une meilleure adaptation, nous entamons une étude paramétrique sur les paramètres de la ligne s et y .

La **Figure III.37** illustre le paramètre S_{11} pour différentes valeurs de s . Nous constatons que la valeur $s=0.6mm$ nous offre la meilleure adaptation d'impédance à la fréquence 2.41GHz.



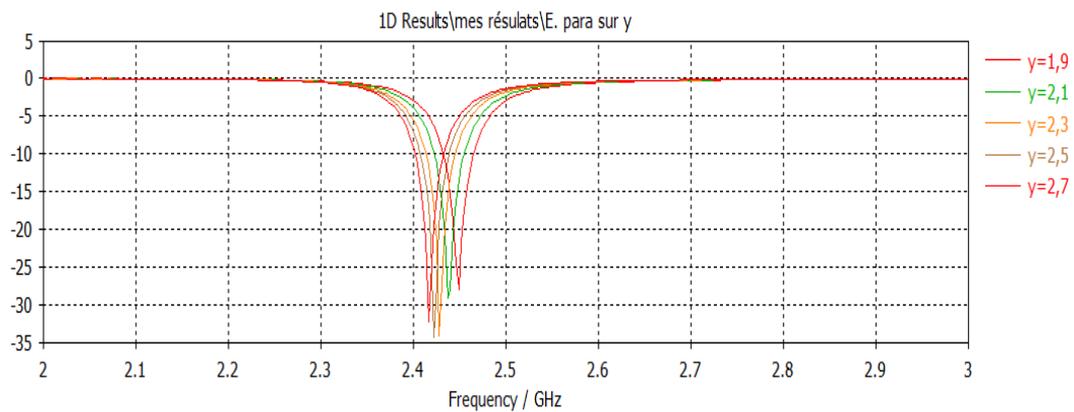
(a)



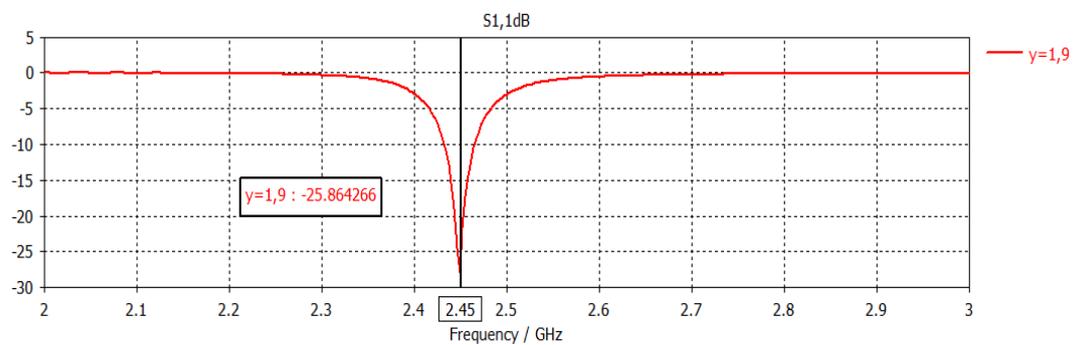
(b)

Figure III. 37 (a) Etude paramétrique sur le paramètre s (b) meilleur résultat.

D'après l'étude paramétrique sur le paramètre y, illustrée par la Figure III.38, nous constatons que la valeur $y = 1.9 \text{ mm}$ est le meilleur compromis pour avoir une bonne adaptation de -25.86 dB autour de la fréquence de résonance 2.45 GHz (Figure III.38 (b)).



(a)



(b)

Figure III. 38 (a) Etude paramétrique sur y (b) meilleure adaptation.

La bande passante autour de la résonance est de 33.5 MHz (soit 1.38%) telle qu'on peut le voir dans la **Figure III.39**. Bien que pas très élevée, cette bande passante reste meilleure en comparaison avec celle de l'antenne initiale (0.71%) et justifiée du fait qu'il s'agisse d'une antenne miniature.

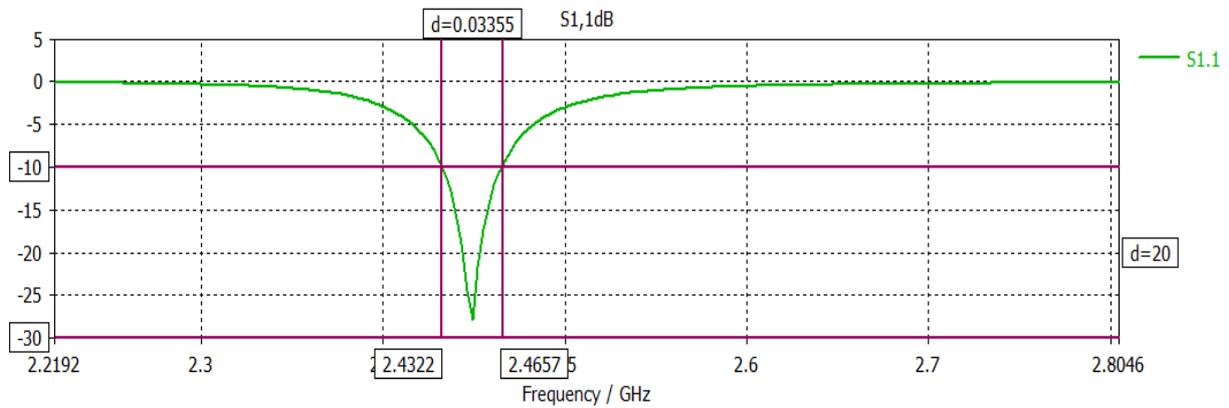


Figure III. 39 La bande passante d'antenne MTM chargée avec un CSRR circulaire obtenue par simulation.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne patch MTM avec un CSRR circulaire en 3D et en représentation polaire sur les deux plans E et H sont illustrés par la **Figure III.40** et la **Figure III.41** respectivement.

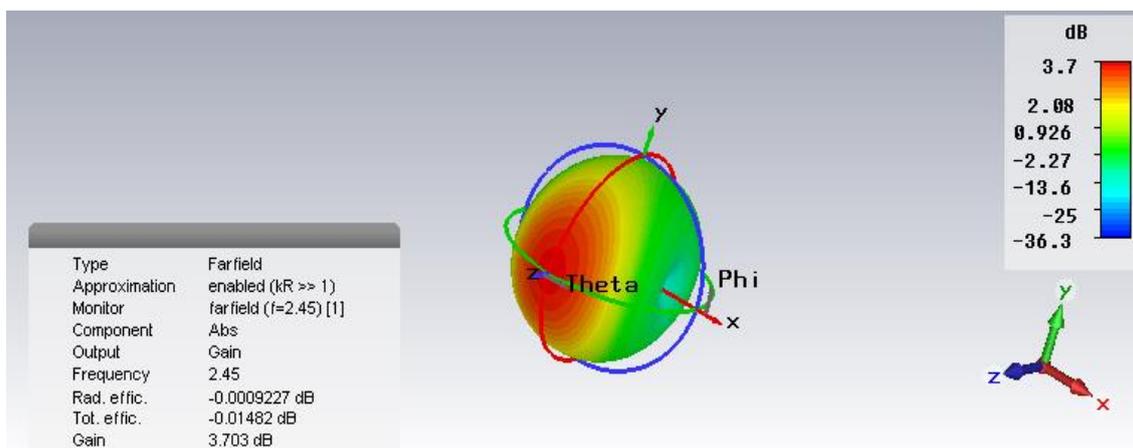
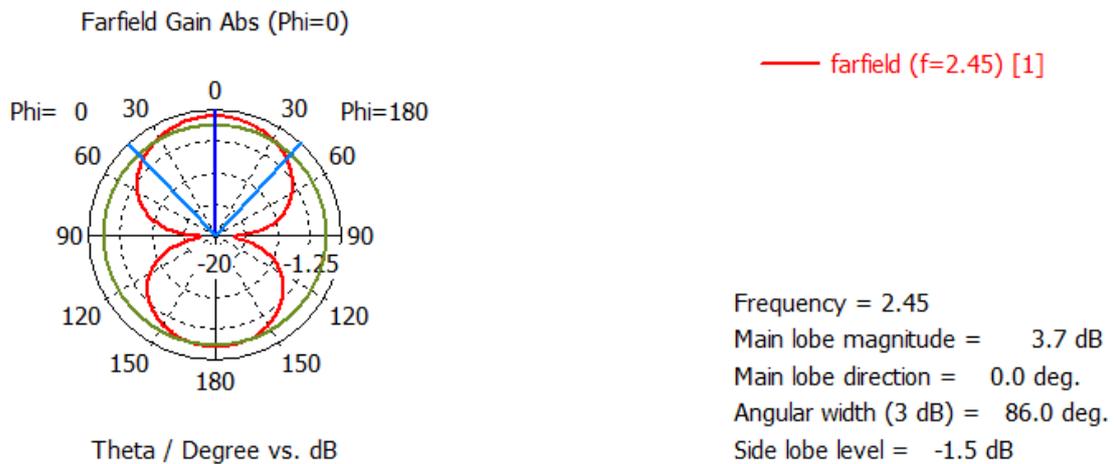
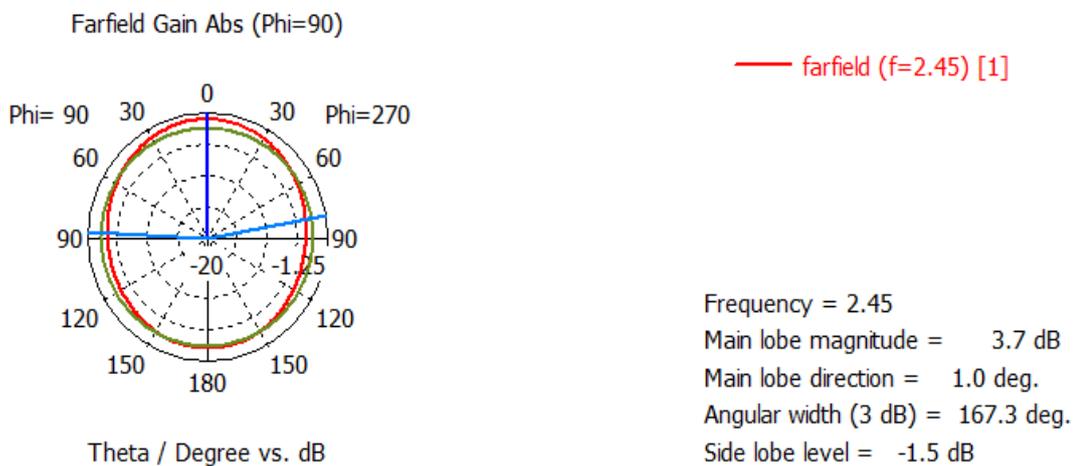


Figure III. 40 l'efficacité de rayonnement d'antenne patch MTM chargée avec CSRR circulaire.



(a) Plan E



(b) Plan H

Figure III. 41 Diagramme de rayonnement de l'antenne patch MTM chargé avec CSRR circulaire en représentation polaire.

En comparaison avec l'antenne initiale, nous remarquons une diminution du gain qui est passé de 7.22 dB à 3.7 dB. Ce résultat est justifié par le fait que les dimensions de l'antenne ont été réduites de façon assez conséquente ce qui réduit inévitablement ses performances, notamment son gain. Cependant les performances de cette antenne nous offre un bon compromis entre taille et caractéristiques de l'antenne.

Nous allons procéder de la même manière avec une cellule CSRR de forme carrée insérée sous forme de fente au niveau du plan de masse, telle que représentée par la **Figure III.42**.

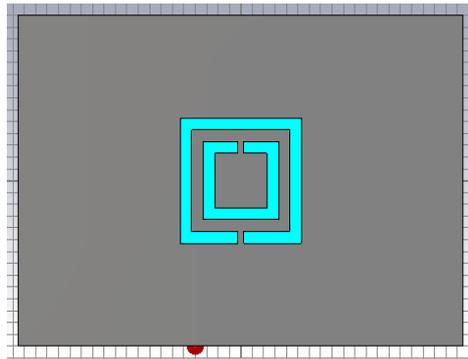


Figure III. 42 Présentation de la cellule CSRR de forme carrée.

La variation fréquentielle du coefficient de réflexion de l'antenne ainsi conçue est représentée par la **Figure III.43**.

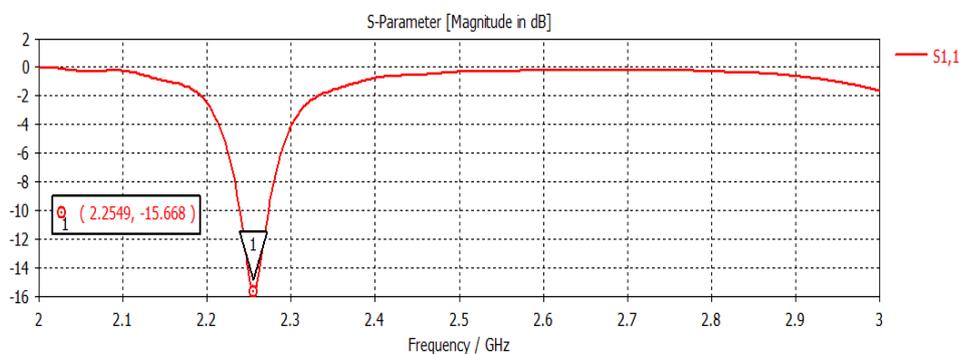


Figure III. 43 Coefficient de réflexion d'antenne MTM chargé avec CSRR carrée.

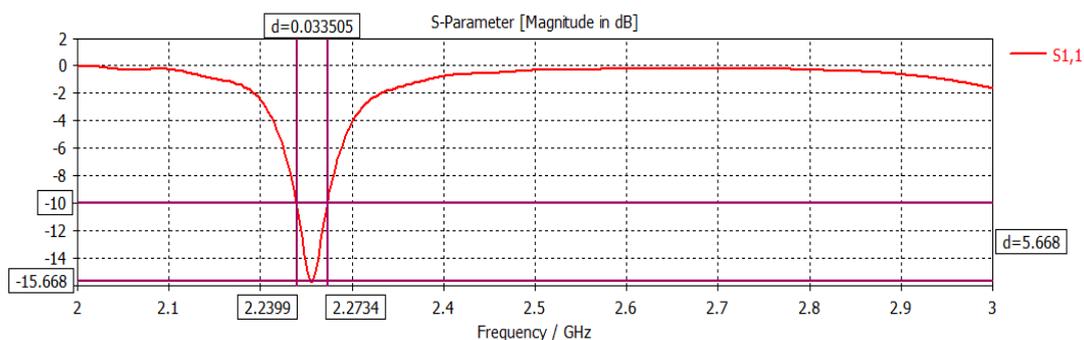
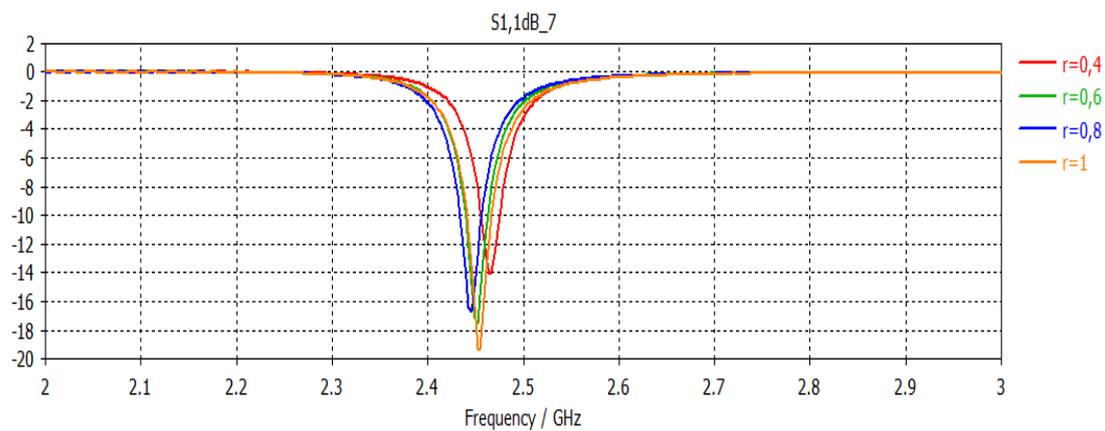
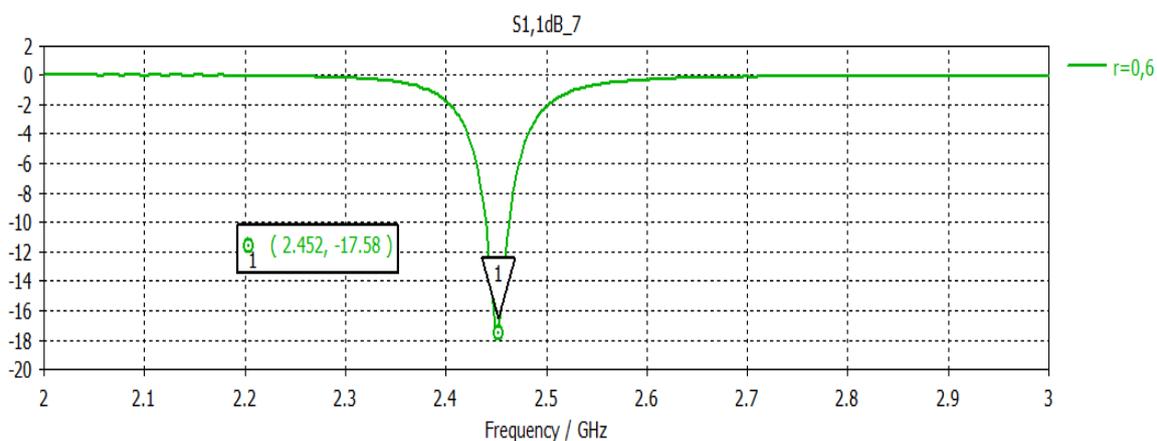


Figure III. 44 La bande passante d'antenne MTM chargé par CSRR carrée.

Nous obtenons une résonance à la fréquence 2.25 GHz avec une adaptation à -15.6 dB et une bande passante de 33.5 MHz (**Figure III.44**). Nous allons apporter des modifications au niveau de la cellule CSRR carré pour avoir une résonance à 2.45 GHz imposée par le cahier de charges défini au départ. Une étude sur les paramètres de la cellule, à savoir, la largeur du ruban r illustrée par la **Figure III.45** et l'espacement entre rubans g illustrée par la **Figure III.46** a été réalisée.

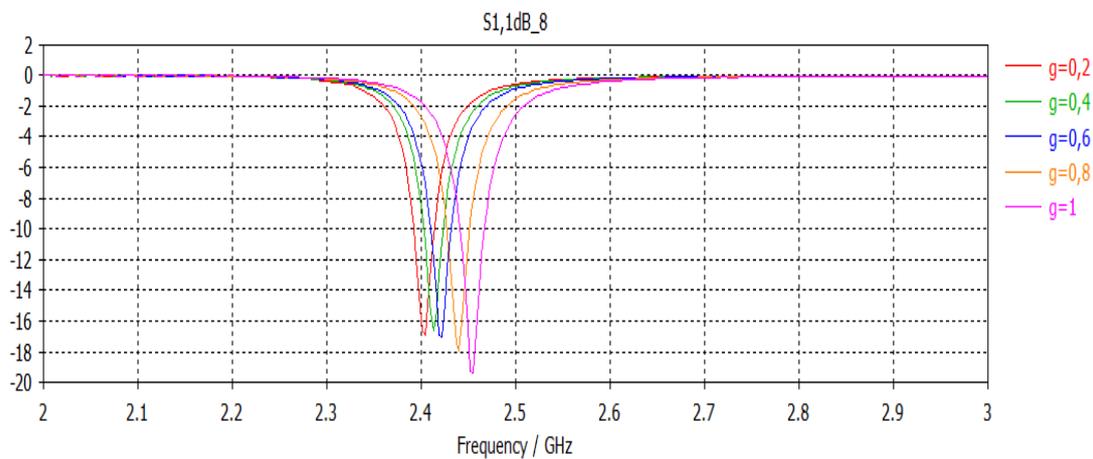


(a)

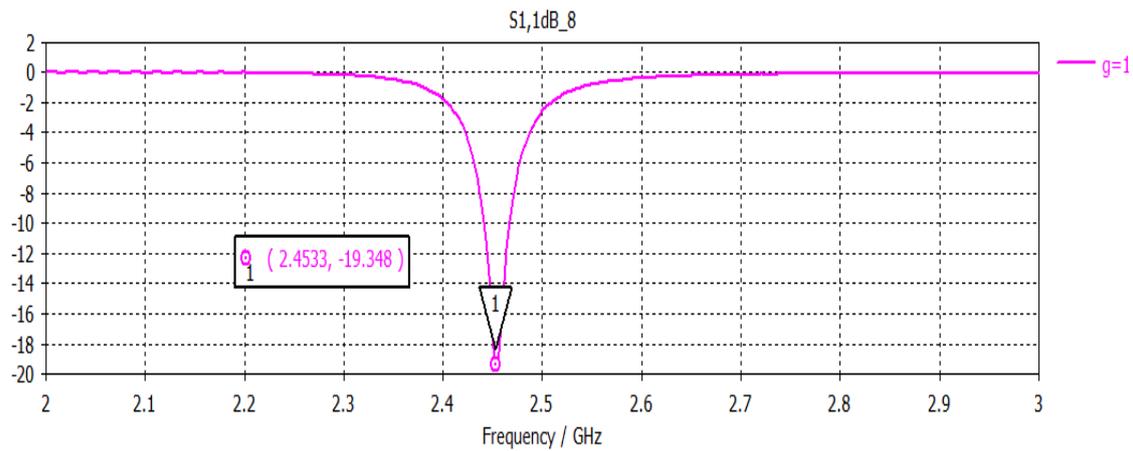


(b)

Figure III. 45 (a) Etude paramétrique sur la largeur de rubans r du CSRR carrée (b) meilleurs résultats.



(a)



(b)

Figure III. 46 (a) Etude paramétrique sur l'espaceur entre ruban g du CSRR carrée (b) meilleure résultats.

D'après ces études paramétriques, nous constatons que les valeurs $r = 0.6\text{mm}$ et $g = 1\text{mm}$ nous ont permis d'obtenir la fréquence de résonance 2.45 GHz avec une meilleure adaptation de -19.34 dB et une bande passante de 36.2 MHz (soit 1.47%) illustrés par les **Figures III.47– 48**.

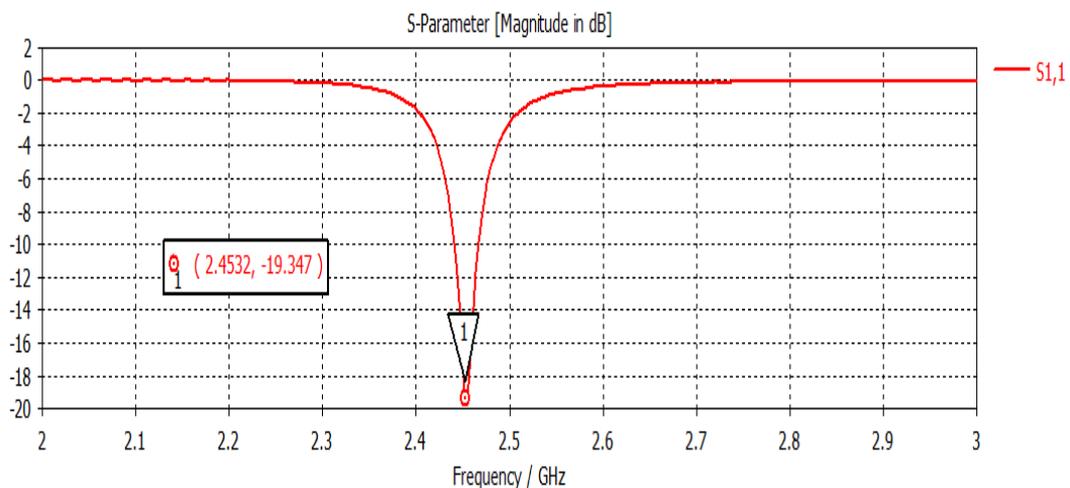


Figure III. 47 Coefficient de réflexion d'antenne MTM chargé par un CSRR carrée obtenue par la simulation.

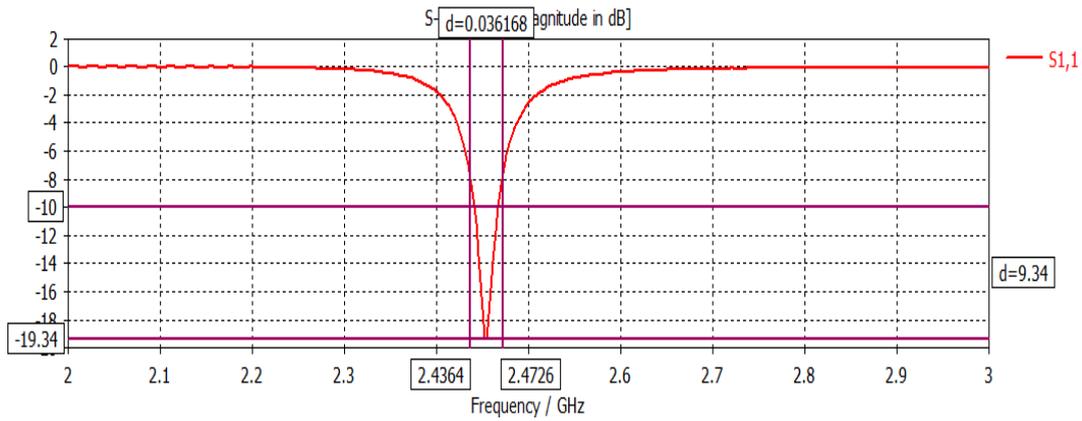


Figure III. 48 La bande passante d'antenne MTM chargé par CSRR carrée obtenue par la simulation.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne patch MTM avec un CSRR carrée en 3D et en représentation polaire sur les deux plans E et H sont illustrés par la **Figure III.49** et la **Figure III.50** respectivement

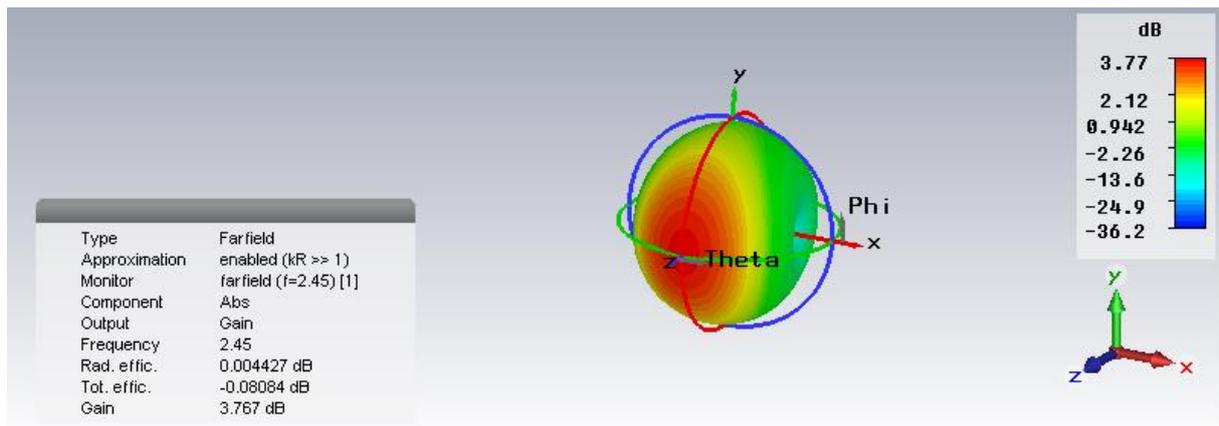
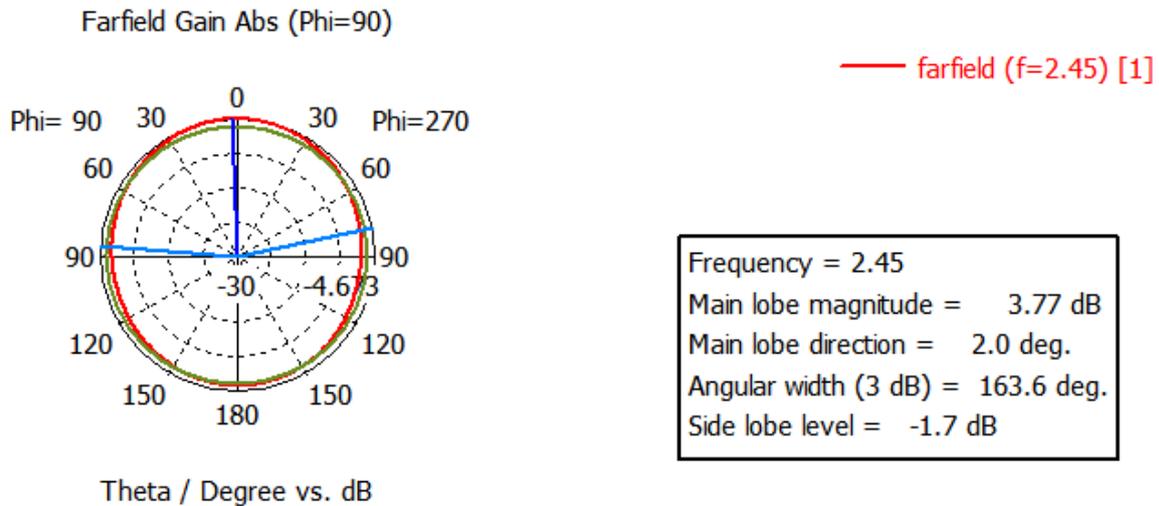


Figure III. 49 l'efficacité de rayonnement d'antenne patch MTM chargé avec CSRR carrée.



(a) Plan E

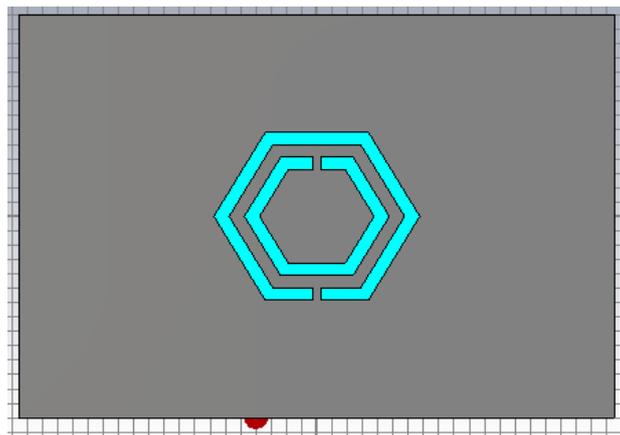


(b) Plan H

Figure III. 50 Diagramme de rayonnement d'antenne patch MTM chargé avec CSRR carrée en représentation polaire.

Là aussi, nous remarquons une diminution du gain, en comparaison avec l'antenne initiale, qui est passé de 7.22 dB à 3.77 dB. Cela dit, ce gain reste très acceptable pour une antenne microruban de petite taille.

Nous terminons cette étude par l'insertion au niveau du plan de masse d'une cellule CSRR de forme hexagonale, représenté par la **Figure III.51**.

**Figure III. 51** Présentation de la cellule CSRR hexagonale.

La variation en fonction de la fréquence du coefficient de réflexion de l'antenne ainsi conçue est représentée par la **Figure III.52**.

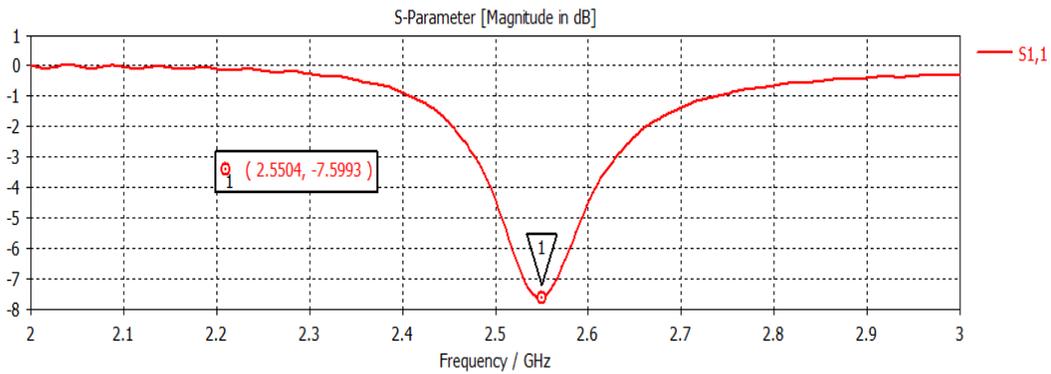
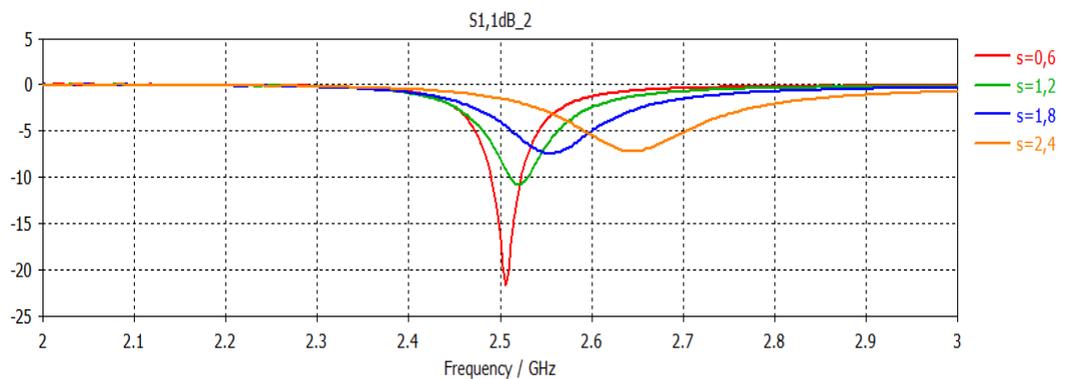
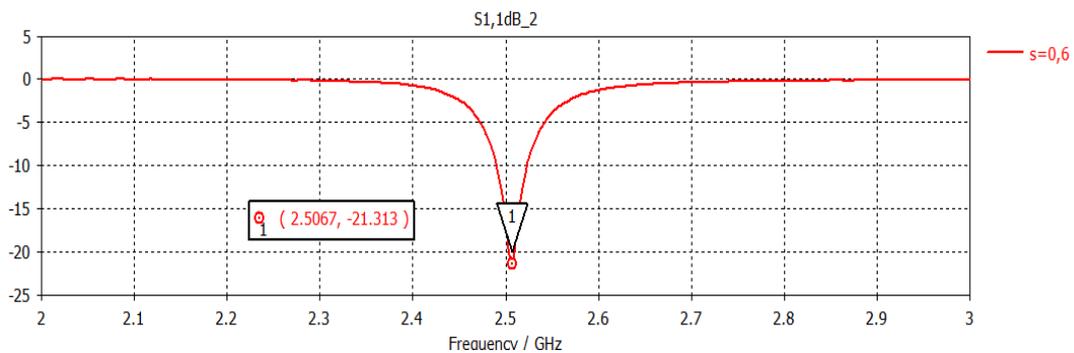


Figure III. 52 Coefficient de réflexion d'antenne MTM chargé avec CSRR hexagonal.

D'après la Figure III.52, nous constatons une fréquence de résonance de 2.55GHz avec un niveau du paramètre S_{11} pas satisfaisant, de -7.59 dB seulement. De ce fait, nous allons apporter des modifications au niveau de la ligne d'alimentation, plus précisément sur les longueurs s et y pour améliorer l'adaptation et au niveau de la structure de la cellule CSRR hexagonale pour obtenir une résonance à 2.45 GHz. Nous commençons par les études sur les paramètres de la ligne s et y , représentées dans les Figures III.53 et III.54 respectivement.

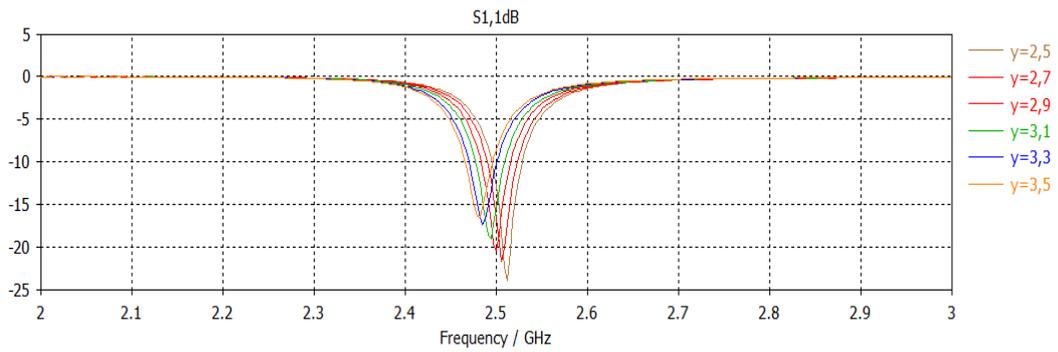


(a)

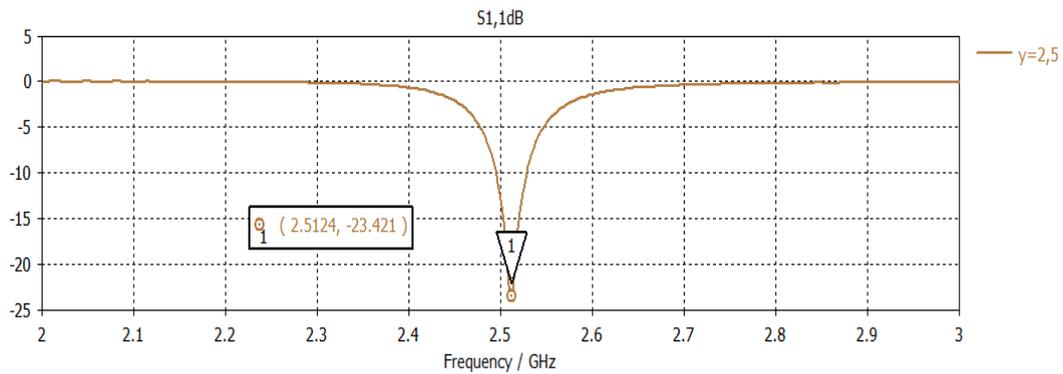


(b)

Figure III. 53 (a) Etude paramétriques sur la petite longueur de ligne s (b) meilleure adaptation.



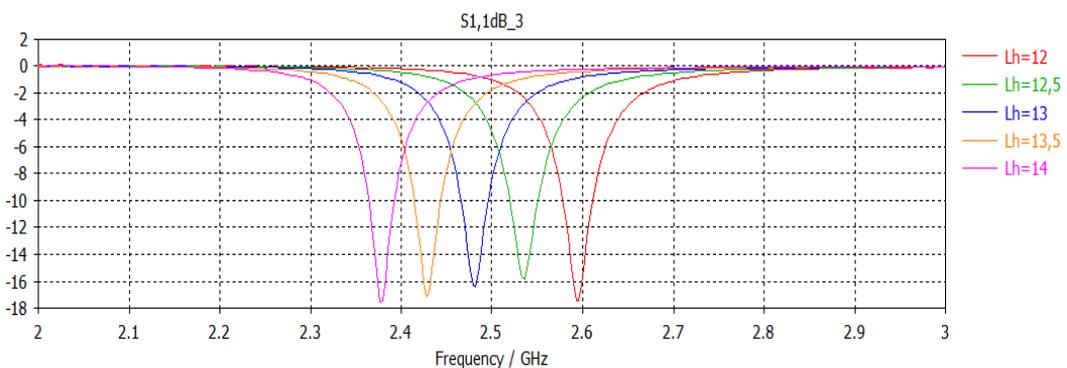
(a)



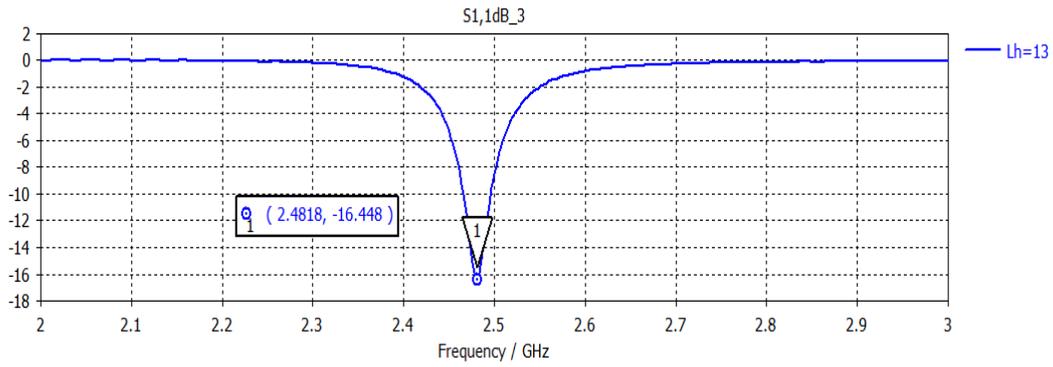
(b)

Figure III. 54 (a) Etude paramétriques sur la longueur de ligne y (b) meilleure adaptation.

D'après ces études paramétriques, nous constatons que les valeurs $s = 0.6\text{mm}$ et $y = 2.5\text{mm}$ nous arrivons à avoir un meilleur niveau du paramètre S_{11} . Cependant la fréquence de résonance est autour de 2.5 GHz. Pour réajuster cette fréquence, des études paramétriques sur la longueur de la cellule CSRR hexagonale L_h , la largeur du ruban r et l'espacement entre rubans g ont été effectuées. Les résultats obtenus par simulation sont illustrés dans les **Figures III.55 –56-57** respectivement.

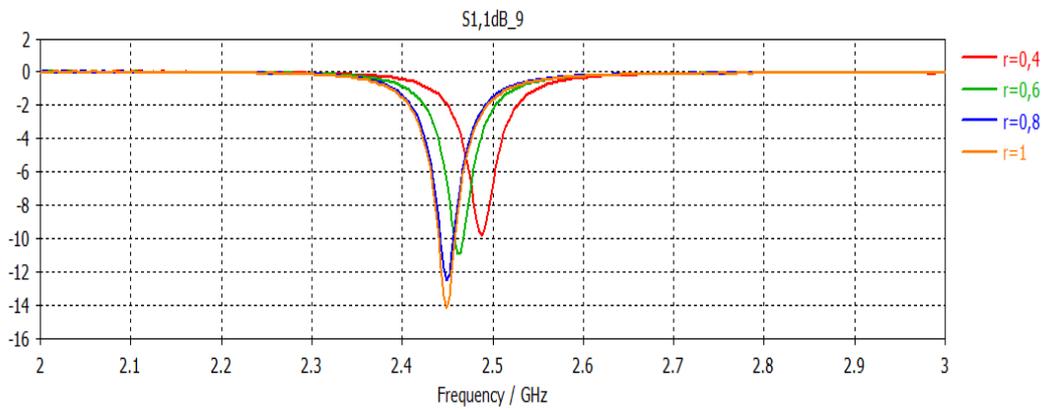


(a)

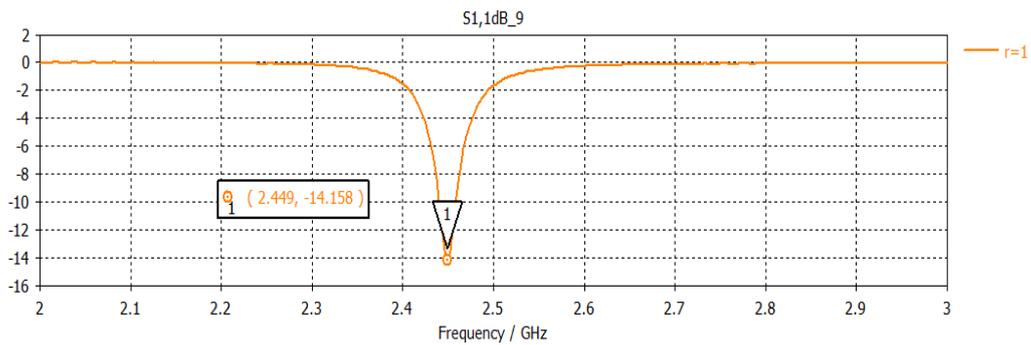


(b)

Figure III. 55 (a) Etude paramétrique sur la longueur de CSRR hexagonal (b) meilleur résultat.



(a)



(b)

Figure III. 56 (a) Etude paramétrique sur la largeur du ruban r de CSRR hexagonal (b) meilleur résultat.

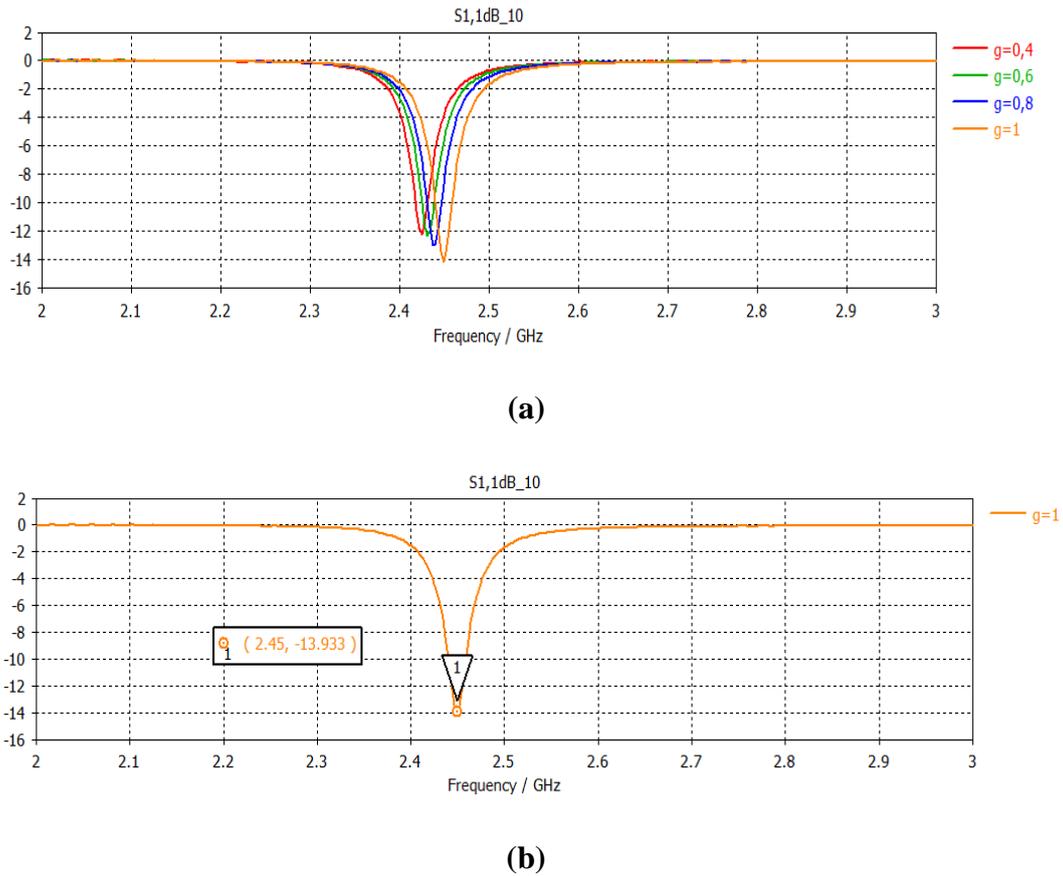


Figure III. 57 (a) Etude paramétrique sur l'espaceur entre rubans g de CSRR hexagonal
(b) meilleur résultat.

Nous constatons que les paramètres de la cellule CSRR ont un impact direct sur la fréquence de résonance. Les valeurs $L_h = 13\text{mm}$, $r = 1\text{mm}$ et $g = 1\text{mm}$ nous ont permis d'obtenir une bonne adaptation de -13.93 dB autour de la fréquence de résonance 2.45 GHz avec une bande passante de 28 MHz (soit 1.14%) telles que l'illustrent les **Figures III.58** et **III.59** respectivement.

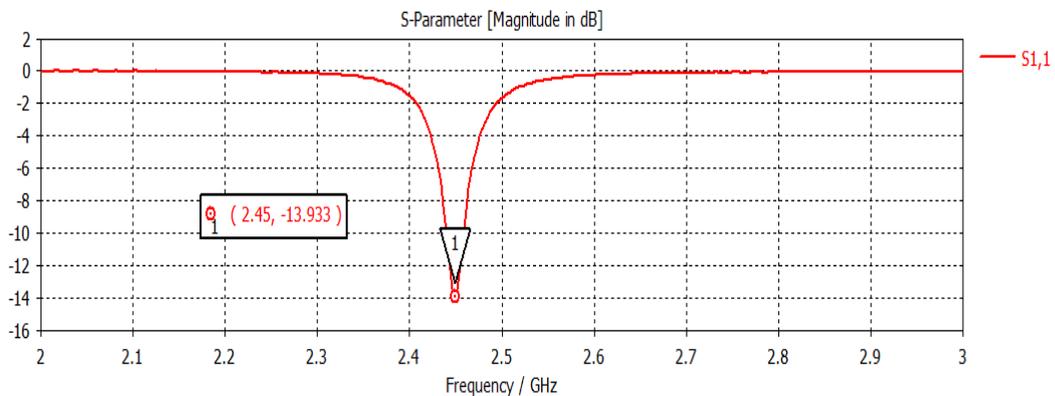


Figure III. 58 Coefficient de réflexion obtenue par la simulation.

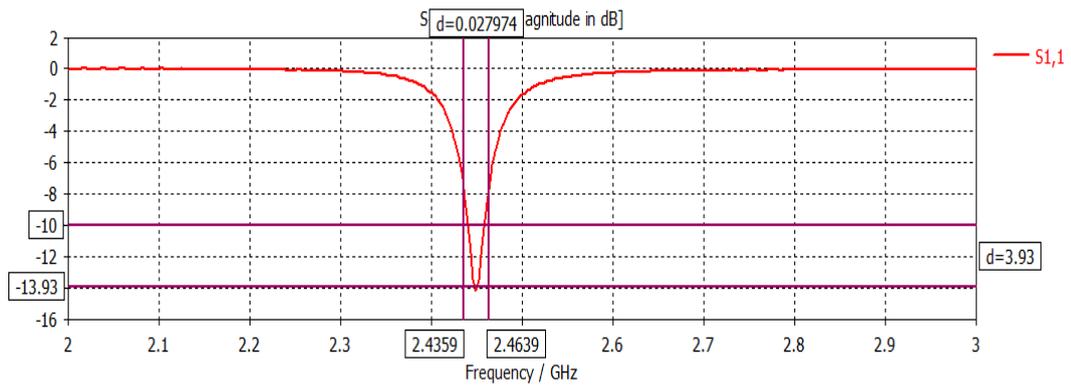


Figure III. 59 La bande passante de l'antenne avec CSRR hexagonal.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne patch MTM chargée par une cellule CSRR d forme hexagonale en 3D et en représentation polaire sur les deux plan E et H sont illustrés par la Figure III.60 et la Figure III.61 respectivement

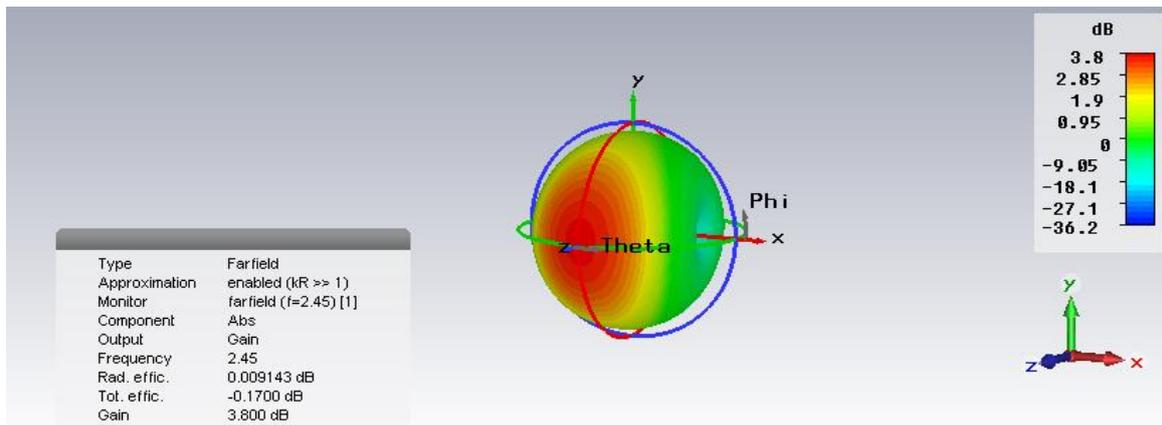
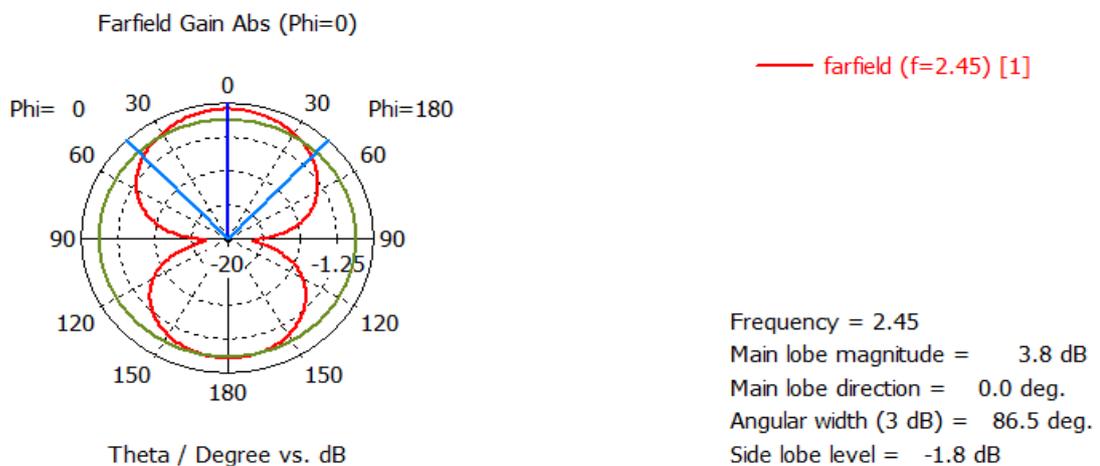
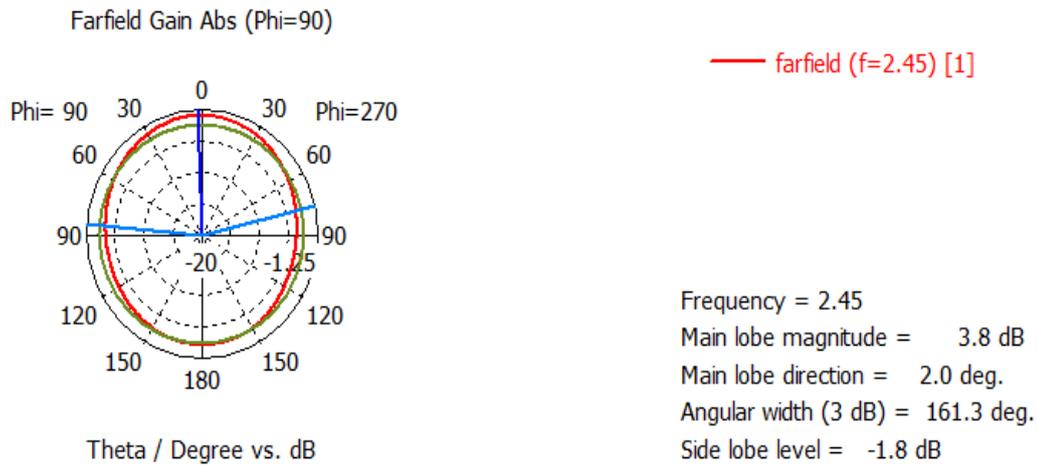


Figure III. 60 Rayonnement 3D de l'antenne patch MTM chargée par un CSRR hexagonal.



(a) Plan E



(b) Plan H

Figure III. 61 Diagramme de rayonnement de l’antenne patch MTM chargé par un CSRR hexagonal en représentation polaire.

Le gain de cette antenne est de 3.8 dB qui est plus petit que celui de l’antenne initiale mais qui reste très intéressant par rapport à la réduction de la taille de l’antenne.

Le **Tableau III.6** résume les performances de l’antenne dont le plan de masse a été chargé par des cellules métamatériaux de différentes formes, à savoir, circulaire, carrée et hexagonale. Nous pouvons conclure que la première performance de cette antenne est le fait que ses dimensions ont été réduites de 77%. Nous savons qu’une telle réduction s’accompagne généralement d’une diminution de la bande passante, mais surtout d’une dégradation considérable de son gain. Les résultats obtenus restent très acceptables, la bande passante a été élargie en comparaison avec l’antenne seule, notamment pour la forme carrée du CSRR. Le gain obtenu traduit un très bon compromis entre la taille de l’antenne et ses performances.

Cellules	S11 (dB)	Bande passante (MHz)	Gain (dB)
Circulaire	-25.86	33.5	3.7
Carrée	-19.34	36.2	3.77
Hexagonal	-13.93	28	3.8

Tableau III. 6 Comparaison entre les performances de l’antenne pour les différentes formes du CSRR.

III.3.3 Antenne patch rectangulaire partiellement chargée avec des métamatériaux à perméabilité négative

La dernière antenne que nous allons étudier, est une antenne patch rectangulaire chargée par des cellules unités de métamatériaux de forme spirale, inspirée par l'article [5]. Cette antenne est alimentée par un câble coaxial d'une impédance caractéristique 50Ω . L'usage de métamatériaux va nous permettre d'améliorer les performances de l'antenne (Patch) en terme de gain pour servir la norme DCS 1800 MHz.

III.3.3.1 Conception de la structure initiale

Les dimensions du patch rectangulaire et celle du plan de masse sont $76 \times 83 \text{ mm}^2$ et $160 \times 167 \text{ mm}^2$ respectivement. Le substrat utilisé c'est l'air ($\epsilon_r = 1$) d'une épaisseur h de 7 mm . L'antenne est alimentée par un câble coaxial [5]. La distance du point d'alimentation par rapport au centre du patch (x_1) est de 27 mm afin de réaliser l'adaptation d'impédance à la fréquence de résonance 1.8 GHz , tel que présenté par la **Figure III.62**.

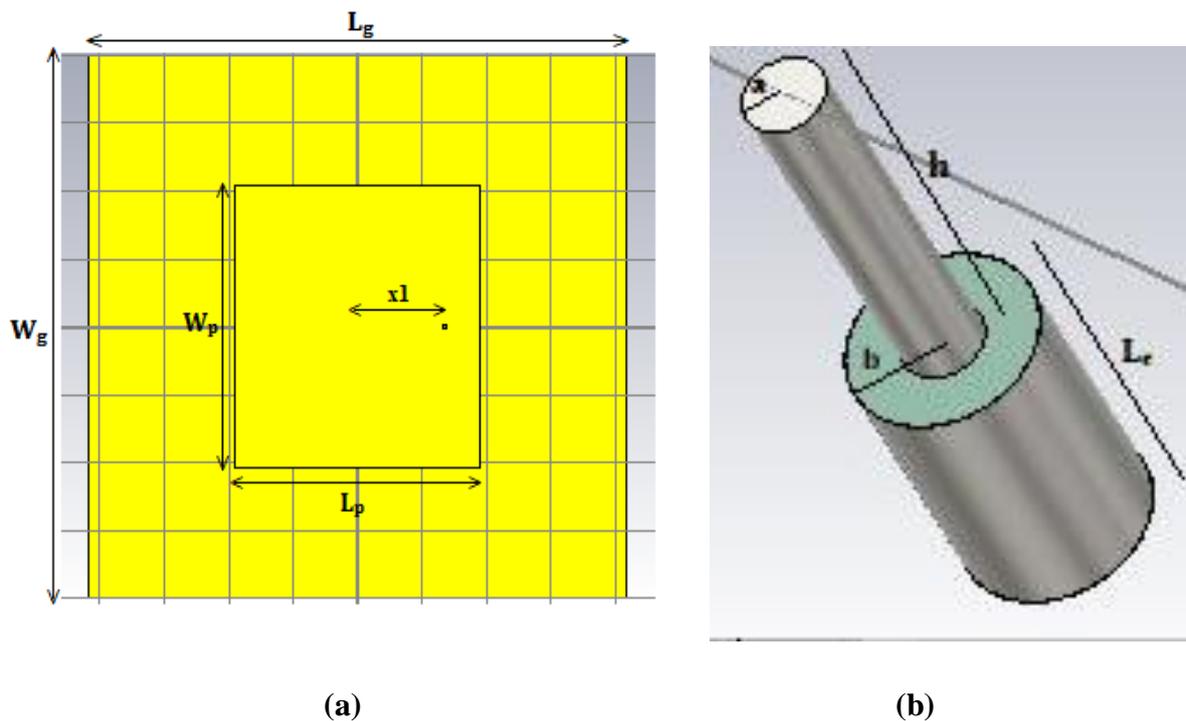


Figure III. 62 (a) Antenne patch rectangulaire alimentée par un câble coaxial (b) paramètre du câble coaxial

Les paramètres géométriques sont regroupés dans le tableau suivant :

Paramètres	Dimensions (mm)
a	0.6
b	1.7
h	7
L_c	5
L_g	160
L_p	76
t	0.035
W_g	167
W_p	83
x1	27
y1	0

Tableau III. 7 Les dimensions de la structure initiale.

La **Figure III.63** représente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour l'antenne initiale.

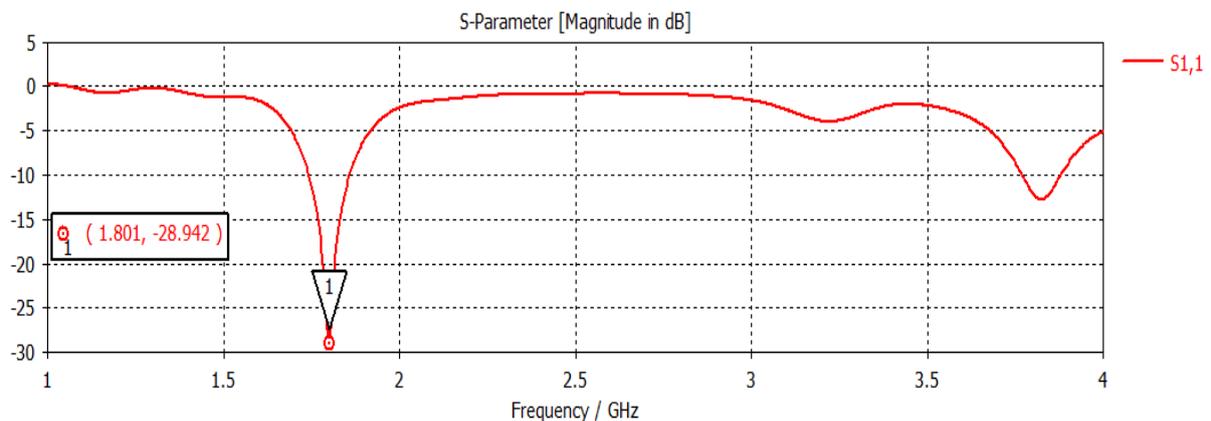


Figure III. 63 Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne seule.

D'après ce graphique, l'antenne opère à la fréquence de résonance 1.8 GHz avec un niveau du coefficient de réflexion de -28.9 dB. Une bande passante de 115.4 MHz est réalisée. Nous présentons également le gain de cette antenne à cette même fréquence en deux représentations, la première en 3D illustrée par la **Figure III.64** et la deuxième en coordonnées polaires illustrée par la **Figure III.65**. Un gain maximal de 9.34 dB est obtenu.

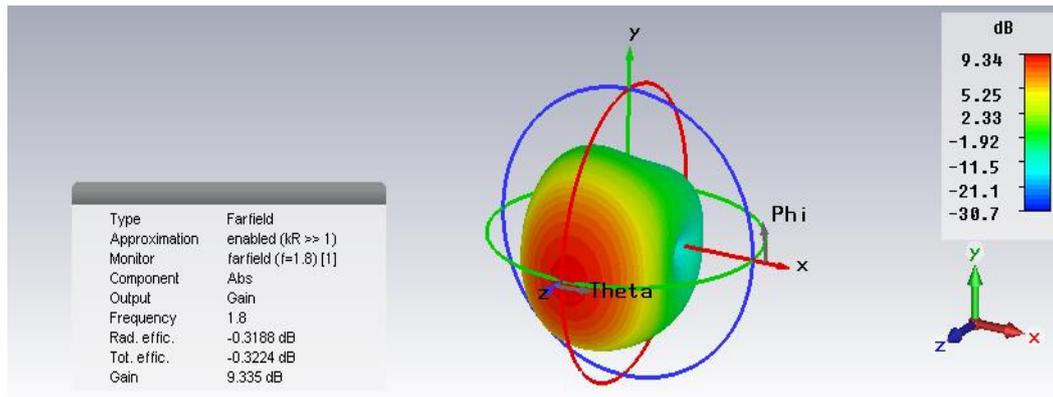


Figure III. 64 Diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 1.8 GHz.

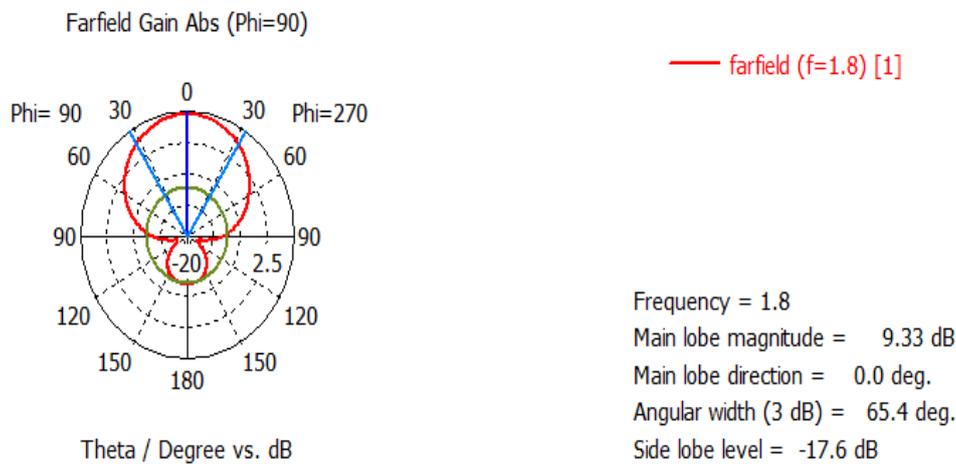


Figure III. 65 Diagramme de rayonnement en présentation polaire à la fréquence 1.8 GHz.

Avant d'insérer les cellules CSRR de forme spirale à la structure antennaire, nous allons tout d'abord faire la simulation d'une cellule unité afin de récupérer les caractéristiques électromagnétiques à partir des paramètres de la matrice S.

III.3.3.2 Simulation d'une cellule unité de métamatériaux de forme spirale

La cellule unitaire de métamatériaux utilisée pour charger l'antenne patch est composée d'une boucle spirale inductive et d'une bande métallique (strip). Ces dernières sont gravées sur un substrat diélectrique de type Rogers TMM 4 d'épaisseur 0,7 mm et de permittivité $\epsilon_r = 4.5$. Nous avons appliqué les mêmes conditions aux limites magnétiques et électriques sur les parois du domaine de calcul que celles appliquées aux cellules étudiées au paragraphe précédent. La conception de la cellule spirale sur CST est illustrée à la **Figure III.66**.

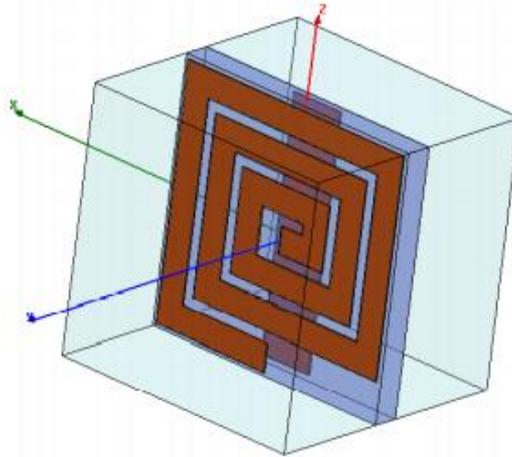


Figure III. 66 La cellule unité spirale [5].

Un champ électrique parallèle à la bande métallique et un champ magnétique perpendiculaire au plan de la spirale, induisent un courant au niveau de la boucle, un phénomène qui crée effectivement une inductance dans le substrat et crée un stockage d'énergie magnétique dans la cellule unitaire. Cette inductance "induite", associée à la capacité de la structure, forme une structure résonante [5].

Les dimensions correspondantes à la cellule unitaire sont indiquées à la **Figure III.67**.

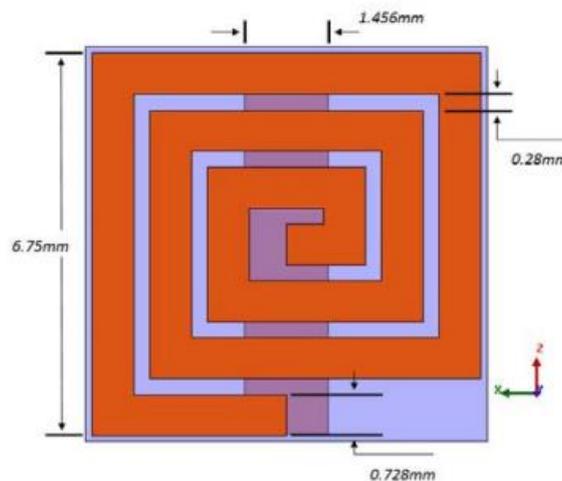


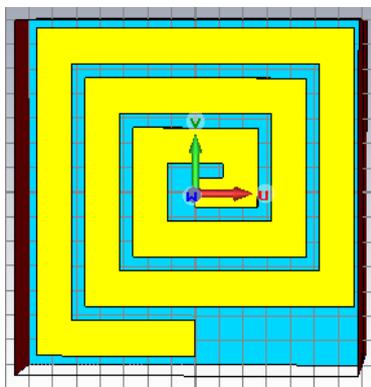
Figure III. 67 Géométrie de la cellule spirale [5].

Les paramètres sont regroupés dans le **Tableau III.8**.

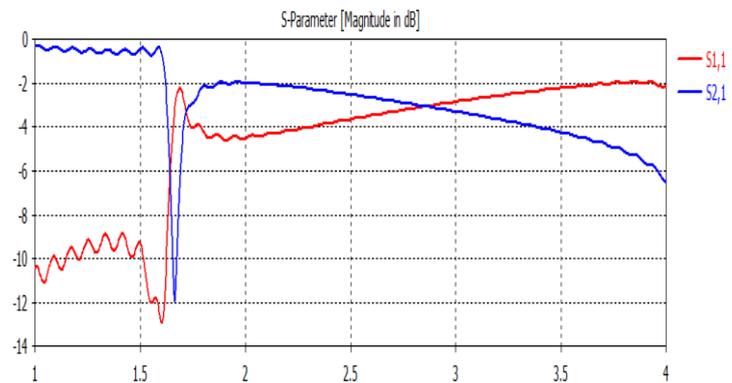
Paramètres	Dimensions (mm)
d_x	7
d_y	0.7
d_z	7
l	0.728
s	0.28
w	1.456
f	0.35

Tableau III. 8 Les paramètres géométriques de la spirale.

La cellule spirale est représentée par la **Figure III.68 (a)**, les coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} calculés numériquement par simulation sous CST sont donnés par la **Figure III.68 (b)**.



(a)



(b)

Figure III. 68 (a) Cellule unité spirale **(b)** Coefficients de la matrice de répartition S de la cellule obtenus par simulation.

La récupération des coefficients de transmission et de réflexion nous a permis de calculer et de tracer la variation de la permittivité du milieu en fonction de la fréquence illustrée dans la **Figure III.69**, ainsi que la variation de la perméabilité illustrée par la **Figure III.70**.

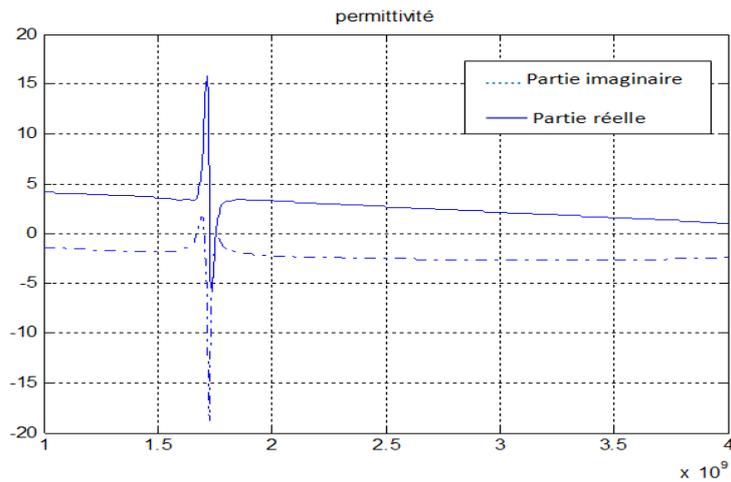


Figure III. 69 La variation de la permittivité du milieu en fonction de la fréquence.

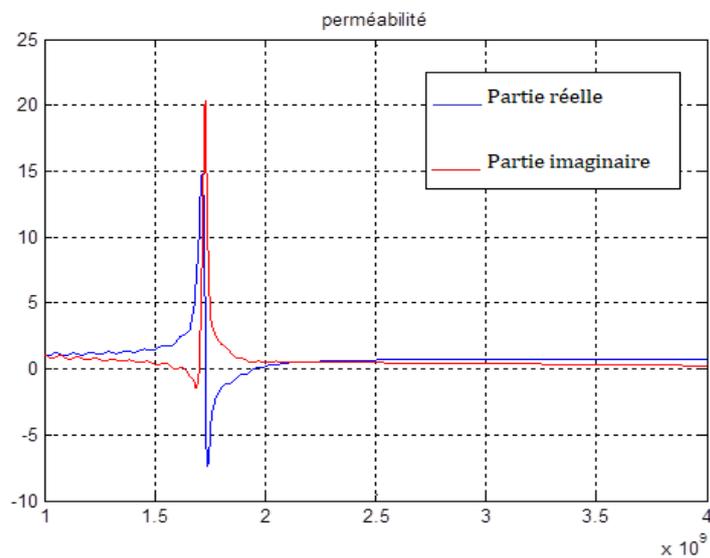
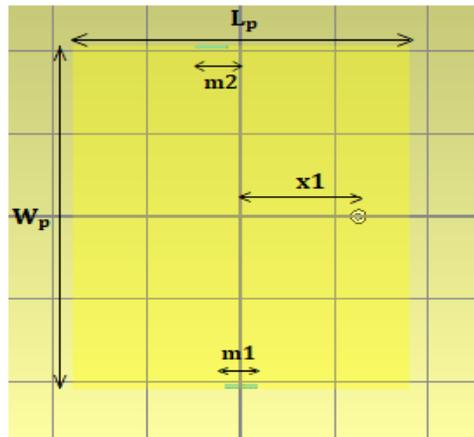


Figure III. 70 La partie réelle et imaginaire de la perméabilité en fonction de la fréquence.

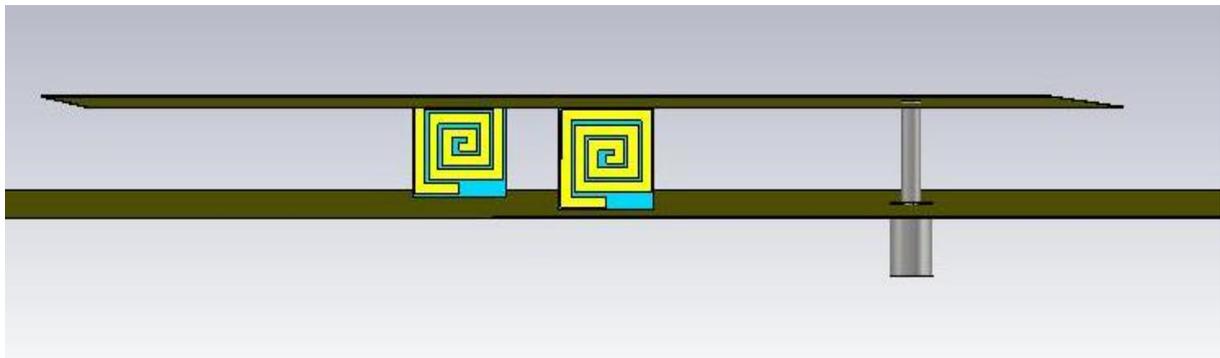
D'après ces figures, nous remarquons que la partie réelle de la permittivité devient négative sur une bande de fréquence très étroite autour de la fréquence 1.73 GHz. Par contre en ce qui concerne la perméabilité, sa partie réelle se voit attribuer un signe négatif sur une bande de fréquence qui s'étale de 1.73 GHz jusqu'à 1.95 GHz. Comme notre antenne fonctionne à la fréquence 1.8 GHz, c'est la propriété de perméabilité négative MNG qui va influencer le comportement de l'antenne.

III.3.3.3 Conception de la structure avec cellules spirales

Nous allons à présent ajouter les cellules spirales comme support entre le patch et le plan de masse. Nous allons garder les mêmes dimensions de la structure initiale (**Tableau III.7**) et celles de la cellule spirale (**Tableau III.8**). Nous allons déposer deux spirales au niveau des extrémités non rayonnantes de l'antenne comme le montre la **Figure III.71**.



(a)



(b)

Figure III. 71 (a) L'antenne patch chargée par deux cellules de forme spirale (b) l'antenne en 3D qui montre la disposition verticale des cellules.

Nous obtenons deux résonances aux fréquences $f_1=1.75$ GHz avec un coefficient de -22.54 dB et $f_2=1.9$ GHz avec un S_{11} de -18.79 dB comme montré dans la **Figure III.72**.

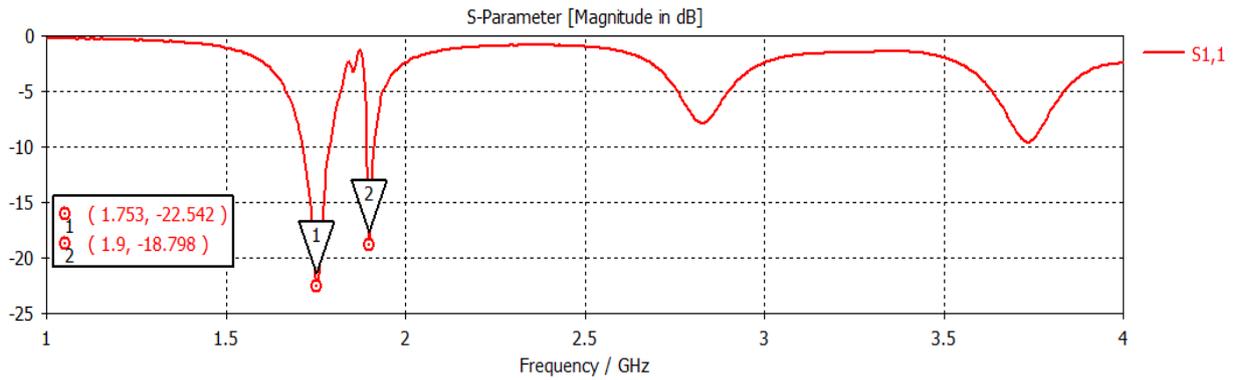
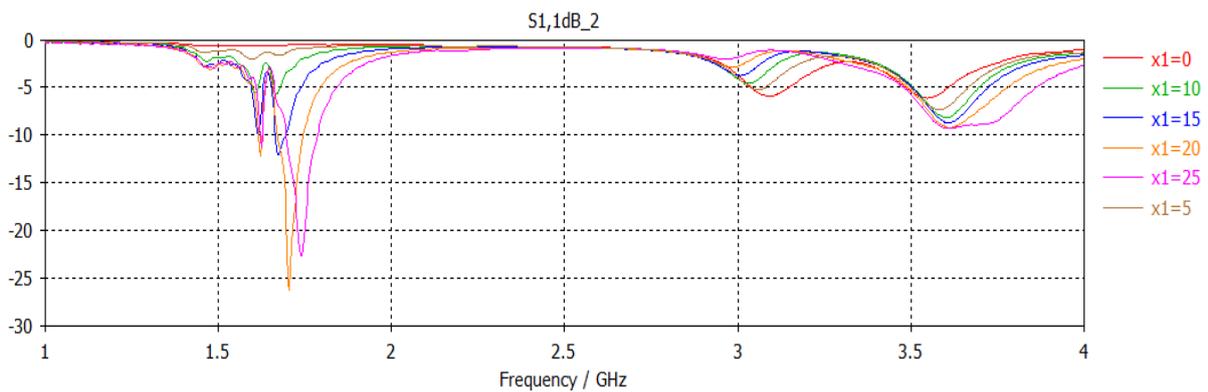
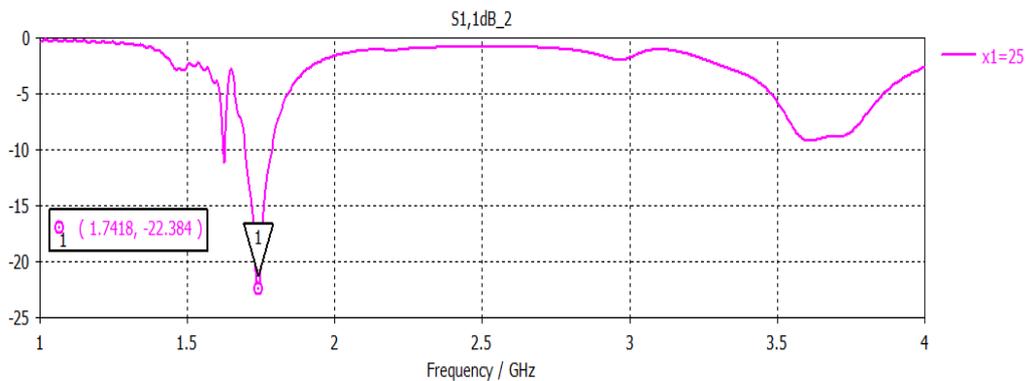


Figure III. 72 Coefficient de réflexion d'antenne patch avec deux spirales.

Afin de réajuster la première résonance à la fréquence 1.8 GHz, quelques modifications seront apportées sur la géométrie de la structure. Nous commençons par faire une étude sur la position du câble coaxial. La Figure III.73 montre la variation du coefficient de réflexion pour plusieurs valeurs de la position x_1 .



(a)

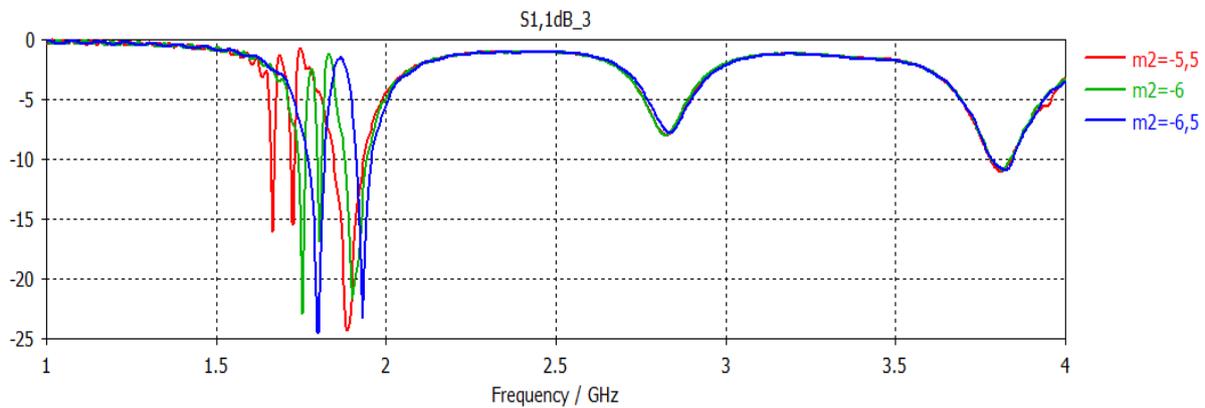


(b)

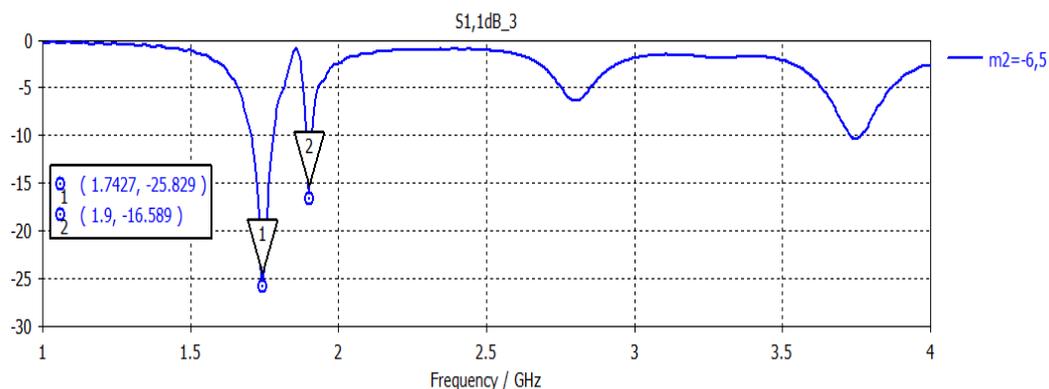
Figure III. 73 (a) Etude paramétrique sur x_1 (b) meilleur résultat.

Nous obtenons une meilleure adaptation de -22.38 dB autour la fréquence 1.74 GHz qui est plus proche à la fréquence de résonance 1.8 GHz.

Par la suite nous allons faire une étude sur la position de la deuxième cellule m_2 illustrée dans la **Figure III.74**.



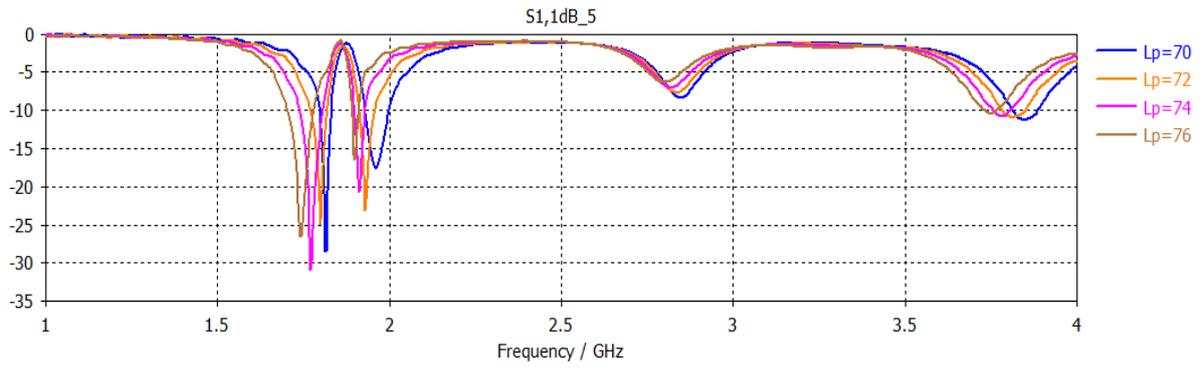
(a)



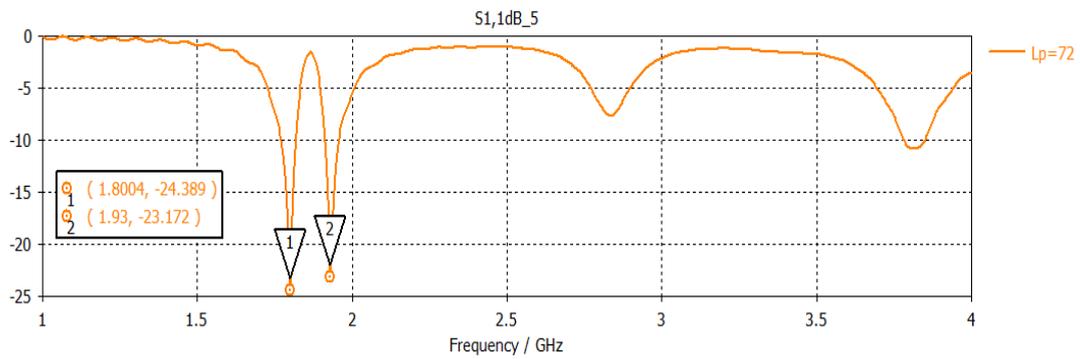
(b)

Figure III. 74 (a) Etude paramétrique sur la position de deuxième spiralem2 **(b)** meilleur résultat

Nous avons choisis la valeur $m_2 = -6.5$ mm qui a permis d'obtenir une première résonance à la fréquence 1.74 GHz. Nous avons par la suite considéré plusieurs valeurs de la longueur du patch L_p et sa largeur W_p pour obtenir la résonance désirée avec le meilleur niveau d'adaptation. Les résultats obtenus par simulation sont illustrés par la **Figure III.75** et la **Figure III.76** respectivement.



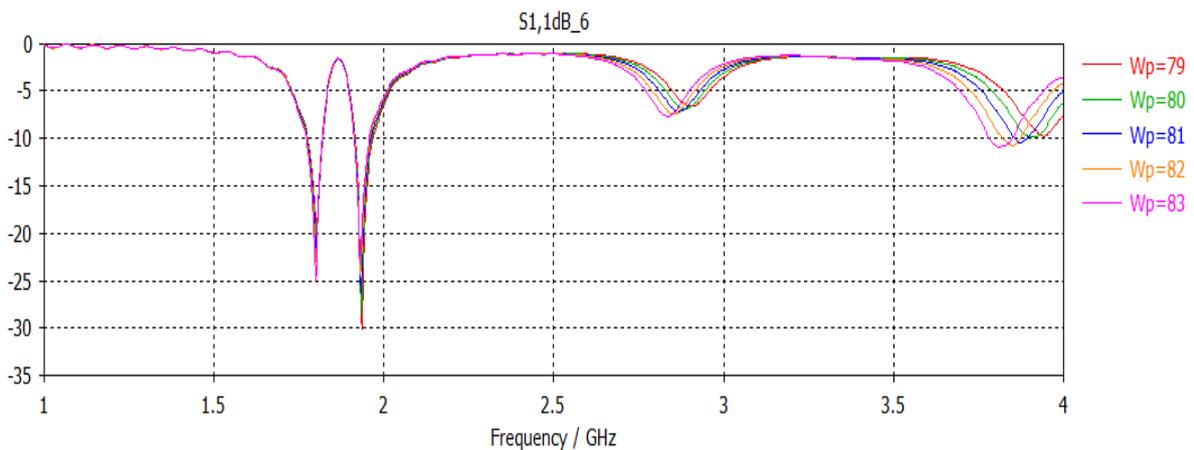
(a)



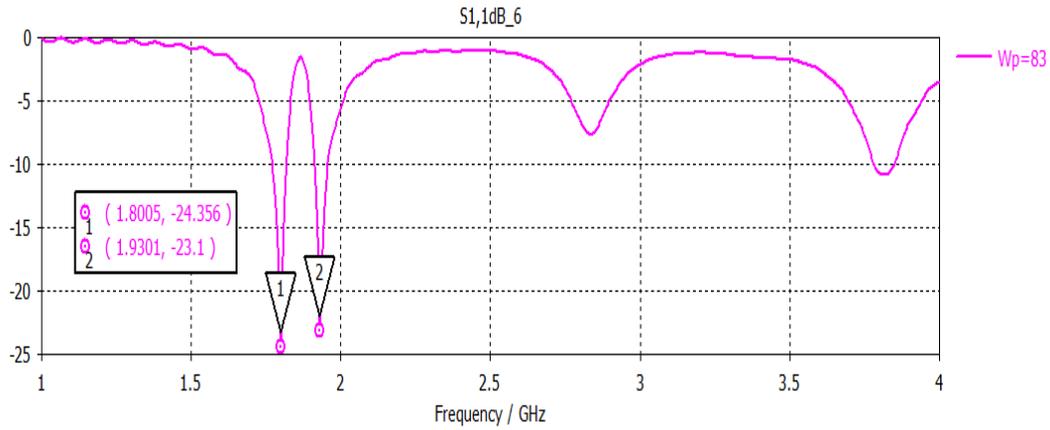
(b)

Figure III. 75 (a) Etude paramétrique sur la longueur L_p (b) meilleur résultat.

Nous constatons que la longueur du patch L_p est inversement proportionnelle avec la fréquence. Nous allons choisir la valeur $L_p = 72\text{mm}$, c'est le meilleur résultat en terme de résonance.



(a)



(b)

Figure III. 76 (a) Etude paramétrique sur la largeur W_p (b) meilleur résultat.

Nous allons choisir $W_p = 83$ pour avoir une meilleure adaptation. Nous allons constater que la réduction de la longueur du patch a augmenté la fréquence, et l'augmentation de la largeur du patch a augmenté l'adaptation.

Les paramètres que nous avons choisis sont regroupés dans le tableau suivant :

Paramètres	Dimensions (mm)
L_p	72
m1	0
m2	-6.5
W_p	83
x1	25

Tableau III. 9 Les dimensions des paramètres d'antenne patch avec deux spirales.

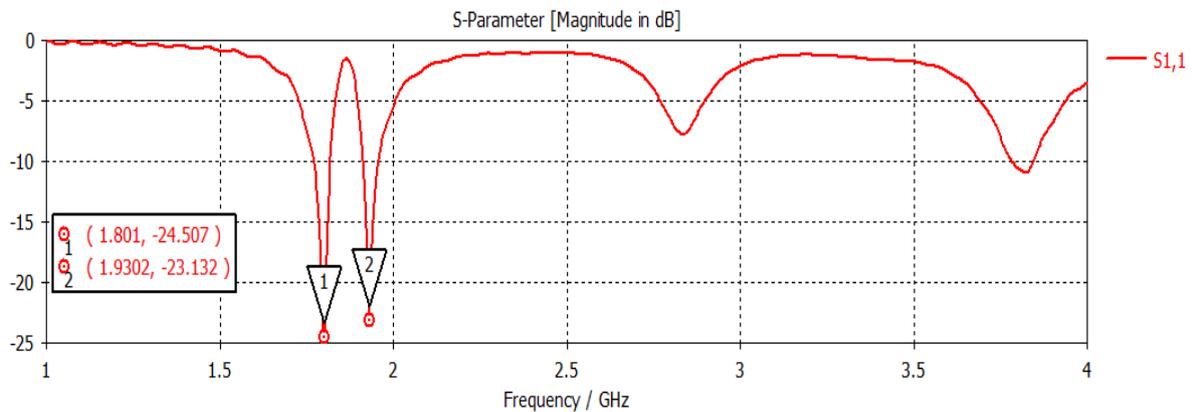


Figure III. 77 Coefficient de réflexion après simulation du patch avec deux spirales.

D'après la **Figure III.77**, nous allons obtenir deux fréquences, la première c'est la fréquence de résonance 1.8 GHz et la deuxième $f_2 = 1.93$ GHz avec des meilleures adaptations - 24.5 dB et -23.13 dB respectivement.

Nous allons illustrer les diagrammes de rayonnement pour la fréquence de résonance 1.8 GHz en 3D illustré dans la **Figure III.78** et en représentation polaire illustrée dans la **Figure III.79**. Le rayonnement de l'antenne à la fréquence 1.93 GHz est également représenté par les **Figures III.(80-81)**.

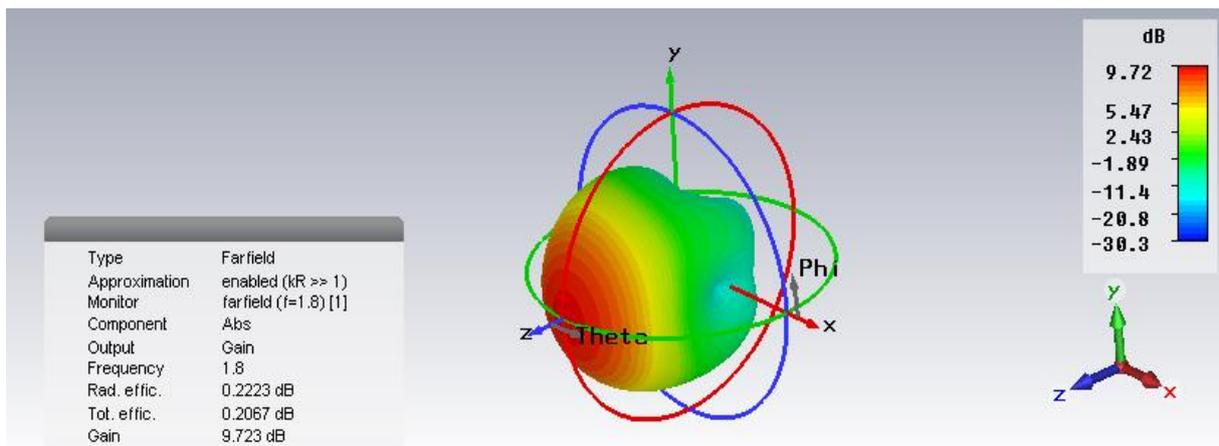


Figure III. 78 Diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 1.8 GHz.

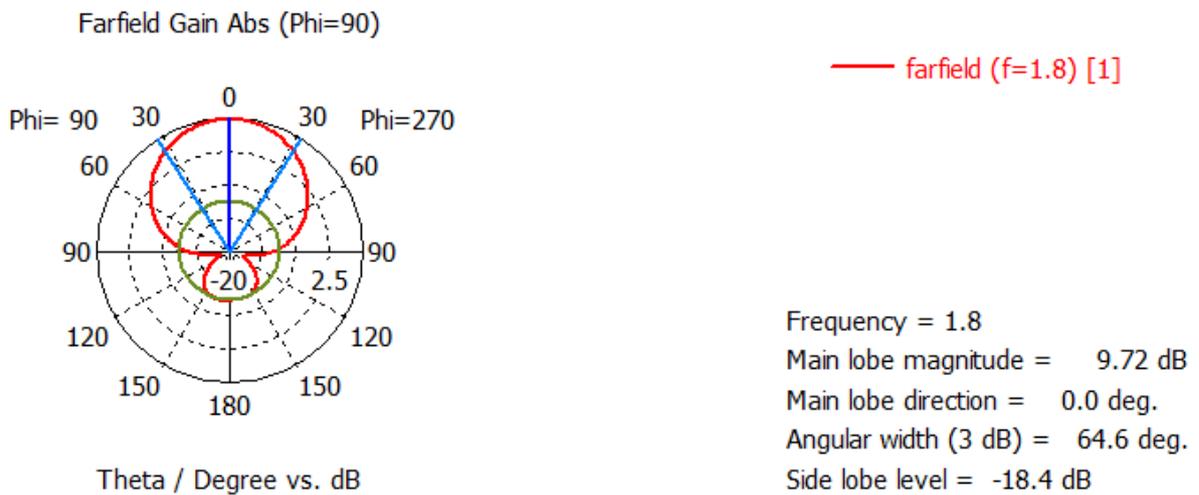


Figure III. 79 Diagramme de rayonnement en présentation polaire à la fréquence 1.8 GHz.

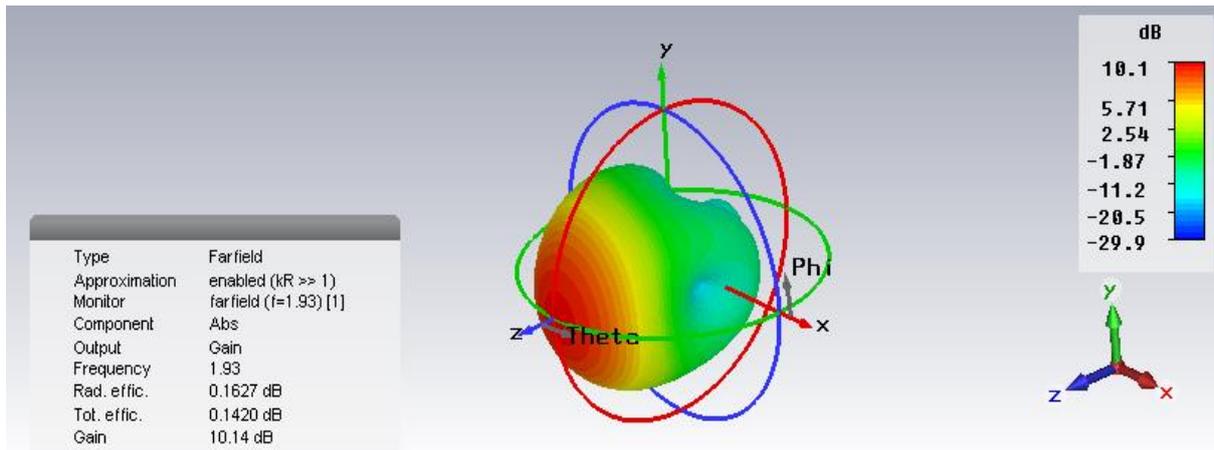


Figure III. 80 Diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 1.93 GHz.

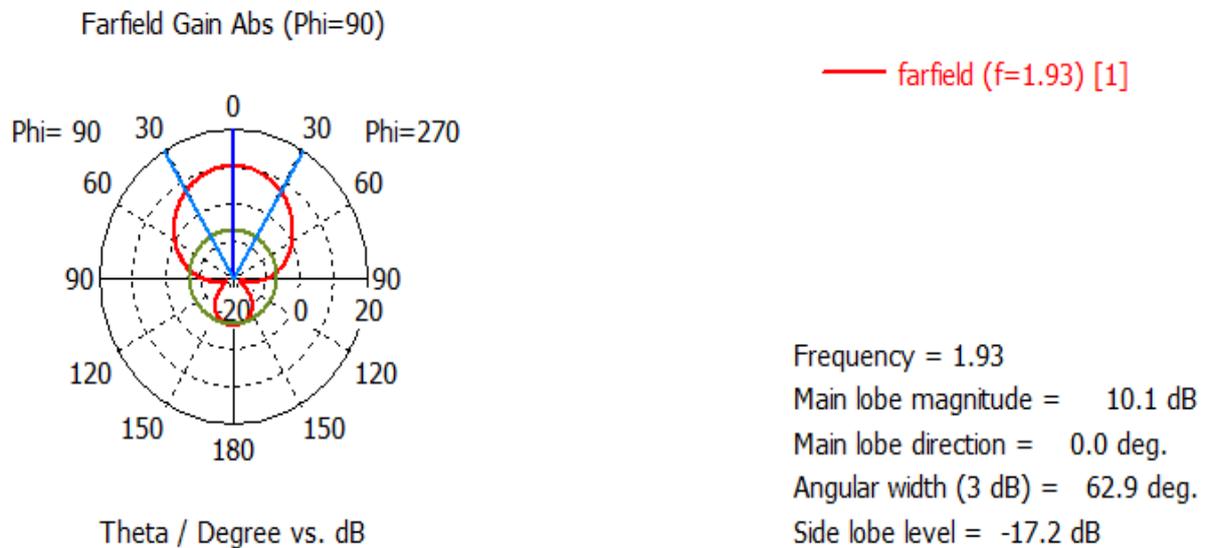


Figure III. 81 Diagramme de rayonnement en présentation polaire à la fréquence 1.93 GHz.

Nous pouvons dire que la présence des deux cellules de forme spirale comme support de l'antenne a eu pour effet d'améliorer le gain de cette dernière (9.72 dB à 1.8 GHz et 10.1 dB à 1.93 GHz), de réduire légèrement sa longueur L_p et surtout de lui donner un caractère bi bande, même si ceci a été au détriment d'une légère réduction de la bande passante autour de la résonance du mode fondamental.

III.4 Conclusion

L'objectif de ce dernier chapitre est de faire la conception de différentes structures d'antennes microrubans à bases de métamatériaux, proposées et inspirées par la littérature. Ces antennes ont été conçues et simulées par le logiciel CST MICROWAVE STUDIO.

L'association de métamatériaux a été appliquée afin d'améliorer les performances des antennes microrubans. En effet, les propriétés électromagnétiques de ce type de matériaux artificiels et innovants, peuvent avoir un impact direct sur les propriétés de rayonnement d'une antenne. Nous avons étudiés le cas de trois structures d'antenne destinées à servir les standards WLAN 2.45 GHz et DCS 1800. Plusieurs formes de cellules unités de métamatériaux ont été étudiées, à savoir des résonateurs à anneaux fendus complémentaires CSRR de forme circulaire, carrée et hexagonale ainsi que la forme spirale. Nous avons pu constater que l'insertion de ces cellules au niveau du plan de masse a pour effet de miniaturiser l'antenne de façon considérable. L'application d'une technique de miniaturisation classique a souvent pour conséquences de réduire la bande passante et de dégrader fortement le gain de l'antenne. Par contre, l'usage des métamatériaux nous a permis d'obtenir des bandes passantes acceptables autour de la fréquence désirée et un gain maximal de rayonnement très satisfaisant. La dernière configuration étudiée a montré l'influence des cellules spirales sur le gain de l'antenne et sur sa réponse fréquentielle.

Nous avons pu constater que souvent le fait d'améliorer une des performances de l'antenne peut dégrader une autre de ses performances. Pour cela, nous sommes amenés à faire un compromis pour concilier entre taille, résonance, niveau d'adaptation d'impédance, bande passante et gain selon les exigences imposées par l'application.

Bibliographie

- [1] Présentation du logiciel de simulation CST Studio Suite présente par : Mr. MERIAH S.M
- [2] R. Pandeeswariet S. Raghavan, « Microstrip antenna with complementary split ring resonator loaded ground plane for gain enhancement », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 57, n° 2, p. 292-296, févr. 2015, doi: 10.1002/mop.28835.
- [3] P.D. Tung, P. H. Lam, et N. T. QuynhHoa, « A MINIATURIZATION OF MICROSTRIP ANTENNA USING NEGATIVE PERMITIVITY METAMATERIAL BASED ON CSRR-LOADED GROUND FOR WLAN APPLICATIONS », *Vietnam J. Sci. Technol.*, vol. 54, n° 6, p. 689, déc. 2016, doi: 10.15625/0866-708X/54/6/8375.
- [4] N. HASSAINE, « Conception d'antennes microrubans miniatures pour différents standards de communications sans fil », Thèse de doctorat, 08 Novembre 2020.
- [5] A. Bazrkar, A. Gudarzi, et M. Mahzoon, « Miniaturization of Rectangular Patch Antennas Partially Loaded With μ -Negative Metamaterials », p. 4, 2012.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les antennes microrubans suscitent un intérêt croissant dû à l'évolution rapide de la technologie des systèmes de communications. Elles sont devenues d'excellentes candidates pour les systèmes actuels grâce à leur faible profil, leur faible poids et leur facilité de fabrication. Cependant, ces antennes présentent certaines limites, à savoir : un faible gain et une bande passante très étroite. L'utilisation des métamatériaux dans la conception des antennes microrubans semble être une solution efficace et innovante qui permet de surpasser leurs inconvénients et de les rendre compactes et performantes.

Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes intéressés à la conception de différentes structures d'antennes microrubans à base de métamatériaux, inspirées de la littérature. Ces antennes ont été conçues et simulées sous le logiciel électromagnétique CST.

Dans le premier chapitre, nous avons établi un état de l'art sur les antennes microrubans, leur structure, leur fonctionnement, et leurs différentes formes, ainsi que leurs différents types d'alimentation. Par la suite, nous avons présenté les techniques d'adaptation d'impédance les plus usuels et leurs caractéristiques de rayonnement.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les métamatériaux en citant leurs différentes structures, leurs propriétés uniques et leurs différentes configurations géométriques. Par la suite, nous avons introduit une des approches utilisées pour extraire les propriétés électromagnétiques de ces matériaux artificiels, à savoir : leur perméabilité et leur permittivité à partir des éléments de la matrice de répartition de puissance S . Il s'agit de l'approche présentée par Smith. La connaissance de la variation de ces paramètres dans le domaine fréquentiel va nous permettre de savoir dans quelle bande de fréquences la perméabilité et/ou la permittivité peuvent être de signe négatif.

Dans le troisième chapitre, l'analyse et la conception de trois structures d'antennes microrubans à base des métamatériaux a été réalisée par le logiciel de simulation CST-MWS. Chaque structure nous a permis de découvrir l'impact des métamatériaux sur les performances des antennes microrubans.

Nous avons entamé notre étude par une antenne patch avec un plan de masse chargé par un réseau de résonateurs à anneaux fendus complémentaires CSRR de forme carrée, proposée par la littérature. Plusieurs études paramétriques ont été menées afin de montrer l'influence

des paramètres géométriques du résonateur CSRR sur les performances de l'antenne. Les résultats obtenus sont très comparables à ceux présentés par l'article. Ce qui nous a permis de valider notre utilisation du logiciel de conception.

La seconde structure étudiée nous a permis d'analyser l'influence de trois formes différentes de résonateurs CSRR insérés au niveau du plan de masse sur les caractéristiques de l'antenne microruban. Nous avons pu constater que la présence de la cellule dans la configuration a eu pour effet de rendre l'antenne plus compacte. Malgré cette réduction de taille qui s'accompagne généralement d'une dégradation des performances, la bande passante obtenue est très acceptable et le gain très satisfaisant et cela pour les trois cellules unités de métamatériaux étudiées : circulaire, carrée et hexagonale.

La conception de la dernière structure est quelque peu différente. Des cellules de forme spirale ont été insérées verticalement supportant ainsi la structure de l'antenne. A la différence avec les deux premières structures où les cellules étaient insérées horizontalement au niveau du plan de masse. La présence de ces cellules a eu pour effet d'améliorer le gain de l'antenne à la première résonance et de faire apparaître une seconde résonance pour un fonctionnement bibande avec des gains élevés.

Nous pouvons conclure que l'utilisation des métamatériaux sous différentes formes et différentes configurations a permis d'améliorer les performances de l'antenne patch en termes de miniaturisation, d'adaptation, de bande passante, de gain et d'efficacité de rayonnement.