

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 –



MEMOIRE

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

En : Télécommunications

Spécialité : Système de Télécommunications

Par :

KHALED Imene et HOUALEF Manel

Sujet

**Conception d'une Antenne Miniature pour
Communications Sans Fils**

Soutenues, le **10 / 07 / 2021**, devant le jury composé de

Mme. DJELTI. H

MCB

Univ. Tlemcen

Présidente

Mme. BENOSMENE. H

MCB

Univ. Tlemcen

Encadreur

Mme. BELHADEF. Y

MCA

Univ. Tlemcen

Examinatrice

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2020 / 2021

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

De prime à bord, nous tenons à remercier le bon DIEU, le tout puissant, qui nous a accordé la force et le courage nécessaires durant ces longues années d'études et la patience de parvenir à achever ce modeste mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme de Master dans la spécialité systèmes des télécommunications.

Nous voulons tout particulièrement adresser notre profonde gratitude, notre considération, et nos grands remerciements à notre encadrante **Mme. H. BENOSMAN**, Maître de conférences classe B à l'Université Abou-Bekr-Belkaïd de Tlemcen pour l'aide et le temps qu'elle nous a consacré.

Nous la remercions sincèrement pour nous avoir fait bénéficier de ses compétences scientifiques ainsi que pour sa contribution essentielle, son avis critique pour la réalisation de notre mémoire sur le fond que sur la forme de celui-ci et surtout pour la confiance dont elle a toujours fait preuve à notre égard.

Nous remercions également **Mme. H. DJELTI**, Maître de conférences classe B de l'Université de Tlemcen, pour l'honneur qu'elle nous a fait en acceptant de présider le honorable jury désigné à cette soutenance.

Toutes nos gratitude vont à **Mme. Y. BELHADEF**, Maître de conférences classe A de l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté de faire partie du jury. Ses commentaires perspicaces nous ont guidé dans notre travail et nous ont aidé à trouver des solutions pour avancer et améliorer la qualité de ce précieux document de recherche.

Merci à tous nos professeurs qui nous ont transmis le savoir et la connaissance pendant ces longues années scolaires en particulier ceux de l'équipe du département de télécommunications et les personnels de la faculté de Technologie de Tlemcen qui ont contribué de près ou de loin à notre formation et à notre bon apprentissage.

Enfin nous souhaitons remercier tous nos collègues de promotion de la 2^{ème} année Master en Systèmes des Télécommunications.

Merci.....

Dédicace

Je dédie ce mémoire de fin d'études avec grand amour, sincérité et fierté :

A mon cher père Boumediene et à ma chère mère Nacera

Pour l'amour qu'ils m'ont toujours donné, leurs encouragements et toute l'aide qu'ils m'ont apportée durant mes études.

Aucun mot, aucune dédicace ne pourrait exprimer mon respect, ma considération, et mon amour pour les sacrifices qu'ils ont consentis pour mon instruction et mon bien-être.

Trouvez ici, chère mère et cher père, dans ce modeste travail, le fruit de tant de dévouements et de sacrifices ainsi que l'expression de ma gratitude et de mon profond amour.

Que Dieu vous procure bonne santé et longue vie, en espérant que vous serez toujours fiers de moi.

A ma très chère grand-mère Bensabeur Fatma

Que je remercie vivement pour son amabilité et sa sagesse. Que dieu la protège et la guérisse inchallah.

*A mes chers frères Mohammed, Ilies et Zakaria
et à mes belles sœurs Sihem, Imene et Halima*

qui ont partagé avec moi tous les moments d'émotion lors de la réalisation de ce travail. Ils m'ont chaleureusement supporté et encouragé tout au long de mon parcours.

A mes chers neveux Chakib, Meriem et Amir.

À toute ma famille Khaled et Hamsi.

A ma chère binôme «Manel» et à toute sa famille

Pour son soutien moral, sa patience et sa compréhension tout au long de ce projet. Merci pour ton effort avec tous mes vœux de bonheur, de santé et de réussite dans ta vie personnelle et professionnelle.

A mes chères cousines : Wassila, Ghizlene, Manel, Micha, Amira, Chaimaa, Chahinez, Amel et Halima.

A mes chères amies : Kawther, Fatima, Hadjer, Nahida, Rahima.

A tous mes enseignants et à toute la promotion de Master 2 Système de Télécommunication 2021.

Imene

Dédicace

A mon cher père Bekkaye et à ma chère mère Hayet

Pour le grand amour dont ils m'ont entouré depuis ma naissance, pour leurs encouragements durant ces années d'études. Tous les mots ne sauraient exprimer leur gratitude, amour et respect pour m'avoir soutenue et aidée afin que je puisse atteindre mes objectifs.

Que Dieu le Tout-Puissant vous préserve et vous procure santé et longue vie.

A mes frères " Rayen et Aymen "

Aucune dédicace ne saurait exprimer profondément ce que je ressens envers vous. Je vous dis tout simplement Merci, Pour votre soutien moral.

A toute ma grande famille HOUALEF et BOUZI.

A ma chère binôme " Imene "

Qui m'a aidée et supportée dans les moments difficiles, je te dis merci pour tes efforts avec tous mes vœux de bonheur et de réussite.

Mes chères amies, Manel, kawther, Ghizlene, Hanane et Fatima.

A tous mes enseignants et à toute la promotion Master II – Système de Télécommunications 2021.

Manel

Résumé

Le progrès technologique des communications sans fils a donné naissance à des équipements de communication de plus en plus compacts. L'antenne, élément clé de ces dispositifs, doit s'adapter à cette nouvelle contrainte. Nous nous intéressons dans le cadre de ce projet à la miniaturisation des antennes imprimées. Les techniques les plus usuelles, utilisées pour la miniaturisation des antennes imprimées sont multiples, parmi les quelles les matériaux artificiels présentant une perméabilité et/ou une permittivité négative, appelés métamatériaux. Ce travail a pour but la conception et à la simulation d'une antenne micro-ruban à l'aide du logiciel CST MWS. Nous introduisons ensuite la structure en métamatériaux pour la miniaturisation de l'antenne. Les résultats obtenus seront alors présentés et commentés.

Mots-clés : Antenne patch, miniaturisation, résonateur en anneau fendu, métamatériaux.

Abstract

Technological progress in wireless communications has given rise to increasingly compact communications equipment. The antenna, a key element of these devices, must adapt to this new constraint. As part of this project, we are interested in the miniaturization of printed antennas. The most common techniques used for the miniaturization of printed antennas are numerous, among which artificial materials exhibiting negative permeability and / or permittivity, called metamaterials. This work aims to design and simulate a micro-ribbon antenna using the CST MWS software. We then introduce the metamaterial structure for the miniaturization of the antenna. The results obtained will then be presented and commented on.

Keywords: Circular patch antenna, miniaturization, split ring resonator, metamaterials.

المخلص

أدى التقدم التكنولوجي في الاتصالات اللاسلكية إلى ظهور معدات اتصالات مدمجة بشكل متزايد. يجب أن يتكيف الهوائي ، وهو عنصر أساسي في هذه الأجهزة ، مع هذا القيد الجديد. كجزء من هذا المشروع ، نحن مهتمون بتصغير الهوائيات المطبوعة. التقنيات الأكثر شيوعاً المستخدمة لتصغير الهوائيات المطبوعة عديدة ، من بينها المواد الاصطناعية التي تظهر نفاذية سلبية و / أو سماحية ، تسمى المواد الخارقة. يهدف هذا العمل إلى تصميم ومحاكاة هوائي الشريط الصغير باستخدام . ثم نقدم بعد ذلك بنية المادة الفوقية لتصغير الهوائي. سيتم بعد ذلك عرض النتائج التي تم الحصول عليها من برنامج CST MWS والتعليق عليها.

الكلمات المفتاحية: هوائي شريطي ، تصغير ، مرنان الحلقة المنقسمة ، المواد الفوقية.

Table des matières

<i>Remerciements</i>	<i>I</i>
<i>Dédicace</i>	<i>II</i>
<i>Résumé</i>	<i>V</i>
<i>Table des matières</i>	<i>VI</i>
<i>Liste des figures</i>	<i>IX</i>
<i>Liste des tableaux</i>	<i>XI</i>
<i>Liste des abréviations</i>	<i>XII</i>
<i>Introduction générale</i>	<i>I</i>

CHAPITRE I : Généralités sur les antennes patches

I.1 Introduction	3
I.2 Structure d'une antenne patch	4
I.3 Différentes formes d'une antenne patch	4
I.4 Techniques d'alimentations	5
I.4.1 Alimentation par contact	5
I.4.1.a Alimentation par ligne de transmission micro-ruban	5
I.4.1.b Alimentation par sonde coaxiale	6
I.4.2 Alimentation par proximité	7
I.4.2.a Alimentation couplée par fente (ouverture)	7
I.4.2.b Alimentation couplée par proximité	8
I.5 Mécanisme de rayonnement	9
I.5.1 Ondes rayonnées dans l'espace	9
I.5.2 Ondes guidées	9
I.5.3 Ondes de fuite	9
I.5.4 Ondes de surface	10
I.6 Paramètres des antennes patches	10
I.6.1 Impédance d'entrée	10
I.6.2 Coefficient de réflexion	11
I.6.3 Rapport d'onde stationnaire ROS	12
I.6.4 Bande passante	12

I.6.5 Diagramme de rayonnement.....	12
I.6.6 Polarisation de l'onde	14
I.6.7 Directivité	15
I.6.8 Gain.....	16
I.6.9 Rendement.....	16
I.6.10 Angle d'ouverture	16
I.7 Domaines d'applications	16
I.8 Avantages et inconvénients des antennes micro-rubans	17
I.9 Antennes miniatures	17
I.9.1 Définition	17
I.9.2 Les techniques de miniaturisation.....	18
I.9.2.a Ajout des fentes ou d'encoches	18
I.9.2.b L'utilisation d'un substrat à forte permittivité diélectrique.....	19
I.9.2.c Chargement par des matériaux très haute permittivité	20
I.10 Conclusion	20
Bibliographie de chapitre 1	22

CHAPITRE II : Etat de l'art sur les métamatériaux

II.1 Introduction	26
II.2 Historique	26
II.3 Classification des Métamatériaux.....	27
II.3.1 Les Matériaux doublement positifs (DPS).....	28
II.3.2 Les Matériaux à perméabilité négative (MNG)	28
II.3.3 Les Matériaux à permittivité négative (ENG).....	29
II.3.4 Les Matériaux doublement négatives (DNG).....	30
II.4 Propriétés fondamentales des métamatériaux.....	31
II.4.1 Propriétés électromagnétiques des métamatériaux	32
II.4.1.a Inversion de la loi de Snell-Descartes	32
II.4.2.b Inversion de l'effet Doppler	33
II.5 Détermination des paramètres effectifs des MMs à partir des paramètres S.....	33
II.5.1 Introduction.....	33
II.5.2 Calcul des caractéristiques des métamatériaux à partir des paramètres S.....	34
II.5.2.a Approche de Smith.....	34
II.6 Applications des métamatériaux.....	36

II.6.1 Cape d'invisibilité	36
II.6.2 Lentilles parfaites.....	36
II.6.3 Application aux antennes	37
II.7 : Conclusion.....	37
Bibliographie de chapitre 2.....	38

CHAPITRE III : Conception et simulation d'une antenne patch miniature

III.1 Introduction	40
III.2 Présentation du logiciel CST MWS	40
III.3 Antenne patch circulaire.....	40
III.4 Conception et simulation d'une antenne patch circulaire miniature	42
III.4.1 Conception de l'antenne initiale.....	42
III.4.2 Processus de miniaturisation.....	48
III.4.3 Elargissement de la bande passante et amélioration du gain.....	56
III.5 Conclusion.....	64
Bibliographie de chapitre	65
Conclusion générale	67

Liste des figures

CHAPITRE I : Généralités sur les antennes patches

Figure I.1 Structure d'une antenne patch de forme quelconque	4
Figure I.2 Principales formes des antennes	5
Figure I.3 (a) Alimentation par une ligne micro ruban, (b) Photo d'une antenne réalisée.....	6
Figure I.4 Alimentation par une ligne micro ruban .a) axiale b) décalée et c) axiale avec encoche.....	7
Figure I.5 Alimentation par une sonde coaxiale, (b) Photo d'une antenne réalisée.....	7
Figure I.6 Alimentation couplée par fente.....	8
Figure I.7 Alimentation par couplage à proximité.....	9
Figure I.8 Ondes d'espace.....	10
Figure I.9 Ondes guidées.....	10
Figure I.10 Ondes de fuite.....	10
Figure I.11 Ondes de surface.....	11
Figure I.12 Illustration de la bande passante à -10 dB à partir du coefficient de réflexion.....	13
Figure I.13 Diagrammes de puissance (échelle linéaire) de $U(\theta)=\cos^2(\theta).\cos^2(3\theta)$ en; (a) 2-D et en (b) 3-D.....	14
Figure I.14 Diagramme de rayonnement de l'antenne isotrope.....	14
Figure I.15 Diagramme omnidirectionnel d'une antenne.....	15
Figure I.16 Diagramme de rayonnement de l'antenne directive.....	15
Figure I.17 Polarisation d'une antenne: a) Linéaire, b) Circulaire, c) Elliptique.....	16
Figure I.18 Sphère de Chu d'une antenne.....	19
Figure I.19 Exemple des courants dans une antenne sans fente et avec des fentes et des entailles.....	20
Figure I.20 Exemples d'antennes micro-rubans miniatures avec.....	20

CHAPITRE II : Etat de l'art sur les métamatériaux

Figure II.1 Classification de Matériaux en fonction du signe de la permittivité et la Perméabilité.....	27
Figure II.2 (a) Réseau de RAF introduit par Pendry, (b) : Cellule unitaire du RAF.....	29
Figure II.3 Métamatériaux ENG formé par un réseau de tige métallique.....	30
Figure II.4 Milieu doublement négatif introduit par Smith.....	31
Figure II.5 Réseau de fils fins métalliques et réseau de résonateurs en anneaux fendus	31
Figure II. 6 Réfraction d'une onde électromagnétique à l'interface entre de deux milieux ...	32
Figure II.7 Mesures des paramètres S (a) dans une lame homogène (b) dans une lame inhomogène asymétrique et (c) dans une lame inhomogène symétrique.....	34
Figure II.8 Cape d'invisibilité de J. Pendry	36
Figure II.9 (a) Lentille parfaite de Pendry d'indice de réfraction négatif. (b) Lentille parfaite de Smithen d'indice de réfraction négatif.....	37

Figure II.10 Schéma du dispositif où le métamatériau Main Gauche est placé au dessus de l'antenne patch	37
---	----

CHAPITRE III : Conception et simulation d'antenne patch miniature

Figure III.1 Antenne patch micro-ruban circulaire.	41
Figure III.2 Géométrie de l'antenne initiale : (a) patch de l'antenne, (b) plan de masse.	44
Figure III.3 Coefficient de réflexion de l'antenne initiale	44
Figure III.4 Antenne avec deux encoches.	46
Figure III.5 Le paramètre S ₁₁ de l'antenne avec encoches.	46
Figure III.6 Etude paramétrique sur les encoches.	47
Figure III.7 Diagramme de rayonnement en 2D et en 3D à la fréquence de résonance.	48
Figure III.8 Géométrie du SRR et du CSRR.: Géométrie du SRR et du CSRR.	49
Figure III.9 la permittivité effective de la cellule CSRR.	49
Figure III.10 Géométrie de l'antenne patch à deux, quatre et huit cellules sur le plan de masse.	50
Figure III.11 Module de S ₁₁ pour différents nombre de cellules CSRR espacé de 0.5 mm.	51
Figure III.12 Module de S ₁₁ pour différents nombre de CSRR espacé de 1 mm.	52
Figure III.13 Antenne patch miniaturisée par un réseau de 8 CSRR : (a) face supérieure, (b) : face inférieure.....	53
Figure III.14 Coefficient de réflexion d'antenne miniaturisée.....	53
Figure III.15 Taux d'onde stationnaire de l'antenne miniature.	54
Figure III.16 Diagrammes de rayonnement en 2D et en 3D de l'antenne aux fréquences (a) :2.4 et (b) 3.43 GHz.	55
Figure III.17 Géométrie de l'antenne miniature à plan de masse partiel.	56
Figure III.18 Variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	56
Figure III.19 Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de d.	57
Figure III.20 Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de d.	57
Figure III.21 antenne miniature avec fentes, a) deux fentes verticales, b) deux fentes horizontales.	58
Figure III.22 L'étude paramétrique sur plan de masse partiel avec des fentes verticales.....	58
Figure III.23 Taux d'onde stationnaire de l'antenne miniature à plan de masse partiel modifié.	59
Figure III.24 Diagrammes de rayonnement en 2D et en 3D de l'antenne miniature modifié.	60
Figure III.25 L'étude paramétrique sur plan de masse partiel avec des fentes horizontales...	61
Figure III.26 Coefficient de réflexion de l'antenne finale.	62
Figure III.27 Diagrammes de rayonnement en 2D et en 3D de l'antenne aux fréquences 3.5 et 4.9 GHz.	63

Liste des tableaux

CHAPITRE III : Conception et simulation d'antenne patch miniature

Tableau III.1	Le cahier de charge.....	42
Tableau III.2	Paramètres géométriques de l'antenne de base.	44
Tableau III.3	Les nouvelles dimensions d'une antenne patch.	47
Tableau III.4	Dimensions de la cellule CSRR.	49
Tableau III.5	les nouvelles dimensions de l'antenne patch circulaire.....	52
Tableau III.6	Gain, directivité et BP pour différentes fréquences de l'antenne miniature. ...	55
Tableau III.7	résultats de simulations pour différentes valeurs de r_1 de l'antenne miniature modifiée à fentes verticales.	59
Tableau III.8	résultats de simulations pour différentes valeurs de r_1 de l'antenne miniature modifiée à fentes horizontales.....	61

Liste des abréviations

2D : deux Dimensions

3D : trois Dimensions

ARD : l'antenne à résonateur diélectrique

BP : Bande passent

C : célérité de la lumière dans le vide. $c = 3 \cdot 10^8$ m/s

CSRR: complementary Split Ring Resonator

CST MWS: Computer Science Technology MICROWAVE STUDIO

D_{max} : Directivité maximale

DNG : Double Negative

DPS : Double Positive

EAP : l'antenne électrique petite

ENG : Electrical Negative

\vec{E} : champ électrique

FIT: Finit Intégration Technique

\vec{H} : champ magnétique

\vec{K} : le vecteur d'onde

n : l'indice de réfraction

MMD : Matériau Main Droite

MMG : Matériaux Main Gauche

MMT : Métamatériaux

MNG : Magnétic Negative

ROS : Rapport d'onde stationnaire

\vec{s} : le vecteur de poynting

SRR: Split Ring Resonator

ULB: Ultra Large Bande

VSWR: The Voltage Standing Wave Ratio

WIFI: Wireless Fidelity

WIMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access

WLAN: Wireless Local Area Network

Z : l'impédance d'onde

Z_c: l'impédance caractéristique

ε : Permittivité

μ : Perméabilité

ε_{eff} : Permittivité effective

μ_{eff} : Perméabilité effective

ε_r : Permittivité relative

μ_r : Perméabilité relative

λ₀ = c/v : longueur d'onde dans le vide

λ_g : la longueur d'onde guidée

θ_t : l'angle de réfraction

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

Les télécommunications sont définies comme la transmission d'informations entre deux points quelconques, à n'importe quelle distance, en utilisant des technologies électroniques, informatiques, filaires, optiques ou électromagnétiques. Pour une plus grande mobilité et pour des applications à haut débit, les communications filaires sont remplacées par des réseaux sans fils.

Les systèmes de télécommunication sans fils ont connu un développement remarquable dans ces dernières années dans différents domaines tels que l'aéronautique, la médecine ou la défense. Cette évolution a motivé les fabricants à développer en permanence de nouveaux systèmes de communication sans fil.

L'antenne est un élément essentiel de la communication sans fil, Cependant, elle occupe toujours le plus grand volume dans la chaîne de communication, ce qui la rend difficile à mettre en œuvre dans les petites surfaces. Leur miniaturisation est devenue indispensable pour une conception optimale.

Ces dernières années, les antennes miniatures ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche. Plusieurs techniques ont été proposées pour réduire la miniaturisation des antennes telles que : l'utilisation d'un substrat diélectrique de très haute permittivité, la charge par des éléments passifs, l'application de court-circuit, l'insertion de fentes, etc. Chacune de ces méthodes est soumise à des limitations physiques bien définies. En effet, la diminution de la taille des antennes s'accompagne généralement d'une diminution de leur efficacité et de leur bande passante. Les concepteurs doivent donc trouver un compromis entre la taille minimale requise et des performances acceptables en termes de gain, de facteur de qualité, d'efficacité et de bande passante.

Les métamatériaux sont des matériaux composites artificiels qui présentent des propriétés électromagnétiques non disponibles dans la nature. Il s'agit de matériaux constitués d'éléments périodiques de petites tailles (par rapport à la longueur d'onde) et donnant dans des bandes de fréquence spécifiques, des propriétés particulières différentes de celles de matériaux naturels. Il s'agit en général de structures diélectriques ou métalliques, qui se comportent comme des matériaux homogènes. Il existe plusieurs types les plus célèbres sont ceux qui peuvent présenter une permittivité et une perméabilité négatives. Mais il en existe d'autres tels que milieu à impédance infinie, milieu à permittivité relative inférieure à 1, ils présentent une haute impédance en réflexion normale et une bande interdite en propagation dans le plan sur une large bande de fréquence.

Ces propriétés physiques sont particulièrement intéressantes car elles permettent de réduire le rayonnement latéral et d'augmenter la directivité des antennes. Certaines de ces propriétés ont ouvert des perspectives prometteuses pour des applications étonnantes dans le domaine des radiofréquences à améliorer les performances des composants tels que les filtres, les coupleurs et les antennes.

Le but de ce travail est de concevoir, des antennes, d'optimiser leurs performances aux fréquences souhaitée pour les utiliser dans les systèmes de communication sans fil. Le contenu du manuscrit est divisé en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à une brève présentation des antennes patchs. Nous commençons par les structure de ces antennes, suivi par leurs différentes formes, leurs mécanismes ainsi leurs différentes techniques d'alimentations. Par ailleurs, nous présentons les principaux paramètres qui caractérisent les antennes, les domaines d'application et les avantages et inconvénients. Dans la dernière partie du ce chapitre, nous décrivons les techniques de miniaturisation pour les antennes micro-rubans.

Le deuxième chapitre permet d'introduire les structures périodiques artificielles appelées « Métamatériaux ». D'abord nous parlerons sur les classifications des métamatériaux puis les propriétés fondamentales. Ensuite, nous distinguerons leurs paramètres effectifs à partir des paramètres S et leurs applications.

Le troisième chapitre est consacré à la conception d'antenne patch aux quelles sont appliquées certaines techniques de miniaturisation. D'abord nous commençons par une présentation du logiciel CST, ce dernier sera utilisé pour concevoir et analyser la structure d'antenne patch circulaire ce qui va nous permettre de comparer les résultats obtenus et de valider notre étude. L'étude menée servira à dévoiler l'effet de chaque technique de réduction de la taille d'une antenne sur son fonctionnement et ses performances, comme par exemple l'usage les encoches, les métamatériaux et plan de masse partiel. Ceci va nous aider à concilier entre les dimensions d'une antenne et les spécifications de rayonnement requises.

Enfin, le mémoire se terminera par une conclusion générale qui résumera le travail exposé dans ce mémoire.

CHAPITRE I : GÉNÉRALITÉS SUR **LES ANTENNES PATCHS**

I.1 Introduction

La technologie des communications peut être améliorée par le remplacement des antennes hyperfréquences traditionnelles telles que la communication par satellite, les équipements portables et les récepteurs de navigation par satellite par de petites antennes à bande ,grâce à leur petite taille (peu encombrant), leur légèreté, leur faible coût, leur haute performance ainsi que leur simplicité d'utilisation.

Le concept des antennes imprimées a été développé en 1953 par l'américain Deschamps. Trois ans après, les français Baissinot et Gutton ont réussi à breveter une conception micro-ruban. Ce brevet a permis de favoriser les lignes de transmission planaires.

En poussant ses recherches, Lewin s'est focalisé en 1960 sur une observation et une étude sur les phénomènes de rayonnement émanant des discontinuités dans les strip-lines. Pendant la même année, les méthodes et la conception des lignes de transmission à microbande ont subi une évolution grâce aux recherches menées par Wheeler, Purcel et Al. En 1969, Denlinger a découvert grâce au mécanisme de rayonnement, l'émission efficace des résonateurs à microbande rectangulaires et circulaires.

Un peu plus tard dans l'année 1970, Byron a décrit une structure planaire qui se compose d'une plaque conductrice imprimée sur un substrat diélectrique avec un $\epsilon_r \leq 10$ posé sur un plan de masse. Ses premières réalisations étaient essentiellement réservées à des applications militaires. Dans les années 1990, Howel et Munson ont réalisé un véritable passage au stade industriel [1].

Les domaines de l'électronique, et celui des hyperfréquences ont connu une révolution grâce au recours à la technique des circuits imprimés, qui se prête particulièrement bien à la réalisation de circuits et d'antennes.

Le caractère en miniature de l'antenne imprimée (patch) conçu pour satisfaire à ces besoins, offre la possibilité de l'intégrer facilement dans les systèmes d'émission-réception.

Ce premier chapitre, sera consacré à la définition des antennes imprimées, nous présentons les différentes formes d'une antenne patch et leurs mécanismes de rayonnement. Ensuite les paramètres d'une antenne patch et les techniques d'alimentations. Par la suite, nous exposerons leurs domaines d'application, leurs avantages et inconvénients. Enfin nous présentons les techniques de miniaturisation pour ces antennes en passant par leurs définitions.

I.2 Structure d'une antenne patch

L'antenne patch appelée aussi antenne imprimée ou encore antenne micro-ruban [2], est un transducteur qui convertit un signal électrique d'une ligne de transmission en une onde électromagnétique dans l'espace libre à l'émission et l'inverse à la réception, ce qui représente le principe d'une antenne en général [3].

Une antenne patch est composée d'une plaque métallique d'épaisseur très fine, appelée élément rayonnant (patch) gravé sur la face supérieure du substrat diélectrique. Dans la face inférieure on retrouve le plan de masse (figure I.1).

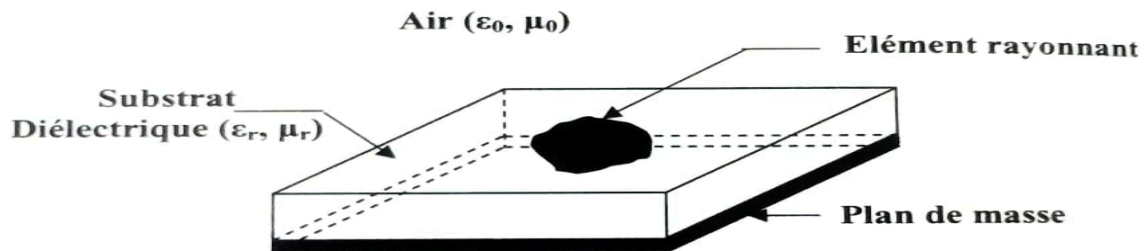


Figure I.1: Structure d'une antenne patch de forme quelconque [4].

I.3 Différentes formes d'une antenne patch

L'élément rayonnant prend plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carré, circulaire et elliptique (Figure I.2). Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication. De plus, elle génère un diagramme de rayonnement intéressant. Les dipôles micro-ruban 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 permettant ainsi d'améliorer la directivité. Contrairement aux lignes micro-ruban, les antennes micro-ruban nécessitent un substrat diélectrique de faible permittivité relative ϵ_r [5].

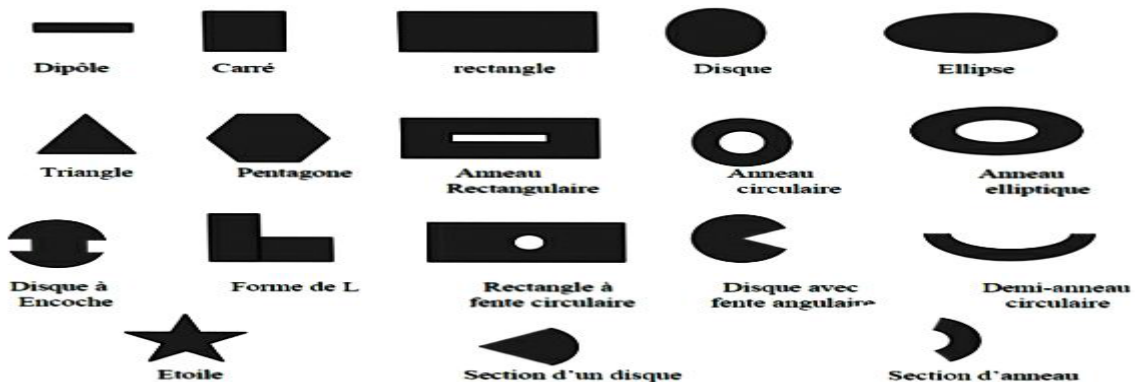


Figure I.2: Principales formes des antennes [4].

I.4 Techniques d'alimentations

L'alimentation joue un rôle très intéressant dans la conception des antennes imprimées. L'énergie est fournie à l'élément rayonnant de manière à influencer directement sur son rayonnement. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont celle-ci est intégrée dans le dispositif. Le choix de sa position permet l'adaptation de l'antenne à la ligne d'alimentation. Elle peut être centrée ou arbitraire par rapport à la structure de l'élément. Il existe une large variété de techniques d'alimentation permettant d'offrir à l'antenne l'énergie qui lui est indispensable pour rayonner [6].

Les différentes techniques d'alimentation peuvent être divisées en deux grandes catégories :

- Alimentation par contact (par sonde ou ligne micro-ruban)
- Alimentation par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou fente).

Concernant la première technique, une ligne micro-ruban est utilisée comme élément de contact pour fournir une puissance RF directement au patch de rayonnement. Pour la seconde technique, la transmission de puissance entre la ligne micro-ruban et le patch rayonnant est réalisée en utilisant un couplage de champ électromagnétique.

I.4.1 Alimentation par contact

I.4.1.a Alimentation par ligne de transmission micro-ruban

Dans ce cas, la ligne micro ruban est directement connectée à l'élément rayonnant, comme indiqué sur la figure I.3.

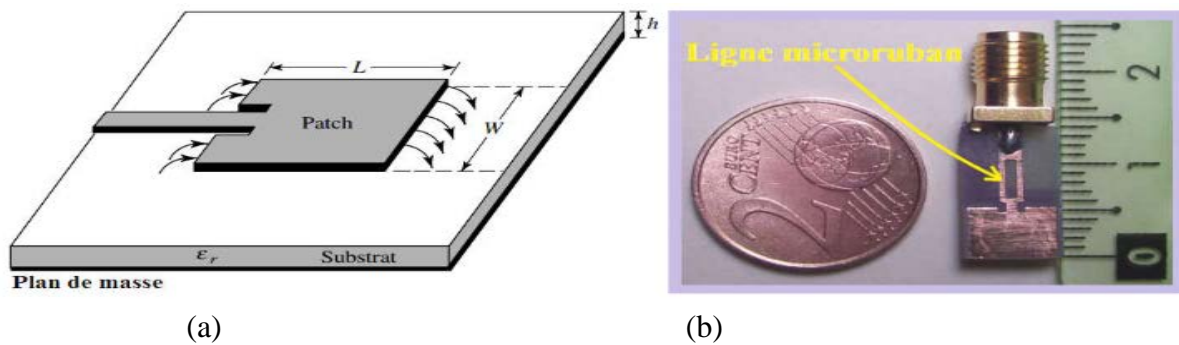


Figure I.3 : (a) Alimentation par une ligne micro ruban [7], (b) Photo d'une antenne réalisée [8].

Les avantages de ce type d'alimentation sont [9] [10]:

- Pour obtenir une structure planaire, l'alimentation est gravée sur le même substrat et considérée comme une extension du patch. C'est la technique la moins coûteuse et la plus simple à réaliser.

- L'impédance interne peut être facilement vérifiée en ajustant le point de contact entre la ligne d'alimentation et le patch.
- Sa réalisation est facile car la ligne d'alimentation et le patch sont gravés sur le même substrat.
- Une faible impédance (quelques Ohms) est acquise si le point de contact est proche du centre du patch.
- Cette technique est facile à modéliser, principalement pour un substrat fin.

Concernant les inconvénients de cette technologie, ils peuvent être mentionnés ci-dessous :

- L'augmentation de l'épaisseur du substrat diélectrique entraînera une augmentation des ondes de surface et un rayonnement parasites de l'alimentation, ce qui entraînera une diminution de la largeur de bande de l'antenne. De plus, en raison de la polarisation croisée, un tel rayonnement parasite de l'alimentation peut provoquer un rayonnement indésirable.
- La modification de la position de l'alimentation peut entraîner un léger changement de la fréquence de résonance (en raison d'un changement du couplage entre la ligne électrique et l'antenne) mais le diagramme de rayonnement reste le même. Ce décalage de la fréquence de résonance peut être équilibré en ajustant légèrement les paramètres de l'antenne.
- Du fait que le réseau d'alimentation n'est pas déconnecté de l'antenne quand celle-ci rayonne, un fort rayonnement parasite du circuit d'alimentation est remarqué [11].

pour avoir une meilleure adaptation d'impédance, Le point de jonction peut se repérer sur l'axe de symétrie de l'élément rayonnant ou décalé par rapport à cet axe de symétrie, L'alimentation axiale avec une encoche donne de bons résultats (figure I.4).

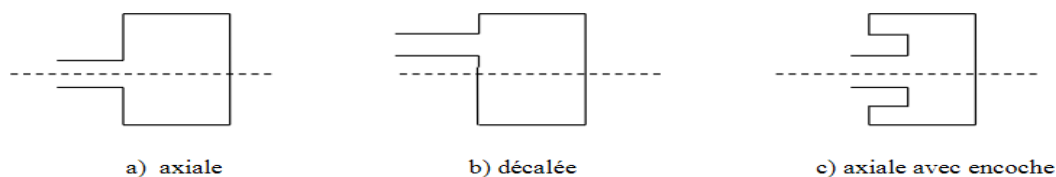


Figure I.4 : Alimentation par une ligne micro ruban .a) axiale b) décalée et c) axiale avec encoche.

I.4.1.b Alimentation par sonde coaxiale

Ce type d'alimentation, appelée aussi alimentation coaxiale. Le conducteur intérieur du connecteur coaxial s'étend à travers le diélectrique pour être soudé au patch rayonnant, alors que le conducteur extérieur est branché au plan de masse (figure I.5) [12] [13].

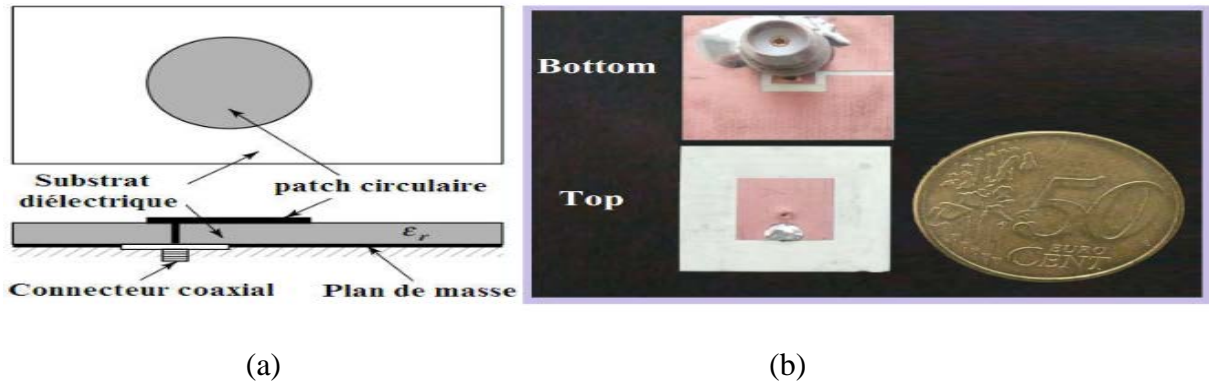


Figure I.5 : Alimentation par une sonde coaxiale [7], (b) Photo d'une antenne réalisée [14].

❖ Les avantages de ce type d'alimentation sont [12] [13] :

- La possibilité d'installer la sonde coaxiale à n'importe quel emplacement, à l'intérieur du patch, afin d'effectuer l'adaptation.
- En plus de sa facilité de réalisation, cette technique présente un faible rayonnement parasite et la ligne d'alimentation ne cause aucune perte par rayonnement.
- Un câble peut être installé en dessous du plan de masse pour réduire le couplage entre le patch et l'alimentation.

❖ Les inconvénients de cette technologie sont [10] :

- Une bande passante étroite qui est difficile à modéliser.
- L'augmentation de la longueur de la sonde, pour des substrats épais, remet l'impédance d'entrée plus inductive.

I.4.2 Alimentation par proximité

I.4.2.a Alimentation couplée par fente (ouverture)

Dans cette technique d'alimentation, la ligne d'alimentation et le patch de rayonnement sont séparés par le plan de masse (figure I.6). Le couplage entre ces deux composants est réalisé grâce à une fente insérée dans le plan de masse. La fente est généralement centrée sous le patch, de sorte que la polarisation croisée diminue en raison de la symétrie de la configuration. Le degré de couplage dépend de la forme, de la taille et de l'emplacement de la fente.

Généralement, afin d'optimiser le rayonnement du patch, le substrat inférieur utilise une constante diélectrique élevée et une faible épaisseur, tandis que le substrat supérieur utilise une épaisseur plus grande et une constante diélectrique plus petite.

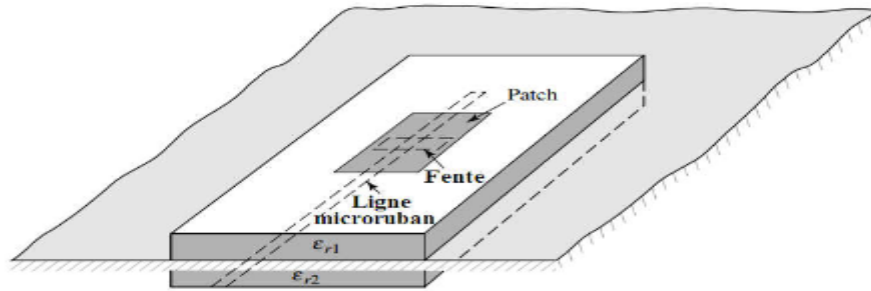


Figure I.6 : Alimentation couplée par fente [7].

L'avantage de ce type d'alimentation est la facilité de modélisation, et son principal inconvénient est la difficulté de fabrication car il comporte plusieurs couches, ce qui augmente également l'épaisseur et le coût du dispositif.

I.4.2.b Alimentation couplée par proximité

Cette technique est surnommée alimentation par couplage électromagnétique. Comme le montre la figure I.7 la ligne d'alimentation se trouve entre deux substrats diélectriques superposés, tandis que le patch est gravé sur le substrat supérieur [12].

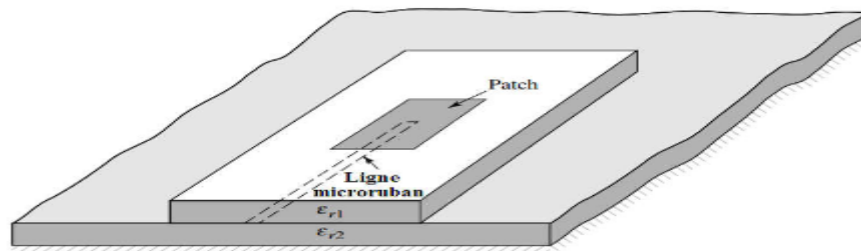


Figure I.7 : Alimentation par couplage à proximité [7].

Les avantages de ce type d'alimentation sont :

- Aucun contact physique n'est requis entre le cordon d'alimentation et le cavalier.
- En raison de la grande distance entre le patch et le plan de masse, cette technique peut fournir une bande passante élevée.
- Il est plus facile d'optimiser les performances de l'antenne grâce à un plus grand nombre de choix de combinaison de deux diélectriques. Peut être ajusté en contrôlant la profondeur du chargeur sous le patch et la largeur du patch.

Les inconvénients de cette technologie sont [14] :

- Fabrication difficile en raison des deux couches diélectriques qui requièrent un alignement adéquat.
- Augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne et de son coût.

I.5 Mécanisme de rayonnement

Le mécanisme de rayonnement de l'antenne imprimée est réalisé grâce à sa géométrie. La compréhension physique du fonctionnement des antennes de tablette passe également par connaître le champ électromagnétique dans une région proche de la structure rayonnante.

Selon la direction prise par l'onde dans la structure de l'antenne, nous pouvons distinguer les quatre types de vagues.

I.5.1 Ondes rayonnées dans l'espace

Il s'agit des ondes transmises vers l'espace libre avec un angle d'élévation compris entre 0 et $\pi/2$. Dans le cas des lignes de transmission, cet effet est indésirable car il représente une fuite et donc un rayonnement parasite. Par contre dans le cas des antennes, c'est lui qui contribue à l'efficacité de rayonnement de cette dernière comme le montre la figure I.8 [15].

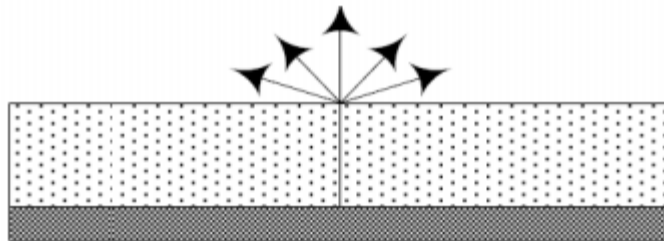


Figure I.8 : Ondes d'espace.

I.5.2 Ondes guidées

Ces ondes restent entre l'élément rayonnant et le plan de masse. Elles assurent le fonctionnement normal d'une ligne de transmission de type micro-ruban, mais elles ne sont pas du tout favorables aux antennes patchs (figure I.9) [15].

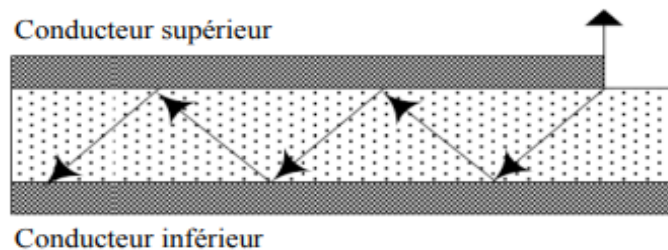


Figure I.9 : Ondes guidées.

I.5.3 Ondes de fuite

La direction qu'ils pointent est la plus préminente et l'angle θ entre eux est $\pi - \arcsin(1/\sqrt{\epsilon_r})$ et π . Les ondes aident à rayonner et sont utiles pour les antennes. Figure I.10.

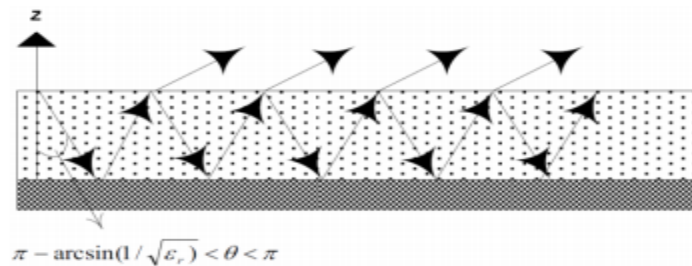


Figure I.10 : Ondes de fuite [15].

I.5.4 Ondes de surface

Elles sont légèrement dirigées vers le bas avec des angles d'élévation compris entre $\pi/2$ et $\pi - \arcsin(1/\sqrt{\epsilon_r})$ ce qui va causer leur totale réflexion, les gardant piégées à l'intérieur du diélectrique, comme le montre la figure I.11. Ces ondes de surface absorbent une partie de l'énergie du signal réduisant ainsi l'efficacité de rayonnement de l'antenne [15].

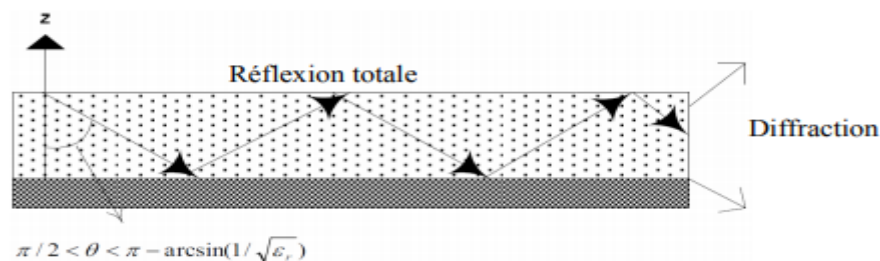


Figure I.11 : Ondes de surface.

I.6 Paramètres des antennes patches

Les antennes patches peuvent être classées en plusieurs paramètres, parmi les quels on peut situer :

I.6.1 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée est le rapport entre la tension et le courant à l'entrée de l'antenne définie par l'équation suivante.

$$Z_{in} = \frac{V_{int}}{I_{int}} \quad (\text{I. 1})$$

L'expression d'impédance d'entrée d'une antenne Z_{in} est décomposée en une partie réelle R_a qui représente la puissance dissipée par l'antenne, et une partie imaginaire X_a qui représente la puissance stockée dans la zone proche du champ de rayonnement cette impédance est donnée par l'équation suivante :

$$Z_{in} = R_a + jX_a \quad (\text{I. 2})$$

Par contre, la réactance X_a est liée à la puissance réactive à proximité de l'antenne.

D'autre part, l'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la ligne sur l'antenne. Elle est donnée par l'expression suivante :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{(1+S_{11})}{(1-S_{11})} \quad (\text{I. 3})$$

Où :

Z_0 : est l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

S_{11} : est le coefficient de réflexion.

I.6.2 Coefficient de réflexion

On définit la qualité d'adaptation d'une antenne au circuit qui l'alimente par le niveau du coefficient de réflexion S_{11} qui est le rapport entre l'onde réfléchie, d'amplitude V_0^- et l'onde incidente, d'amplitude V_0^+ [16] :

$$S_{11} = \frac{V_0^-}{V_0^+} \quad (\text{I.4})$$

Lorsqu'une onde incidente change de milieu de propagation ou rencontre une nouvelle interface, une partie de cette onde incidente est réfléchie et l'autre partie est transmise dans le nouveau milieu. Le coefficient de réflexion ' Γ ', et le coefficient de transmission ' T ' quantifient ces deux phénomènes, respectivement [17]. Ces deux coefficients sont reliés par l'expression suivante:

$$|T|^2 + |\Gamma|^2 = 1 \quad (\text{I.5})$$

Le coefficient de réflexion ' S_{11} ' ou ' Γ ' est un paramètre important sur lequel nous basons lors de la conception d'une antenne. Il sert à mettre en évidence l'absorption de l'énergie par l'antenne.

D'autre part, il dépend de l'impédance caractéristique de la ligne Z_0 et l'impédance d'entrée de l'antenne Z_{in} et exprimé par l'équation (I.6)

$$S_{11} = \frac{(Z_{in} - Z_0)}{(Z_{in} + Z_0)} \quad (\text{I. 6})$$

Lorsque ce paramètre diminue, le conditionnement de l'antenne sera meilleur, Le coefficient de réflexion en décibel (dB) et se définit comme suit :

$$S_{11} \text{ (dB)} = 20 \cdot \log\left(\frac{(Z_{in} - Z_0)}{(Z_{in} + Z_0)}\right) \quad (\text{I. 7})$$

Dans le cas d'une antenne résonante, pratiquement on néglige la partie imaginaire [18].

$\Re(Z_{in}) \approx Z_0 \Rightarrow S_{11} \rightarrow 0$, dans ce cas, il n'y a pas d'onde réfléchie, on parle de l'adaptation de l'impédance d'entrée à la ligne.

I.6.3 Rapport d'onde stationnaire ROS

Nous pouvons déterminer **ROS** ou **VSWR** (Rapport d'onde stationnaire de tension) à partir de coefficient de réflexion.

$$\text{ROS} = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad (\text{I. 8})$$

Lorsque $\text{VSWR} \leq 2$, l'adaptation d'impédance peut être assurée.

I.6.4 Bande passante

La bande passante d'une antenne peut être définie comme une bande de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil donné [19]:

On déduit souvent la bande passante d'une antenne à partir de la courbe de son coefficient de réflexion (figure I.12). Certains critères typiques sont pris comme un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB. Souvent, on l'exprime en termes de bande passante relative par rapport à la fréquence centrale [15], qui est donnée par :

$$\text{BP (\%)} = \frac{\Delta f}{f_0} \times 100 \quad (\text{I. 9})$$

Ou :

$$\Delta f = f_2 - f_1 \quad (\text{I. 10})$$

F_0 : Est la fréquence centrale.

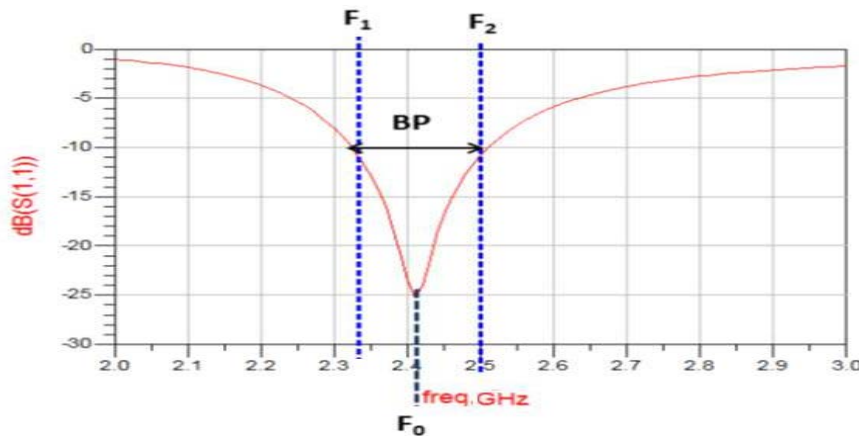


Figure I.12 : Illustration de la bande passante à -10 dB à partir du coefficient de réflexion [19].

I.6.5 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement montre la variation de la puissance rayonnée par l'antenne dans différentes directions dans l'espace. Il indique la direction avec la plus grande puissance rayonnée. Le diagramme de rayonnement peut être exprimé en distribution 3D, ce

qui nous permet de mieux visualiser le lobe principal et les lobes latéraux. Il peut également être exprimé en coordonnées polaires ou en coordonnées cartésiennes (Figure I.13).

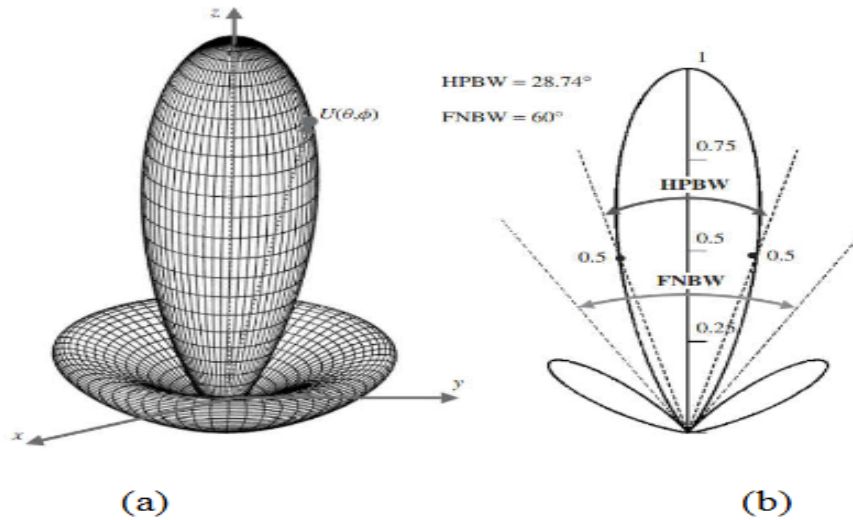


Figure I.13 : Diagrammes de puissance (échelle linéaire) de $U(\theta)=\cos^2(\theta).\cos^2(3\theta)$ en; (a) 2-D et en (b) 3-D [7].

Nous pouvons distinguer trois types d'antennes selon leurs diagrammes de rayonnement :

- Une **antenne isotrope** (figure I.16) est une antenne qui rayonne fortement son énergie dans toutes les directions de l'espace. Elle est utilisée comme référence pour calculer la directivité et le gain du rayonnement des antennes. En fait, il n'y a pas d'antenne isotrope idéale.

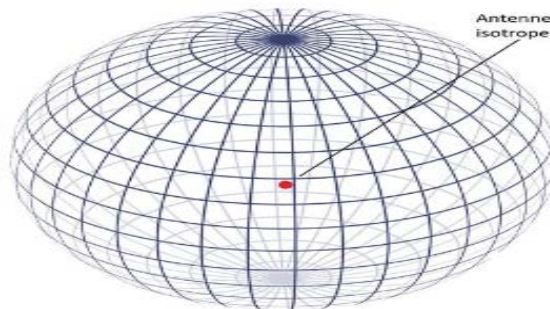


Figure I.14 : Diagramme de rayonnement de l'antenne isotrope [7].

- Une **antenne omnidirectionnelle** est une antenne où le rayonnement est isotrope, mais se produit dans un seul plan spatial. Dans certaines directions, l'antenne émet moins d'énergie. Pour certaines antennes omnidirectionnelles, il existe des directions dans lesquelles l'antenne ne rayonne pas. On dit que ces directions sont aveugles.

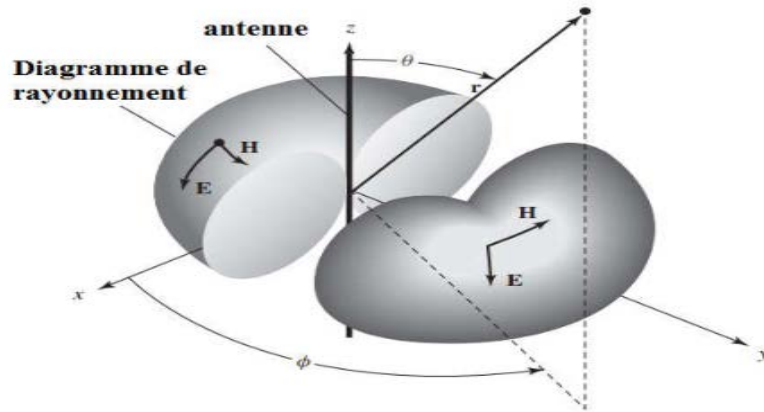


Figure I.15 : Diagramme omnidirectionnel d'une antenne [7].

- **Antenne directionnelle** est une antenne avec un fort rayonnement. La directivité maximale est supérieure au dipôle demi-onde.

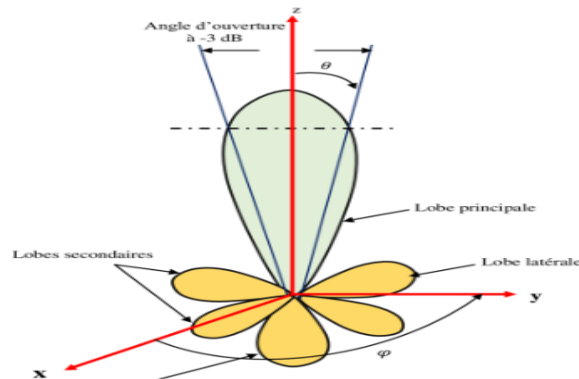


Figure I.16 : Diagramme de rayonnement de l'antenne directive [7].

I.6.6 Polarisation de l'onde

La polarisation est définie comme la direction du champ électrique de l'onde électromagnétique. Les ondes électromagnétiques émises par l'antenne sont causées par temps et espace du champ électrique et du champ magnétique avec un axe orthogonal.

Le champ électrique détermine le plan de polarisation de l'onde. Donc si la polarisation de l'antenne de réception ne correspond pas à la polarisation de l'antenne, les puissances d'émission et de réception ne serrent pas maximales.

Les différents types de polarisation sont présentés par la figure I.17:

- La Polarisation linéaire.
- La Polarisation circulaire.
- La Polarisation elliptique.

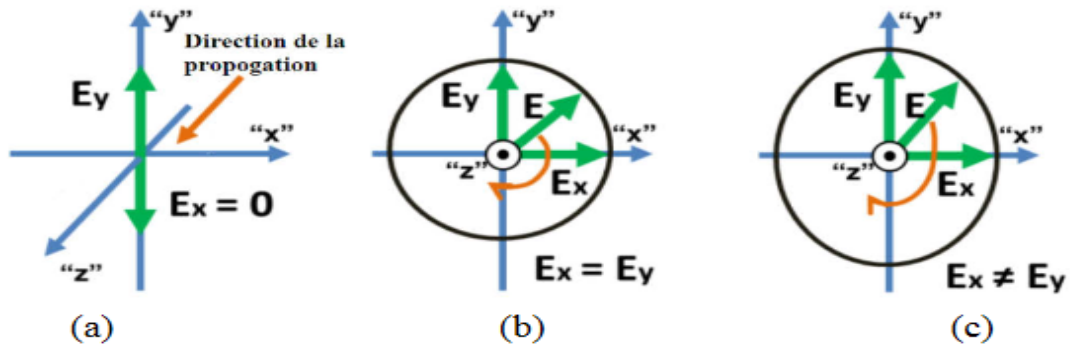


Figure I.17 : Polarisations d'une antenne: a) Linéaire, b) Circulaire, c) Elliptique [20].

En tout point de la sphère d'observation, il est possible d'observer deux polarisations orthogonales. Nous parlons alors de Co-polarisation pour la polarisation principale et cross polarisation pour la polarisation orthogonale.

Dans le cas de la polarisation linéaire, la Co-polarisation est le plan formé par la direction de propagation et celle du champ électrique de l'antenne et la cross-polarisation celui formé par la direction de propagation et celle du champ magnétique de l'antenne. Dans les cas des polarisations circulaire et elliptique nous parlons de polarisation circulaire/elliptique gauche et droite. La polarisation est dite droite lorsque la direction du vecteur champ électrique se déplace dans le sens horaire. Elle est dite gauche si le vecteur se déplace dans le sens trigonométrique [21].

I.6.7 Directivité

La directivité de l'antenne fait référence à la mesure de la concentration de rayonnement de l'antenne dans des directions spécifiques de l'espace.

Elle est déterminée par le rapport entre l'intensité du rayonnement dans une direction donnée et l'intensité de rayonnement moyen dans toutes les autres directions :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} \quad (\text{I.11})$$

U_0 : représente l'intensité de rayonnement de la source isotrope et égale :

$$U_0 = \frac{P_{\text{ray}}}{4\pi} \quad (\text{I.12})$$

Cette directivité est maximale lorsque nous considérons la direction où l'intensité de rayonnement de la source isotrope est maximale, donnée par la formule :

$$D_{\text{max}} = \frac{U_{\text{max}}}{U_0} = 4\pi \frac{U_{\text{max}}}{P_{\text{ray}}} \quad (\text{I.13})$$

La directivité n'a pas d'unité. Elle est généralement exprimée en décibels :

$$(dB) = 10 \cdot \log D_{\text{max}} \quad (\text{I.14})$$

I.6.8 Gain

Le gain de l'antenne dans la direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans la direction (θ, φ) et la puissance rayonnée par la source homogène de référence par unité d'angle solide sous la même puissance d'alimentation, il est donné par la relation suivante :

$$\mathbf{G=4\pi \frac{P(\theta,\varphi)}{P_a}} \quad \mathbf{(I.15)}$$

Où :

Pa: Est la puissance d'alimentation de l'antenne.

I.6.9 Rendement

Le rendement de l'antenne η est en fonction du rapport de la puissance d'alimentation P_a et la puissance totale qu'elle rayonne P , soit :

$$\mathbf{\eta= \frac{P}{P_a}} \quad \mathbf{(I.16)}$$

I.6.10 Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture de l'antenne est l'angle de direction de la puissance. La puissance rayonnée est la moitié de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable (- 3 dB).

I.7 Domaines d'applications

Vu l'avancement technologique dans le domaine des télécommunications, les antennes classiques deviennent incapables de combler ces besoins. C'est pour cela, les concepteurs des systèmes de télécommunications remplacent les antennes classiques par des antennes micro rubans dans plusieurs applications. En peut citer [22] :

- Les systèmes Radar.
- Les communications par satellite.
- La téléphonie mobile.
- La sécurité (armes intelligentes).
- Les applications militaires.
- Les applications biomédicales.
- Les systèmes d'aéronautique (avions, moteurs de fusée, missiles).

I.8 Avantages et inconvénients des antennes micro-rubans

Compte tenu de la structure plane des antennes imprimées, nous bénéficions donc de tous les avantages de la technologie des circuits imprimés. Comparées aux antennes conventionnelles, les avantages qu'on peut leur attribuer sont nombreux. Néanmoins, on se contentera de citer les plus attirants d'entre eux [4]:

Parmi ces avantages nous citons :

- Faible poids.
- Faible encombrement.
- Faible épaisseur.
- Simplicité de réalisation et reproduction.
- Fort rendement d'ouverture.
- Polarisation variable simplement avec la position d'alimentation.
- Possibilité de les conformer sur des surfaces non planes.
- Possibilité d'association à des éléments actifs ou passifs tels que : amplificateurs, modulateurs, déphaseurs, etc...

Cependant, comme rien n'est parfait, ce type d'antenne a ses propres défauts [4] :

- Bande passante très étroite.
- Gain faible du aux pertes.
- Rendement faible (concentration des champs sur les parois métalliques).
- Effet de couplage parasite entre les éléments.
- Pureté de polarisation difficile à obtenir.
- Puissance supportée limitée.
- Rayonnement parasite de l'alimentation.

I.9 Antennes miniatures

I.9.1 Définition

Nous nous intéressons en particulier à la catégorie d'antennes électriquement petites (AEP). Elles concernent les antennes dont les dimensions sont très petites en comparaison avec la longueur d'onde λ . Cependant, cette définition reste vague et peu précise [15].

Wheeler a défini l'antenne électriquement petite par celle dont le rayon a de la sphère qui l'englobe est inférieur ou égal à $(\lambda/2\pi)$, ce qui revient à dire que [15]:

$$ka < 1$$

Avec :

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$: est la constante de propagation dans le milieu.

Cette sphère sera appelée par la suite «sphère de Chu» figure I.20.:

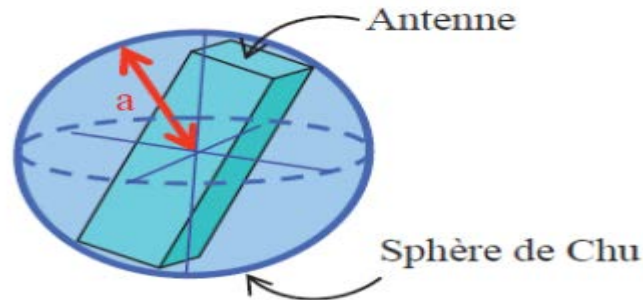


Figure I.18 : Sphère de Chu d'une antenne.

L'objectif de la miniaturisation est de réduire les dimensions d'une antenne tout en conservant ses performances en termes de bande passante et de rayonnement. L'étude du facteur de qualité de l'antenne permet d'évaluer l'impact de la miniaturisation sur ces paramètres [23].

I.9.2 Les techniques de miniaturisation

Plusieurs techniques de miniaturisation existent, nous verrons les principales à savoir :

I.9.2.a Ajout des fentes ou d'encoches

La technique d'ajout des fentes est utilisée pour la miniaturisation d'antennes planaires. En plaçant des fentes dans les parties métalliques de l'antenne imprimée, les courants surfaciques qui circulent d'un bout à l'autre de ces parties métalliques seront donc bloqués par les fentes et devront les contourner en empruntant un parcours plus long par rapport au cas d'une antenne sans fentes.

Par conséquent la longueur de ce dernier devient inférieure à $\lambda/2$, donc d'abaisser la fréquence de résonance de la structure, comme présenté sur la figure I.19.

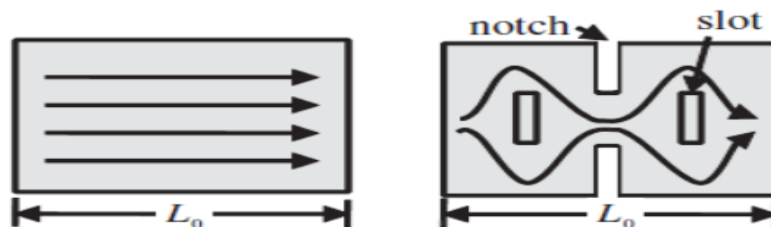


Figure I.19 : Exemple des courants dans une antenne sans fente et avec des fentes.

Une réduction de la fréquence de la résonance est équivalente à une réduction de la taille de l'antenne si on se ramène toujours à la même fréquence de travail. Des effets inductifs et capacitifs seront aussi induits, ce qui aura pour effet de modifier l'impédance

d'entrée de l'antenne et sa bande passante. La mise en œuvre de cette technique peut réduire la taille d'une antenne patch de 50% mais la largeur de bande est diminuée ainsi que l'efficacité de rayonnement de l'antenne [17].

En règle générale, l'insertion adéquate de fentes sur la surface de l'élément rayonnant permet d'atteindre l'objectif de miniaturisation. Il existe aussi des fentes repliées de formes différentes, en C, en U, en H, etc...[15].

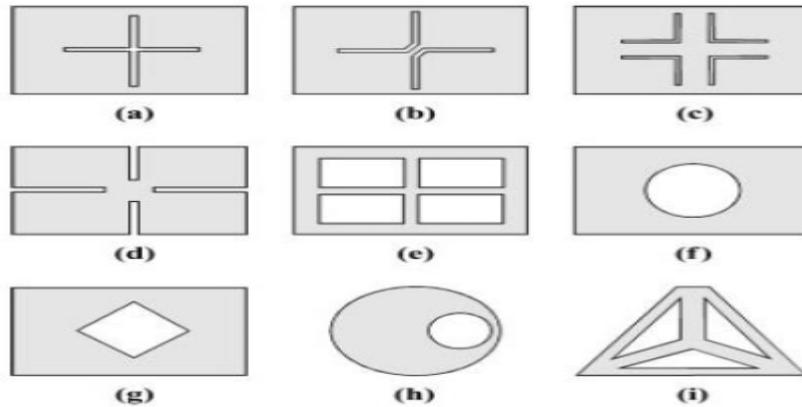


Figure I.20 : Exemples d'antennes micro-rubans miniatures avec fentes [15].

L'inconvénient de cette technologie est l'augmentation du facteur de qualité due au nombre de slots, donc la bande passante est réduite, la pureté de polarisation et le gain maximum de l'antenne sont réduits.

I.9.2.b L'utilisation d'un substrat à forte permittivité diélectrique

La modification de la forme de l'antenne n'est pas la seule technique permettant une miniaturisation des antennes. L'utilisation d'un substrat diélectrique à forte permittivité typiquement de l'ordre de 10 à 20 permettrait de réduire les dimensions d'une antenne sans en modifier la géométrie [17].

En effet avec un tel matériau les lignes de champ sont concentrées sous l'élément rayonnant. Ce phénomène peut s'expliquer par le fait qu'un champ électrique appliqué dans un milieu à forte permittivité influe sur l'organisation des charges électriques, notamment leur déplacement et la réorientation des dipôles électriques [17]. En utilisant un diélectrique à forte permittivité relative ϵ_r , la longueur d'onde guidée λ_g diminue, comme le montre la relation suivante :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (\text{I.17})$$

Avec :

λ_0 : La longueur d'onde dans l'espace libre.

ϵ_r : La permittivité.

μ_r : La perméabilité du substrat.

L'application de cette technique conduit à une baisse de la bande passante car le facteur de qualité est plus élevé [24], selon la relation suivante :

$$BP = \frac{f}{\sqrt{2}Q} \quad (\text{I.18})$$

le principal inconvénient de ces matériaux est le confinement des lignes de champs électriques qui génère un fort couplage capacitif entre l'antenne et le plan de masse entraînant ainsi une baisse de performances notamment l'efficacité et la bande passante [25].

Afin de limiter cette augmentation de l'énergie stockée pour des substrats à forte permittivité, divers travaux ont présenté une solution basée sur la distribution du champ électrique à l'intérieur du substrat diélectrique situé sous l'antenne micro-ruban. Cela consiste à employer un substrat de faible permittivité dans les régions à fort champ électrique et un substrat à forte permittivité dans les régions de faible champ électrique [25].

En pratique, dans la miniaturisation des antennes micro-ruban, il convient de choisir un substrat à permittivité relativement élevée ($2 \leq \epsilon_r \leq 30$) ayant une épaisseur raisonnable, comme les céramiques par exemple, afin d'obtenir de bonnes caractéristiques et performances [26].

I.9.2.c Chargement par des matériaux très haute permittivité

Les matériaux à forte permittivité permettent une bonne miniaturisation des composants micro-ondes, mais l'antenne utilisant ces matériaux présente l'inconvénient d'une bande passante réduite [27].

Un diélectrique à forte permittivité peut être utilisé:

-en le chargeant sur le substrat, pour construire une antenne à résonateur diélectrique (ARD) avec une permittivité élevée.

-ou bien; comme un substrat pour obtenir un résonateur de très petites dimensions.

Ces deux types sont utiles pour faire une antenne compacte pour un système de communication sans fil applicable en réduisant les besoins de grand espace ainsi que le coût de production [27].

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons mis en relief les bases des antennes patches. Nous avons commencé par présenter un bref historique sur ces antennes, leurs structures géométriques ainsi que leurs différentes techniques d'alimentation ont été abordés. Enfin nous avons défini leurs mécanismes de rayonnement, leurs caractéristiques ses avantages et inconvénients.

Le chapitre suivant sera consacré à une présentation des métamatériaux. Ces derniers ont été récemment utilisés dans plusieurs domaines d'applications notamment pour miniaturiser la structure de l'antenne et pour améliorer leurs performances.

Bibliographie de chapitre 1

- [1] I. J. Bahl, P. E. Bhartia «Microstrip Antennas» Dedham,MA: Artech House.1980.
- [2] M. N. Moghadasi, R. A. Sadeghzadeh, T. Sedghi, T. Aribi, And B. S. Virdee, Member, IEEE « UWB CPW-Fed Fractal Patch Antenna With Band-Notched Function Employing Folded T-Shaped Element » IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters. 12. 2013.
- [3] G. Kossiavas, R. Staraj, C. Luxey, A. Papiernik, "Antennes imprimées- Bases et principes", Technique de l'ingénieur, Référence E3310, 05/ 2007.
- [4] S. Azzaz-Rahmani et N. Boukli-Hacene . « Analyse des antennes imprimées en anneaux concentriques ».édition universitaires européennes.
- [5] Rabia. AKSAS . Télécommunications . Antennes . Théorie et applications .Les filières technologiques des enseignements supérieurs . ellipses. Novembre 2013.
- [6] Y. Tighilt, "Identification des antennes microrubans multicouches par la méthode spectrale et les réseaux de neurones", Thèse de doctorat présentée à l'université de Sétif, Algérie, 2011.
- [7] Constantine A. Balanis. Antennas Theory -Analysis and Design. 3rd Edition. John Wiley&Sons, Inc, 2005.
- [8] F. Chetouah, N. Bouzit, I. Messaoudene, S. Aidel, M. Belazzoug, Y. B. Chaouche, "Miniaturized printed rectangular monopole antenna with a new DGS for WLAN applications", International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC), Marrakech, Morocco, 16-18 May 2017.
- [9] S. Singh, N. Agarwal, N. Nitin and A. K. Jaiswal, "Design consideration of microstrip patch antenna", International Journal of Electronics and Computer Science Engineering, vol. 2, no. 1, 306–316, 2013.
- [10] V. Azman, "Conformal antenna arrays for 3G cellular base stations", Thèse de doctorat présentée à l'université de Queensland Brisbane, Australia, 2002
- [11] M. T. Kawser, "Investigation of a novel dual band microstrip/ waveguide hybrid antenna element", Thèse de master présentée à l'institut polytechnique de Virginia, United States, 2005.
- [12] Z. Harouni, "Conception et caractérisation d'une antenne à double polarisation circulaire à 2.45 GHz", Thèse de doctorat de l'université Paris-Est et de la faculté des sciences de Tunis, Tunisie, 2011

- [13] M. Kara, "Empirical formulas for the computation of the physical properties of rectangular microstrip antenna elements with thick substrates", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 14, no. 2, 115–121, 1997.
- [14] A. A. Salih, M. S. Sharawi, "Highly miniaturized dual band patch antenna", 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Davos, Switzerland, 10–15 April 2016.
- [15] HASSAINE Nawel épouse SELADJI, « Conception d'antennes microrubans miniatures pour différents standards de communication sans fil », thèse de doctorat, Université Aboubakr Belkaid-Tlemcen-, Algérie , Novembre 2020.
- [16] O. Picon et Collectif, *Les antennes : Théorie, conception et applications*. Dunod, 2009.
- [17] NIANG Anna, «Antenne miniatures et structures electromagnetiques avec circuits non-Foster», thèse de doctorat, Université Paris SACLAY, France, Janvier 2017
- [18] ADJILA Fatima et MELATI Nadia, «Etude et conception d'une antenne fractale reconfigurable en fréquence», mémoire de fin d'étude, Université 8 Mai 1945, Guelma, Juillet 2019.
- [19] Oumy DIOP, "Etude et Minimisation du Facteur de Qualité d'Antennes Miniatures conçues pour de Petits Objets Communicants", Thèse de Doctorat, Université De Nice-Sophia Antipolis, Septembre 2013
- [20] Kraus, J. D., [1950], "Antennas," New York-Toronto-London Mc Graw-Hill Book company, Electrical and Electronic Engineering Series, Frederick Emmons Terman, Consulting Editor; W. W Harman and J.G Truxal, Associate Consulting Editors; ISBN 07-035410-3; pp 465.
- [21] VALLEAU Jérémy, « Miniaturisation d'antenne très large bande pour applications spatiales », thèse de doctorat, Université de Toulouse, Decembre 2016.
- [22] A. Pandey, *Practical Microstrip and Printed Antenna Design*, Hardcover. Artech House.
- [23] Jérémy Valleau. *Miniaturisation d'antennes très large bande pour applications spatiales. Micro et nanotechnologies/Microélectronique*. INP DE TOULOUSE, 2016. Français. tel-01499316
- [24] ARAB Tarek, " Etude des matériaux composites (Titanate oxyde) : application pour la réalisation des substrats d'antennes miniatures", Diplôme de Magister, UNIVERSITE SETIF-1, Novembre 2014
- [25] Byungje Lee and Frances J Harackiewicz. *Miniature microstrip antenna with a partially filled high-permittivity substrate*. *Articles*, page 3, 2002.

[26] I. S. Ghosh, A.Hilgers, T.shlenker, R.Porah, 'Ceramic microwave antennas for mobile applications', Journal of the European Ceramic Society 21, 2621-2628, 2001

[27] CHETOUAH FAROUK. « Etude et modélisation des antennes miniatures basées sur des matériaux diélectriques », thèse de doctorat, UNIVERSITE FERHAT ABBAS SETIF-1FACULTE DE TECHNOLOGIE Laboratoire d'Instrumentation Scientifique "LIS", 18 octobre 2018.

CHAPITRE II : ETAT DE L'ART SUR **LES MÉTAMATÉRIAUX**

II.1 Introduction

Entre l'échelle atomique et celle de la longueur d'onde, il existe une dimension intermédiaire à laquelle la matière peut être structurée, tout en restant équivalente à un milieu homogène pour la lumière. En physique, on appelle cette échelle l'échelle mésoscopique. Les propriétés de ces matériaux ainsi artificiellement structurés peuvent être modelées pour simuler des milieux dont les valeurs de permittivité et de perméabilité n'existent pas dans la nature. Ces matériaux ont notamment ouvert la voie pour la création de milieux à indice de réfraction négatif dit métamatériaux, qui offrent de nouvelles perspectives dans des domaines variés tels que l'électronique, les antennes, etc.

Dans ce chapitre nous décrivons les structures périodiques artificielles appelées Métamatériaux. Nous présentons, en premier lieu, leur définition, leur classification ainsi que leurs propriétés fondamentales. Nous décrivons ensuite la méthode qui permet l'extraction de leurs paramètres effectifs à partir des paramètres S. Enfin nous présentons leurs applications dans différents domaines.

II.2 Historique

Les métamatériaux sont des structures composites artificielles qui présentent des propriétés électromagnétiques qu'on ne retrouve pas dans les matériaux naturels. Ils sont typiquement constitués d'inclusions métalliques dont les dimensions caractéristiques sont petites devant la longueur d'onde d'incidence de l'ordre $\lambda/10$. A la fréquence de fonctionnement le matériau est vu comme homogène par l'onde. Cette dernière est incapable de détecter la configuration interne de milieu, par contre elle donne les paramètres effectifs de l'ensemble du milieu tels que la permittivité ϵ et la perméabilité μ .

Le concept des matériaux a été évoqué en 1967 par le physicien russe Victor Veselago. Il a étudié théoriquement la propagation des ondes Fm dans des matériaux isotropes possédant une permittivité et une perméabilité simultanément négative. L'indice effectif négatif qui en résulte correspond à un trièdre (\vec{E} , \vec{H} , \vec{K}) indirect pour lequel le vecteur d'onde et le vecteur de poyating sont antiparallèles justifiant ainsi l'appellation main gauche.

Il en résulte des propriétés physiques différentes en comparaison avec celles des milieux conventionnelles, notamment une réfraction négative. Cependant, à cause de l'inexistence de ce genre de matériaux dans la nature, les travaux de veselago n'ont pas été pour suivi par les chercheurs à cette époque. Il a fallu attendre l'an 1996 quand J.Pendry propose que structure de réseaux de fils qui présent une permittivité négative et le résonateur en anneau fendu circulaire qui présente une perméabilité négative μ dans le domaine des fréquences microonde. En associant les deux structures de perdry, DR smith a réalisé le premier prototype en 2000.

II.3 Classification des Métamatériaux

Les propriétés électromagnétiques d'un matériau sont directement liées à son influence sur les champs électriques et magnétiques des ondes qui le traversent. Ces propriétés sont la permittivité diélectrique ϵ et la perméabilité magnétique μ . Ces deux paramètres définissent l'indice de réfraction n donné par :

$$n^2 = \epsilon_r \mu_r \quad (\text{II.1})$$

Nous pouvons voir, grâce à cette équation que l'indice d'un matériau peut prendre différents signes suivant le signe de ϵ et μ . Ainsi, les différentes possibilités du couple (ϵ, μ) sont $(+, +)$, $(+,-)$, $(-, +)$ et $(-, -)$, et sont illustrées sur la figure II.1. Les trois premières configurations sont connues; en effet $(+, +)$ correspond aux milieux diélectriques classiques dits matériaux main droite (MMD) qui constituent 80% des milieux naturels; $(+, -)$ correspond aux matériaux ferromagnétiques sur certaines bandes de fréquences; $(-, +)$ correspond aux plasmas ainsi qu'aux métaux à des fréquences optiques, et la dernière configuration $(-, -)$ appartient à la classe des métamatériaux dits main gauche (MMG), qui sont inexistantes dans la nature mais physiquement, ils sont réalisables.

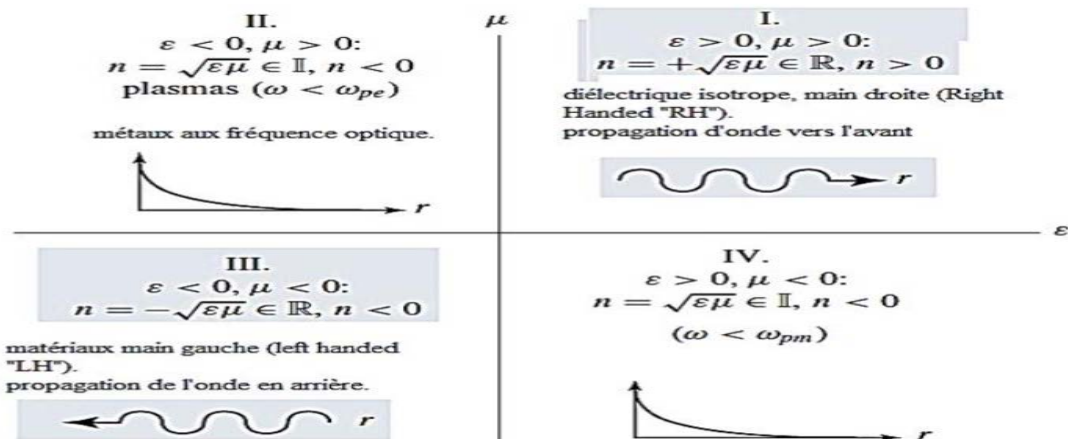


Figure II.1 : Classification de Matériaux en fonction du signe de la permittivité et la Perméabilité [1].

Différentes dénominations ont été introduites pour caractériser les matériaux main gauche à savoir [2] :

* Matériaux main gauche proposé par Veselago [3]. Il souligne la propriété fondamentale des MMT qui est l'opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe.

* Matériaux doublement négatif (double negative materials). Les signes négatifs de la permittivité et de la perméabilité sont explicitement mentionnés. Ce terme ne peut donc être utilisé hors contexte.

* Matériaux à indice de réfraction négatif. Ce terme décrit très bien les matériaux 2D et 3D, mais, il ne peut être utilisé pour les matériaux unidimensionnel car la notion de l'angle de réfraction perd tout son sens.

* Matériaux à onde arrière (backward wave materials). Ce terme souligne une autre propriété mais ne donne pas de réelle information sur la définition d'un métamatériau car les ondes arrières peuvent être également visibles dans des structures classiques.

* Matériaux de veselago : cette appellation ne donne aucune propriété physique du matériau mais elle rend hommage au scientifique considéré comme le père des métamatériaux.

II.3.1 Les Matériaux doublement positifs (DPS)

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

II.3.2 Les Matériaux à perméabilité négative (MNG)

En raison de l'absence des charges magnétiques dans la matière analogues aux charges électriques, il est difficile d'obtenir des matériaux présentant à la fois une permittivité, et une perméabilité négative. D'ailleurs, la structure de réseaux de fils présentée précédemment ne donne aucune réponse au champ magnétique.

La possibilité de créer des milieux non-magnétiques avec une réponse magnétique est alors très intéressante. Cette possibilité est devenue une réalité grâce au travail de pendry qui portent sur le magnétisme artificielle créé par une inclusion métallique appelée split ring resonator (SRR) où résonateur en anneau fendu (RAF) (figure II.2). Ce résonateur est composé de deux anneaux fendus concentriques imbriqués l'un dans l'autre, et disposés d'une façon opposée, dont, les dimensions caractéristiques sont petites devant la longueur d'onde incidente, typiquement de l'ordre de $\lambda/10$. Vue ses petites dimensions devant la longueur d'onde, l'onde électromagnétique est incapable de détecter la configuration interne du milieu, par contre elle donne les paramètres effectifs de l'ensemble du milieu.

Cet élément crée en plus de sa résonance, une perméabilité effective négative dans une bande étroite de fréquence autour de sa résonance. Un autre avantage de ce résonateur est son faible encombrement, ce qui rend possible son intégration aux systèmes de télécommunications

Lorsque, ce résonateur est soumis à un champ magnétique dirigé suivant l'axe des anneaux, un courant est induit dans le conducteur qui, à son tour, conduit à une accumulation de charge à travers les fentes, et par conséquent un moment dipolaire magnétique effectif est induit, caractérisé par une dispersion en fréquence équivalente à celle d'un circuit résonant LC. L'ouverture est pratiquée sur les anneaux pour éviter d'avoir des courants circulant entièrement autour de l'anneau, de manière à créer un effet capacitif. Il est résulte que la réponse collective d'un ensemble d'anneaux peut être caractérisée par une perméabilité

effective de forme lorentzienne, dont la partie réelle est négative entre les fréquences résonances, et antirésonance du réseau. Elle est donnée par la relation suivante [4] :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{Fw^2}{w^2 - w_0^2 - j\gamma w} \quad (\text{II.2})$$

Où :

$F = \frac{\pi r^2}{a^2}$: est une constante.

$\gamma = \frac{2a\sigma}{r\mu_0}$: est le coefficient d'amortissement.

$w_0 = \frac{3ac_0^2}{\pi \ln \frac{2w}{a} r^3}$: est la fréquence de résonance du milieu.

Ainsi, comme dans le cas de la réponse plasmonique d'un réseau de fils métalliques, la perméabilité effective du réseau de RAF est obtenue en fonction de la géométrie et l'environnement des inclusions métalliques, plutôt que par leurs propriétés microscopiques, lesquelles n'affectent que la composante dissipative de la réponse.

Remarque : la possibilité de produire un moment magnétique effectif à partir des éléments inductive et capacitive d'anneaux conducteurs fendus était déjà connue dans les années 1950. L'idée novatrice proposée par Pendry était l'utilisation d'une inclusion composée de deux anneaux plutôt qu'un seul anneau. Cela permet d'augmenter le couplage capacitif au sein de la structure, et par conséquent, une abaisse de fréquence de résonance des anneaux. Ainsi, le réseau constitué de tels résonateurs peut être assimilé à un matériau homogène décrit par une perméabilité effective négative.

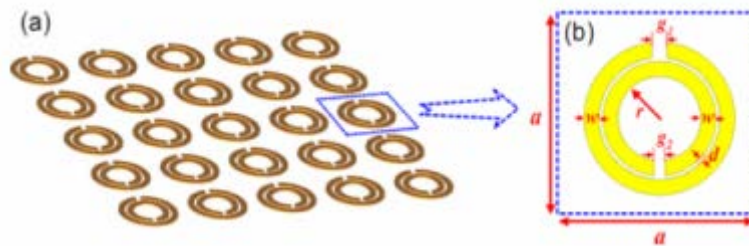


Figure II.2 : (a) Réseau de RAF introduit par Pendry, (b) : Cellule unitaire du RAF.

II.3.3 Les Matériaux à permittivité négative (ENG)

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

$$\epsilon_{eff} = 1 - \frac{w_{pe}^2}{w^2 + iw\omega c} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

w_{pe} : la pulsation du plasma électrique

w_c : la pulsation de collision

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

Sachant que la fréquence plasma électrique s'écrit sous la forme suivante [5]:

$$w_{pe}^2 = \frac{pe^2}{\epsilon_0 m_{eff}} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

p : La densité des électrons.

e : La charge des électrons.

m_{eff} : La masse effective des électrons.

La démarche consistait à réaliser un réseau d'inclusions métalliques plus lourdes et ayant une densité d'électrons plus faible. La configuration retenue (figure II.3) se base sur un réseau de tiges métalliques de rayon r , avec un pas du réseau a . La fréquence de plasma pour cette configuration devient :

$$w_{pe}^2 = \frac{2\pi c_0^2}{a^2 \ln\left(\frac{a}{r}\right)} \quad (\text{II.5})$$

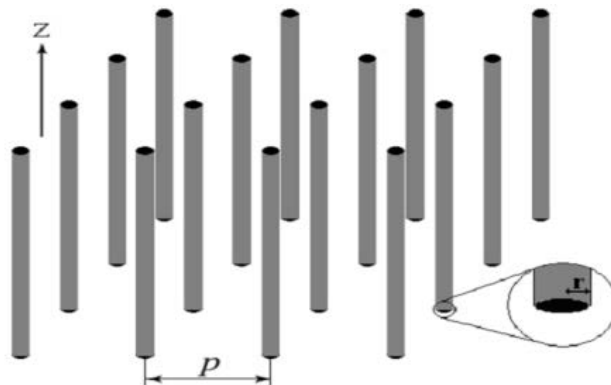


Figure II.3 Métamatériaux ENG formé par un réseau de tige métallique.

II.3.4 Les Matériaux doublement négatifs (DNG)

Pour obtenir un milieu présentant à la fois une permittivité, et une perméabilité négative, une structure composite alternant les RAF et les fils conducteurs à été proposé (figure II.4) [6].

Ce milieu présentait alors un indice de réfraction négatif au voisinage de la fréquence de résonance des RAF. La démonstration expérimentale d'un tel matériau a été réalisée pour

la première fois par Smith. Des mesures en transmission ont été effectuées sur les réseaux de fils métalliques, le RAF, puis sur la structure périodique formée par l'association des deux réseaux. Leurs mesures ont montré l'existence d'une bande de fréquence où la permittivité effective, et la perméabilité, sont tous deux négatifs [6].

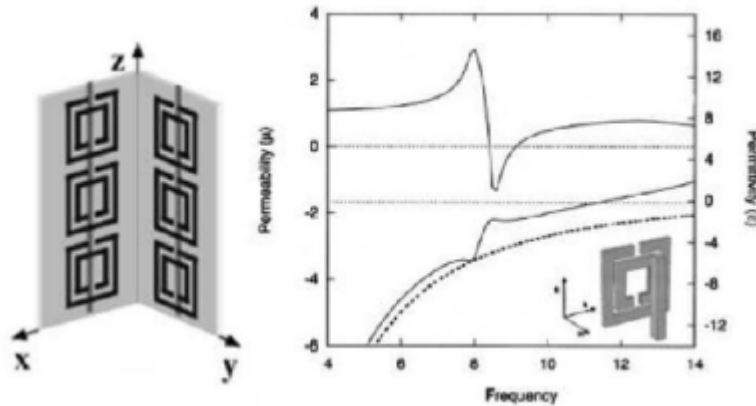


Figure II.4 : Milieu doublement négatif introduit par Smith.

II.4 Propriétés fondamentales des métamatériaux

Les métamatériaux (MMs) sont divisés en deux catégories: les particules résonnantes et les lignes de transmission. La première catégorie est celle qui nous intéresse le plus, car elle correspond à la plupart des applications micro-ondes.

Les métamatériaux résonnants se présentent sous la forme d'un réseau de fils métalliques (Thin Wires) qui produit une constante de permittivité négative ϵ , et le réseau de résonateurs en anneaux fendus (Split Ring Resonators SRR) qui produit perméabilité μ négative, et cela dans une bande étroite de fréquences (figure II.5).

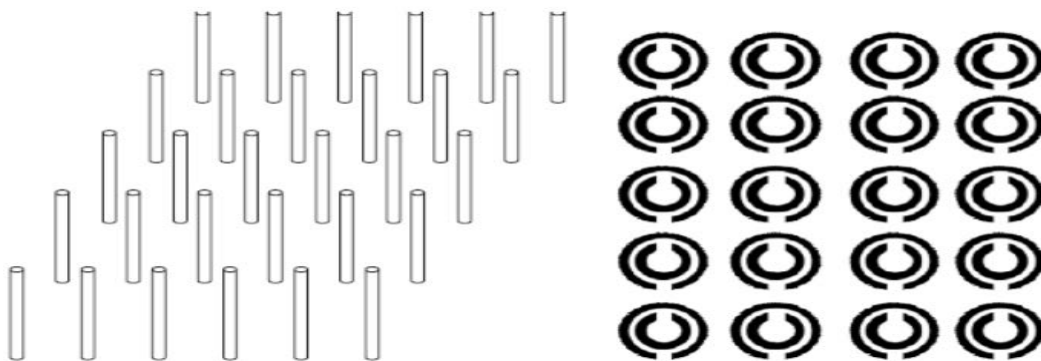


Figure II.5 : Réseau de fils fins métalliques et réseau de résonateurs en anneaux fendus [1].

II.4.1 Propriétés électromagnétiques des métamatériaux

Propagation dans la direction opposée de l'onde dans le milieu gauche signifie certaines caractéristiques inhabituelles, en particulier l'inversion de la loi de réfraction, et inversion de l'effet Doppler.

II.4.1.a Inversion de la loi de Snell-Descartes

Dans les milieux conventionnels l'indice de réfraction est positif, la réfraction est le phénomène qui explique que lorsque la lumière traverse l'interface entre deux milieux qui ont des vitesses de propagation différentes, la lumière subit un changement brusque de trajectoire prédictible par la loi Snell-Descartes, cette loi nous permet de connaître la trajectoire de rayon à la rencontre d'un dioptre. Elle est donnée par la relation suivante :

$$n_1 \sin \theta_i = n_2 \sin \theta_t \quad (\text{II.6})$$

Lorsqu'une onde se propage d'un milieu main droite MD (RH) d'indice positive n_1 vers un milieu main droite d'indice positive n_2 (figure II.6.a), le rayon incident subit une réfraction positive [1], caractérisée par un angle de réfraction θ_t positif, le vecteur de Poynting \vec{s}_2 et le vecteur d'onde \vec{k}_2 sont dans la même direction.

Cependant pour une onde se propageant dans le milieu main droite d'indice de réfraction positif vers un milieu main gauche MG (LH) d'indice de réfraction négatif (figure II.6.b), le rayon incident subit une réfraction négative [7], correspondant à l'angle de réfraction θ_t positif, en plus le vecteur d'onde \vec{k}_2 et le vecteur de poynting \vec{s}_2 se trouvent dans deux directions opposées.

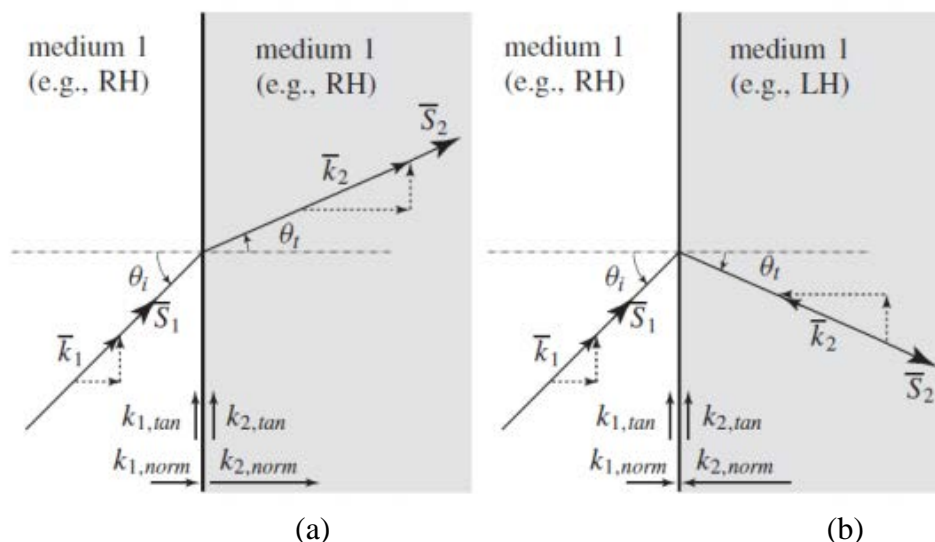


Figure II. 6 : Réfraction d'une onde électromagnétique à l'interface entre de deux milieux [8].

- a) Cas de deux milieux de même main (soit MG ou MG) : réfraction positive.
- b) Cas de deux milieux de mains différentes (l'un MD et l'autre MG) : réfraction négative.

II.4.2.b Inversion de l'effet Doppler

L'effet Doppler est le décalage de fréquence d'une onde électromagnétique entre la fréquence de l'émission et la fréquence de réception lorsque la distance entre l'émetteur et le récepteur varie au cours de temps.

Dans un milieu conventionnel où l'indice de réfraction n est > 0 , si le récepteur se déplace vers la source, son déplacement sera à l'inverse de celui de l'onde émise par la source. Il en résulte que la fréquence vue par le récepteur sera plus élevée que celle mesurée par un observateur au repos. Cependant, si le milieu est un métamatériau, la propagation de l'onde est inversée, le récepteur et l'onde se déplacent dans la même direction. De ce fait, la fréquence mesurée par le récepteur en mouvement est plus petite que celle mesurée par un observateur immobile [9],[1], La différence de fréquence entre la source de signal détectée par le récepteur et le signal émis par la source est donnée par la relation suivante:

$$\Delta\omega = \pm\omega_0 \frac{v}{v_p} \quad (\text{II.7})$$

V représente la vitesse à laquelle le récepteur se déplace vers la source, v_p est la vitesse de phase de la lumière dans le milieu, ω_0 est la fréquence du signal émis par la source, et le symbole \pm représente le milieu normal et le milieu gauche respectivement. Nous pouvons également écrire cette équation comme suit:

$$\Delta\omega = \omega_0 \frac{nv}{c} \quad (\text{II.8})$$

C : la vitesse de la lumière dans le vide.

n : l'indice de réfraction du milieu.

- ✓ Lorsque $n < 0$, et si nous considérons que $v > 0$ (cas où le récepteur va vers la source) alors la différence sera négative.

II.5 Déterminations des paramètres effectifs des MMTs à partir des paramètres S

II.5.1 Introduction

Un réseau périodique d'éléments conducteurs peut fonctionner comme un support diffusion électromagnétique efficace, lorsque la taille de ces éléments et la distance entre eux est beaucoup plus petite que la longueur d'onde. Cela produira un milieu avec permittivité effective $\epsilon_{eff}(\omega)$ et perméabilité effective $\mu_{eff}(\omega)$ une valeur non observée dans les matériaux ordinaires [6]. C'est le cas des réseaux filaires métal fin, nous remarquons des modes de propagation similaires à ceux que nous trouvons dans le cas des plasmas. Ceci a été utilisé pour étudier la propagation à travers la couche ionosphérique qui présente une permittivité $\epsilon_{eff}(\omega) < 0$ à n'importe quelle fréquence inférieure à ce que nous appelons la fréquence du plasma.

II.5.2 Calcul des caractéristiques des métamatériaux à partir des paramètres S

Le calcul des différents paramètres effectifs d'un métamatériau, à savoir l'indice de réfraction n , l'impédance d'onde Z , la permittivité ϵ et la perméabilité μ , à partir des coefficients de réflexion et de transmission. Selon la méthode suivante :

II.5.2.a Approche de Smith

La méthode qui a été suivie par Smith et al consiste à remplacer le métamatériau, qui représente un milieu hétérogène, par un milieu hypothétique continu et homogène qui lui serait équivalent et qui aurait les mêmes réponses électromagnétiques. Ce milieu est caractérisé par son indice de réfraction et son impédance Z , que nous pouvons facilement déduire à partir des paramètres de la matrice S [10] [11].

La figure II.7, montre des lames de matériaux (homogène et inhomogène de largeur d , la même largeur qu'une cellule unité d'un métamatériau), ainsi que leurs paramètres de transmission (S_{12} ou S_{21}) et de réflexion (S_{11} et S_{22}). Smith considère que les matériaux homogène et inhomogène face à une onde qui arrive est similaire tant que la largeur de l'élément est mince, plus précisément lorsque $kd < 1$.

La méthode de Smith consiste à inverser les coefficients de transmission et de réflexion mesurés de l'onde incidente atteignant le métamatériau, afin de déterminer les paramètres effectifs du milieu, à savoir son indice de réfraction et son impédance. La permittivité ϵ et la perméabilité μ du milieu seront calculées ultérieurement.

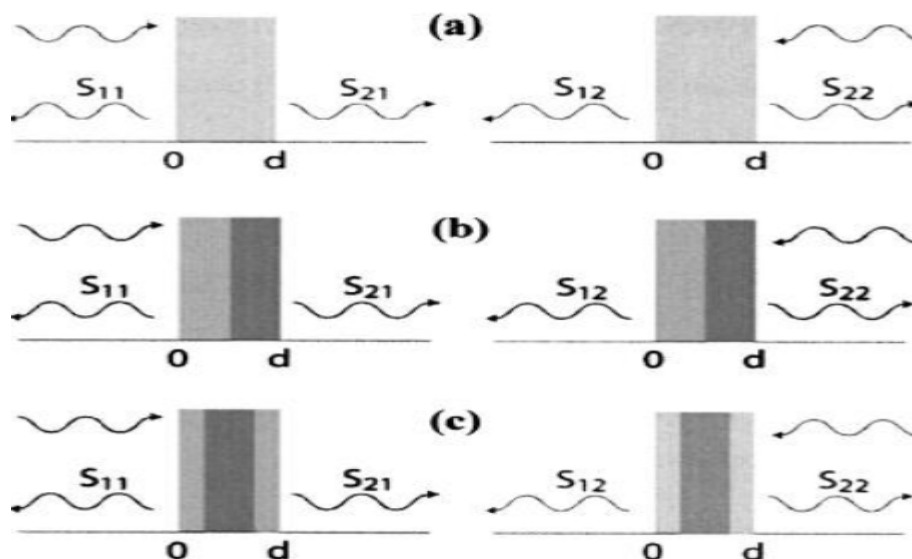


Figure II.7 : Mesures des paramètres S (a) dans une lame homogène (b) dans une lame inhomogène asymétrique et (c) dans une lame inhomogène symétrique [1].

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

Le coefficient de transmission est donné par la relation suivante:

$$t^{-1} = [\cos(nkd) - \frac{i}{2} (z + \frac{1}{z}) \sin(nkd)] e^{ikd} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

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

d : est l'épaisseur du matériau.

Pour simplifier l'expression, on considère le coefficient de transmission normalisé (par le terme e^{ikd}), qui est donné par:

$$t' = S_{21} = S_{12} = \frac{1}{\cos(nkd) - \frac{i}{2} (z + \frac{1}{z}) \sin(nkd)} \quad (\text{II.10})$$

Le coefficient de réflexion est le rapport entre la puissance de l'onde réfléchie et la puissance de l'onde incidente.

$$S_{11} = \frac{P_{\text{réfléchie}}}{P_{\text{incidente}}} \quad (\text{II.11})$$

$$S_{11} = S_{22} = \frac{i}{2} (\frac{1}{z} - z) \sin(nkd). S_{21} \quad (\text{II.12})$$

Ces deux dernières équations peuvent être inversées afin d'exprimer net Zen fonction des paramètres S, ce qui nous ramène vers les relations suivantes [11] :

$$\cos(nkd) = \frac{1}{2S_{21}} (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \quad (\text{II.13})$$

$$z = \pm \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (\text{II.14})$$

Par conséquent, les μ et ε sont calculées en fonction de z et n , comme indiqué ci-dessous :

$$\varepsilon = \frac{n}{z} \quad (\text{II.15})$$

$$\mu = nz \quad (\text{II.16})$$

II.6 Applications des métamatériaux

Les propriétés uniques et inhabituelles des métamatériaux encouragent les chercheurs à utiliser ces matériaux dans une variété d'applications. Ces matériaux pourraient réaliser des circuits plus compacts capables de focaliser les ondes et d'améliorer certains composants comme les filtres et les antennes, citons par exemple la miniaturisation des antennes, l'élargissement de leur bande passante ou la réduction du couplage inter-élément au sein d'un réseau.

II.6.1 Cape d'invisibilité :

La fabrication de la première cape d'invisibilité en micro-onde a été développée par John Pendry en 2006. Il a proposé un méta-matériau dont les champs électromagnétiques peuvent être contrôlés et manipulés. Cette cape d'invisibilité détourne les ondes centimétriques ou micro-ondes, cette propriété résulte de la présence de mini circuits de taille inférieure à la longueur d'onde et de l'architecture en anneaux concentriques [12].



Figure II.8 : Cape d'invisibilité de J. Pendry [12].

II.6.2 Lentilles parfaites :

L'avènement des méta-matériaux a relancé l'idée de super lentilles pouvant permettre de résoudre des détails inférieurs à la longueur d'onde et donc observer, grâce à un rayonnement électromagnétique visible, des objets nanométriques. L'idée développée théoriquement par Pendry [13] est de focaliser le champ lointain, de transporter et d'amplifier la partie évanescente du champ en utilisant une lentille plane d'indice de réfraction égale à -1.

La résolution des lentilles d'indice négatif ne serait donc plus limitée par la longueur d'onde et elles permettraient d'observer des détails inaccessibles. Pour cette raison, Pendry donne à ces matériaux le nom de « lentilles Parfaites ».

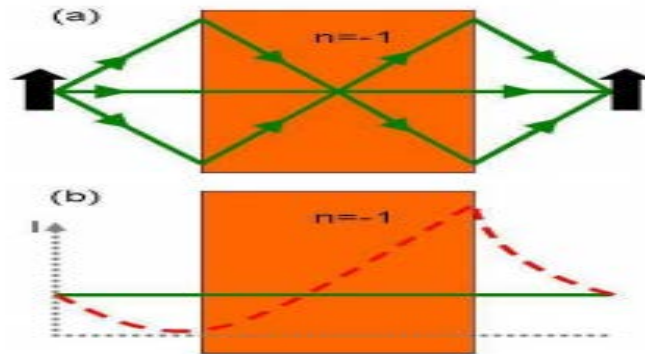


Figure II.9 : (a) Lentille parfaite de Pendry d'indice de réfraction négatif. (b) Lentille parfaite de Smith d'indice de réfraction négatif [13].

II.6.3 Application aux antennes

L'objectif d'ajouter un métamatériau à l'environnement proche de l'antenne est d'améliorer ses caractéristiques: la directivité, le gain et l'adaptation

La figure (II.10) indique un métamatériau placé au-dessus d'une antenne circulaire.

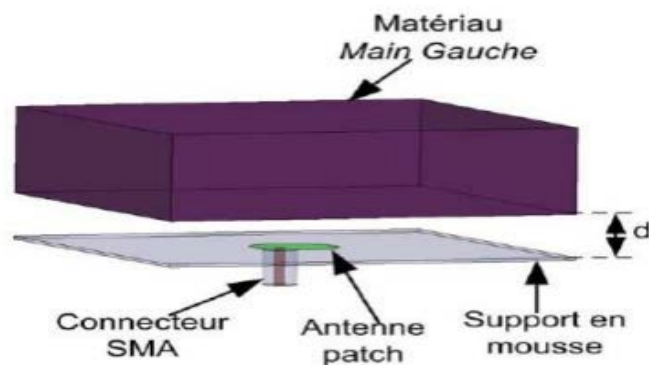


Figure II.10: Schéma du dispositif où le métamatériau Main Gauche est placé au dessus de l'antenne patch.

II.7 : Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'univers des métamatériaux, leurs classifications, ainsi que leurs propriétés fondamentales. Enfin nous avons définie leurs paramètres effectifs des MMs à partir des paramètres S et leur application. Dans le chapitre suivant, nous proposons plusieurs structures d'antenne patch miniatures et performances, conçues et simulées par le logiciel de conception CST-MWS.

Bibliographie de chapitre 2

- [1] HASSAINE Nawel épouse SELADJI, « Conception d'antennes microrubans miniatures pour différents standards de communications sans fil », thèse de doctorat, Université Aboubakr Belkaïd-Tlemcen-, Algérie , Novembre 2020.
- [2] A. Zermane, « Contribution à l'étude et la faisabilité de micro-résonateurs en structure planaire », Thèse de doctorat, discipline : Optique Photonique et Hyperfréquences, Université de Constantine et Jean Monnet de Saint-Étienne, 2011.
- [3] V.G. Veselago ., « The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of epsilon and mu », Soviet physics Usp ,vol 10, no 4,pp 509,1968.
- [4] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, et W. J. Stewart, « Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no 11, p. 2075-2084, nov. 1999, doi: 10.1109/22.798002.
- [5] Lalj H . Griguer H. Drissi M. "Filtre microondes Reject-band à base des Métamatériaux" Congrès Méditerranéen des Télécoms (CMT2010), Casablanca (Maroc), 4p, mars 2010 ve TheoryTech47(1999),2075-2084.
- [6] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, et S. Schultz, « Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity », Physical Review Letters, vol. 84, no 18, p. 4184-4187, mai 2000, doi: 10.1103/PhysRevLett.84.4184.
- [7] Christophe Carloz, Tatsuo Itoh « Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Application », livre , A John Wiley & Sons, 14-22, 2006.
- [8] Alia HAMADI, « Analyse et prédiction comportementales du radar GPR polarimétrique de la mission spatiale EXOMARS », thèse doctorat de l'université Limoges Ecole, Novembre 2010.
- [9] R. Marqués, F. Martín, et M. Sorolla, Metamaterials with negative parameter: theory, design, and microwave applications. John Wiley & Sons, Inc., 2008.
- [10] D. R. Smith, D. C. Vier, Th. Koschny, et C. M. Soukoulis, «Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials», Physical Review E, vol. 71, no3, mars 2005, doi: 10.1103/PhysRevE.71.036617.
- [11] D. R. Smith, S. Schultz, P. Markoš, et C. M. Soukoulis, «Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients», Physical Review B, vol. 65, no19, avr. 2002, doi: 10.1103/PhysRevB.65.195104.
- [12] M. DJERROUD. Tarik, « Métamatériaux, applications aux antennes pour la téléphonie mobile », mémoire de fin d'étude, université Abderrahmane MIRA-Béjaïa, 2013.

[13] Christophe Coutant, « Synthèse, assemblage et caractérisation de matériaux plasmoniques pour une application aux métamatériaux », Thèse de doctorat, Université de BORDEAUX, le 16 Décembre 2014

CHAPITRE III : CONCEPTION ET
SIMULATION D'UNE ANTENNE
PATCH MINIATURE

III.1 Introduction

Ces dernières années, le secteur de la technologie a connu des évolutions rapides qui tendent à réduire la forme de ses antennes via des antennes miniaturisées de petite taille. En effet, la réduction de la taille et le poids des antennes imprimées constitue un enjeu majeur sur le plan de ses performances. L'antenne est le composant le plus volumineux et sa miniaturisation constitue un des défis actuels le plus important pour les concepteurs d'objets communicants.

Dans ce chapitre, nous présentons une antenne miniature avec une structure simple. Il s'agit de réaliser une miniaturisation et un fonctionnement multi bandes en utilisant des métamatériaux. L'antenne proposée résonne initialement à 2,4 GHz, ensuite des cellules complémentaires (CSRR) sont gravées sur le plan de masse pour obtenir une résonance de plus faible fréquence ainsi qu'une antenne multi bande miniaturisée. Cette dernière présente une bonne adaptation pour les différentes fréquences obtenues. Toutes les simulations ont été effectuées à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. Par ailleurs, il y'a lieu de noter que toutes les figures ont été effectués avec un programme Matlab.

III.2 Présentation du logiciel CST MWS

CST Microwave Studio est un logiciel spécialisé dans la conception et la simulation électromagnétique de structures complexes hyperfréquences tels que les filtres, les coupleurs et tous les types d'antennes. Il a été fondé en 1992 par la société allemande CST (Cumputer SimulationTechnology). Ce logiciel est basé sur la technique des intégrales finies (FIT: Finite Integration Technique) pour déterminer les solutions aux problèmes électromagnétiques notamment en hyperfréquence pour une analyse temporelle et fréquentielle [1].

Ce logiciel contient quatre techniques de simulations différentes (Transient solver, frequency domain solver, integral equation solver, Eigenmode solver) et utilise deux techniques de discrétisation: une discrétisation surfacique (cellules en 2D) et une autre discrétisation volumique (cellule en 3D).

III.3 Antenne patch circulaire

Une antenne patch circulaire est constituée d'un élément rayonnant circulaire de rayon a qui est imprimé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique, est donnée par la figure III.1.

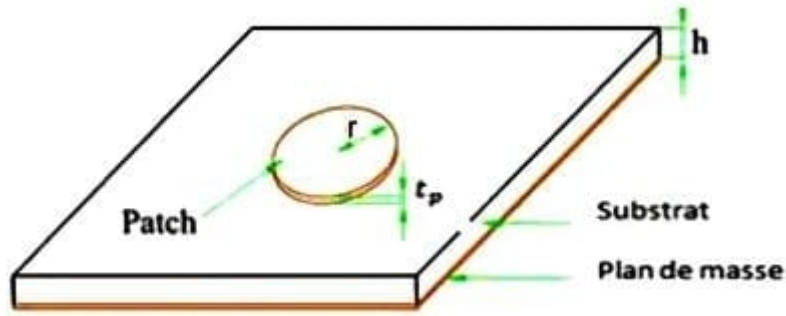


Figure III.1 : Antenne patch micro-ruban circulaire.

La fréquence de résonance f_r d'une antenne patch circulaire pour le mode de propagation TM_{mn0} est donnée d'après BALANIS par la relation suivante [2] :

$$f_r = \frac{x'_{mn} C_0}{2\pi r_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III.1})$$

x'_{mn} : Est la $n^{\text{ème}}$ racine non nulle de la dérivée d'une fonction de Bessel d'ordre m ($x'_n = 1,84118$).

C_0 : est la vitesse de la lumière dans l'espace libre.

ϵ_r : est la permittivité relative du substrat.

r_e : représente le rayon effectif du patch circulaire et est donné par la relation suivante.

$$r_e = r \left(1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r r \left[\ln\left(\frac{\pi r}{2h}\right) + 1.7726 \right]} \right)^{1/2} \quad (\text{III.2})$$

r : le rayon physique de patch

$$r = \frac{F}{\left(1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1.7726 \right] \right)^{1/2}} \quad (\text{III.3})$$

D'où le facteur F :

$$F = \frac{8.791 \cdot 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III.4})$$

III.4 Conception et simulation d'une antenne patch circulaire miniature

III.4.1 Conception de l'antenne initiale

L'objectif de notre étude est de simuler une antenne patch de forme circulaire alimentée par une ligne micro-ruban pour les applications sans fil (wifi), à la fréquence de résonance 2.4 GHz.

Le cahier de charge nous impose les valeurs des différents éléments de l'antenne (Tableaux III.1).

Les composants d'antenne	Le type de matériaux	Permittivité diélectrique ϵ_r
Substrat	CEM-1(Lossy)	4.4
Plan de masse et le patch	Copper (annealed)	-

Tableau III.1: Le cahier de charge.

Les dimensions de notre antenne sont obtenues par les calculs théoriques de l'antenne patch circulaire définis par les équations donnant les paramètres suivantes [3]:

➤ **Le rayon du patch:**

On calcule le rayon physique du patch circulaire à partir des équations (III.3) (III.4) définies précédemment, donc : $r = 16.95 \text{ mm}$.

➤ **longueur de la ligne micro-ruban :**

Généralement la longueur de la ligne micro-ruban est de l'ordre de la demi-longueur d'onde conformément à la relation suivante :

$$L_L = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f_r} \quad \text{(III.5)}$$

Avec :

Fréquence de résonance : $f_r = 2.4 \text{ GHz}$.

La vitesse de la lumière : $C = 3.10^8 \text{ m/s}$

Donc : $L_L = 0.0625 \text{ m} = 62.5 \text{ mm}$.

➤ **largeur de la ligne micro-ruban :**

La largeur de la ligne est déterminée en fonction de l'impédance caractéristique (Z_c qui est généralement égale à 50 Ohm en utilisant l'équation suivante :

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}} \left[\frac{W_L}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_L}{h} + 1.444 \right) \right]} \quad (\text{III.6})$$

La permittivité effective de l'antenne ϵ_{re} est définie par l'équation suivante:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{III.7})$$

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (\text{III.8})$$

L'épaisseur du substrat : $h = 1.58 \text{ mm}$.

Donc : $W_l = 3.044 \text{ mm}$.

➤ **Largeur de l'antenne:**

La largeur de l'antenne est exprimée par la relation suivante :

$$W_G = 2 \times r + 6 \times h \quad (\text{III.9})$$

Donc : $W_G = 43.38 \text{ mm}$.

➤ **Longueur de l'antenne:**

L'équation de la longueur de l'antenne est donnée par :

$$L_G = 2 \times r + L_L + 6 \times h \quad (\text{III.10})$$

Donc : $L_G = 105.88 \text{ mm}$.

Ainsi, les valeurs caractérisant les différents éléments de l'antenne patch circulaire initiale sont illustrées dans le Tableau III.2.

	Longueur (mm)	Largeur (mm)	Hauteur (mm)	rayon (mm)
Plan de masse	105.98	43.48	0.035	–
Substrat	105.98	43.48	1.55	–
Patch	–	–	0.035	16.95
Ligne micro- ruban	62.5	3.044	0.035	–

Tableau III.2: Paramètres géométriques de l'antenne de base.

Après avoir introduit les divers paramètres d'antenne dans le logiciel CST MWS, y compris le substrat, le patch, la ligne d'alimentation et le plan de masse, la figure III.2 illustre la structure de cette antenne. Après simulation, on présente le coefficient de réflexion donné par la figure III.

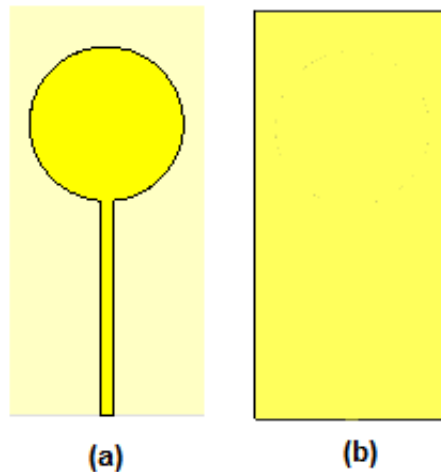


Figure III.2 : Géométrie de l'antenne initiale : (a) patch de l'antenne, (b) plan de masse.

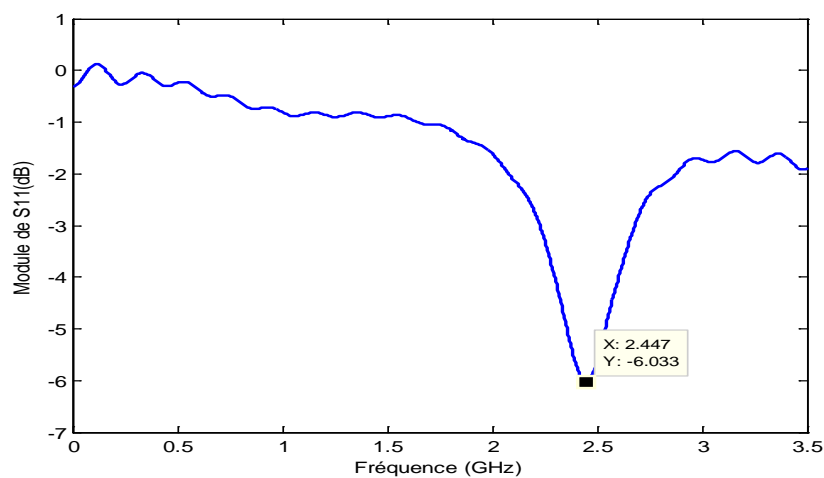


Figure III.3: Coefficient de réflexion de l'antenne initiale

On remarque que le coefficient de réflexion S_{11} de cette antenne est au-dessus de -10 dB, ce qui conduit à une désadaptation de l'antenne, en particulier à la fréquence désirée. Pour atteindre notre objectif, des techniques d'adaptation seront appliquées à l'antenne.

Pour une antenne patch alimentée par une ligne micro-ruban, deux approches différentes peuvent être utilisées pour améliorer l'adaptation de l'antenne [4] [5]. La première consiste à insérer des encoches à l'entrée du patch. La deuxième méthode permet d'utiliser un transformateur quart d'onde pour adapter l'antenne à 50 Ohm. Dans ce cas, le transformateur est placé entre la ligne micro-ruban et l'extrémité du patch pour adapter l'impédance.

Pour notre antenne, nous avons utilisé la technique des encoches pour améliorer l'adaptation de l'antenne comme illustré dans la figure III.4.

Conformément à Balanis, la longueur des entailles y est d'abord déterminée par l'équation III.11 [6] :

$$y = \frac{2r}{2\pi} \times \arcsin(1 - 2 \times Z_{in} \times G) \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$G = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{2r}{\lambda_0}\right)^2 & \text{si } 2r \leq \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{2r}{\lambda_0}\right)^2 & \text{si } 2r \geq \lambda_0 \end{cases} \quad \text{conductance de rayonnement.} \quad (\text{III.12})$$

$Z_{in} = 50\Omega$.

Où :

r : rayon du patch.

Z_{in} : Impédance d'entrée de l'antenne.

λ_0 : longueur d'onde dans le vide.

Donc : $y = 6.334 \text{ mm}$

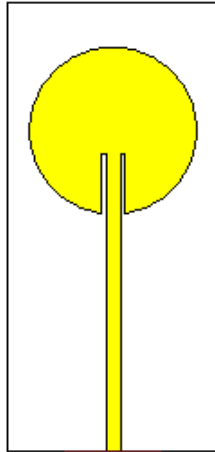


Figure III.4 : Antenne avec deux encoches.

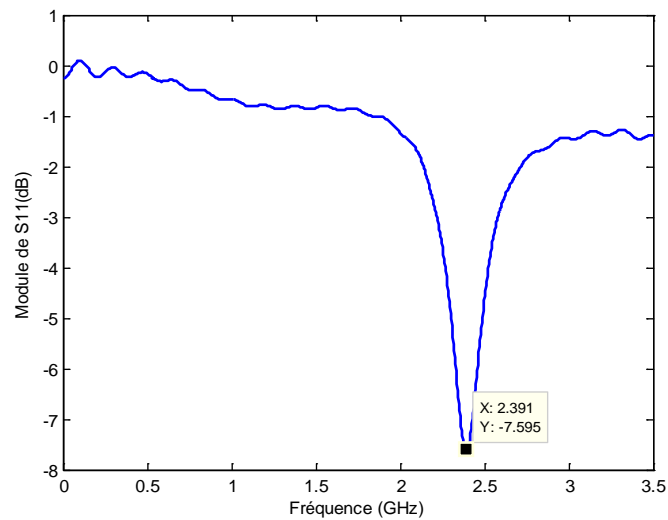


Figure III.5 : Le paramètre S_{11} de l'antenne avec encoche.

Le résultat du coefficient de réflexion n'est toujours pas satisfaisant en ce qui concerne l'adaptation de l'antenne où nous constatons un niveau de S_{11} supérieur à -10 dB (figure III.5). Nous allons donc faire une étude paramétrique sur la longueur de ces encoches.

L'étude a été faite pour des longueurs de $y= 6.3, 10, 11, 12$ et 12.8 respectivement. La figure III.6 montre l'effet de la longueur des encoches sur le coefficient de réflexion de l'antenne. Nous remarquons qu'une meilleure adaptation est obtenue pour une longueur des encoches égale à 12.8mm , Le niveau d'adaptation est de $-31,6$ dB à la fréquence $2,4$ GHz avec une largeur de bande mesurée à -10 dB de 86 MHz.

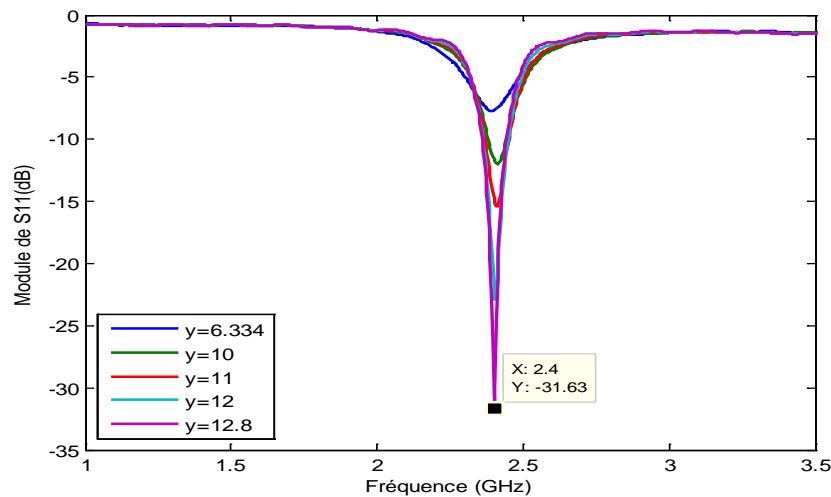


Figure III.6 : Etude paramétrique sur les encoches.

Le tableau ci dessous donne les nouvelles dimensions de cette antenne :

Paramètres	Dimensions (mm)
Rayon du patch	17.7
Longueur de l'antenne	94.88
Largeur de l'antenne	44.88
Longueur de la ligne micro-ruban	50
Largeur de la ligne micro-ruban	3.044

Tableaux III.3: Les nouvelles dimensions d'une antenne patch.

Le logiciel CST MWS permet également de visualiser les diagrammes de rayonnement 2D et 3D de l'antenne. Il s'agit d'une représentation qui nous renseigne sur le gain et la directivité de l'antenne. Il nous donne la possibilité de visualiser le rayonnement sur un plan polaire, ce qui nous donne une idée de l'angle d'ouverture.

Les résultats du diagramme de rayonnement pour les deux plans principaux en 2D et en 3D pour la fréquence de résonance 2.4 GHz, sont présentés dans la figure suivante :

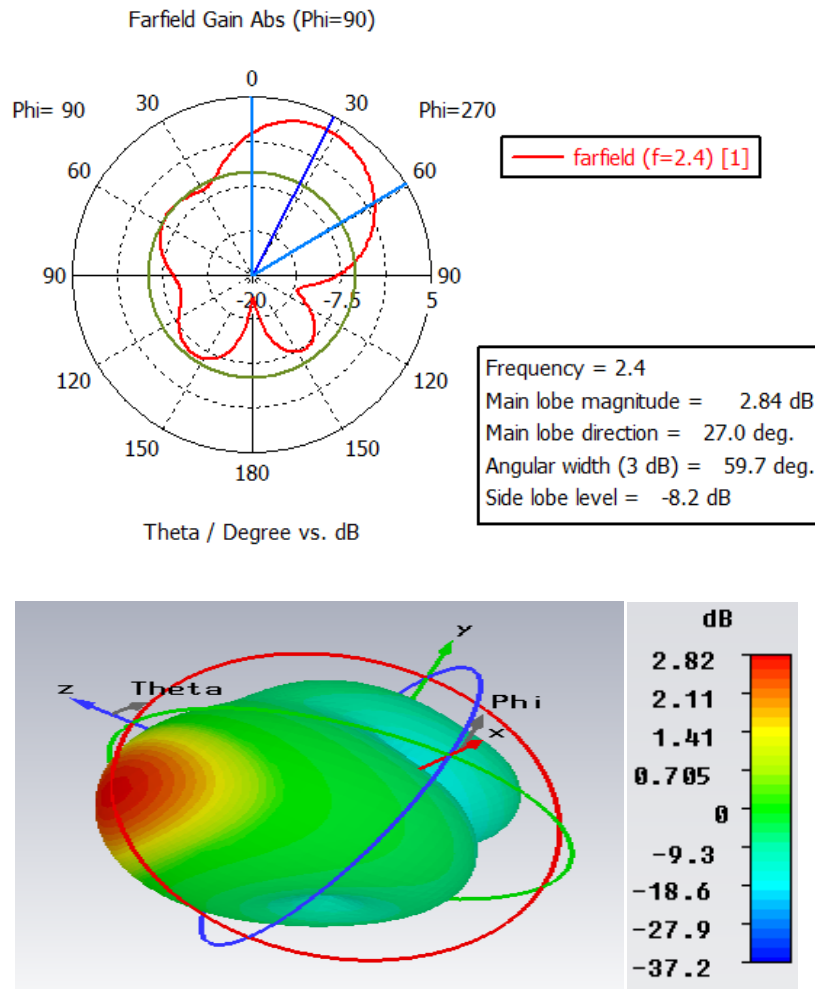


Figure III.7: Diagramme de rayonnement en 2D et en 3D à la fréquence de résonance.

Il est à noter que le rayonnement sur le plan $\varphi = 90^\circ$ est quasi omnidirectionnel. La direction du lobe principal est de 27° , avec gain de 2.82 dB respectivement pour la fréquence de résonance correspondante.

Nous allons ensuite insérer au niveau du plan de masse de l'antenne un réseau CSRR que nous analyserons dans le paragraphe suivant.

III.4.2 Processus de miniaturisation

Le concept de la cellule SRR complémentaire nommée CSRR (Complementary Split Ring Resonator) introduite par l'équipe de F. Falcone [7], a été développé pour améliorer les caractéristiques de nombreux dispositifs micro-ondes, notamment pour la réduction des antennes. On rappelle que pour assurer la résonance, la cellule complémentaire (CSRR) doit présenter une polarisation inverse par rapport à la SRR. En effet, le champ \vec{H} sera perpendiculaire au plan de métallisation, et le champ \vec{E} sera parallèle. Cette inversion des conditions de polarisation électromagnétique facilitera l'utilisation des cellules CSRR pour les dispositifs planaires.

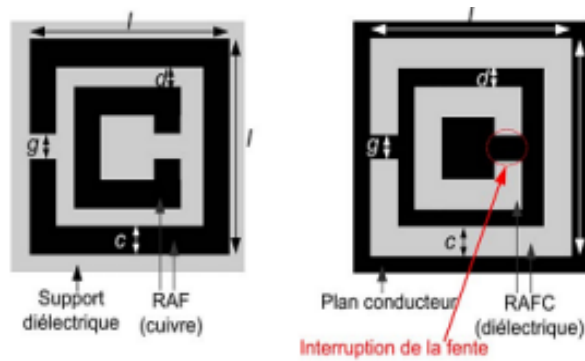


Figure III.8: Géométrie du SRR et du CSRR.

Les dimensions de la cellule unitaire complémentaire sont données sur le tableau suivant. Ces dimensions ont été établies de manière à avoir une permittivité négative autour de la fréquence de résonance. Sur la figure III.9 on présente la permittivité diélectrique de la cellule CSRR, où on remarque quelle est négative en partie réelle dans la bande de fréquence située entre 2.38 GHz et 2.71 GHz.

Les dimensions	Les valeurs (mm)
l	7
g	0.5
d	0.5
c	0.5

Tableaux III.4 : Dimensions de la cellule CSRR.

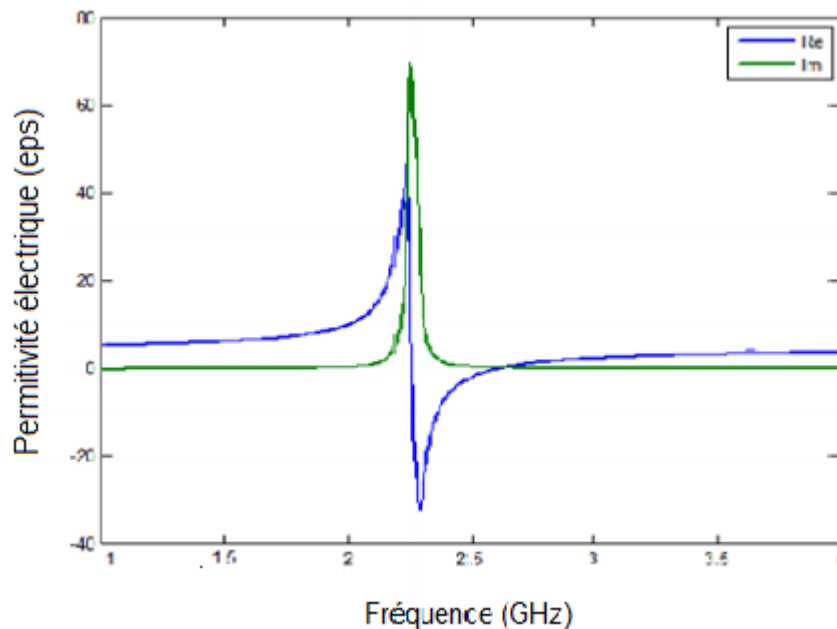


Figure III.9 : La permittivité effective de la cellule CSRR.

❖ Conception de l'antenne à CSRR sur le plan de masse :

Dans ce cas, la même géométrie de la structure d'antenne décrite dans la section précédente est utilisée. La seule modification consiste sur la gravure d'un réseau de cellules CSRR sur le plan de masse.

Dans ce cadre, différentes positions de la cellule élémentaire du CSRR disposée sur le plan de masse seront étudiées afin de choisir la configuration la plus intéressante pour miniaturiser l'antenne. D'après l'étude paramétrique, les valeurs optimisées de la position de la cellule sont $x_0 = -4.5 \text{ mm}$ et $y_0 = 21 \text{ mm}$.

On insère au niveau du plan de masse un réseau formé de deux, puis de quatre et huit résonateurs SRR complémentaires de forme carrée. L'insertion de ces cellules pour les trois cas de figures est telle que présentée sur la figure III.10.

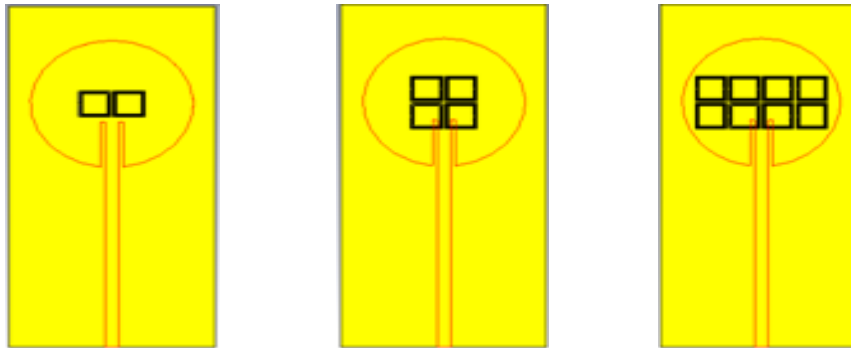


Figure III.10 : Géométrie de l'antenne patch à deux, quatre et huit cellules sur le plan de masse.

Une étude paramétrique sur l'espacement entre les cellules à été effectuée afin de choisir la configuration la plus intéressante pour miniaturiser l'antenne.

❖ Pour un espacement 0.5 mm :

La figure III.11 montre le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour les différents nombres de cellules CSRR.

Antenne à 2 CSRR : un pic de -19 dB est observé pour la fréquence 2.28 GHz plus basse que celle de l'antenne d'origine.

Antenne à 4 CSRR : un pic de -14.9 dB est observé pour la fréquence 2.22 GHz plus basse que celle de l'antenne d'origine.

Antenne à 8 CSRR : un pic de -13.4 dB est observé pour la fréquence 2.02 GHz plus basse que celle de l'antenne d'origine.

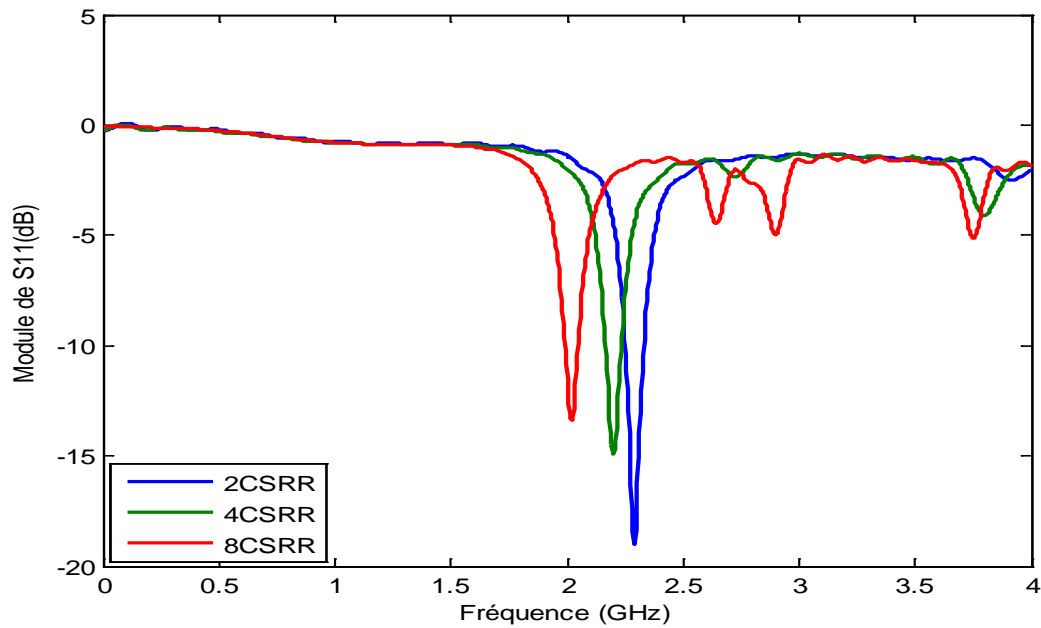


Figure III.11 : Module de S_{11} pour différents nombre de cellules CSRR espacés de 0.5 mm.

❖ **Pour un espacement 1 mm :**

La figure III.12 montre le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour les différents nombres des cellules CSRR. Il faut que le coefficient S_{11} soit le plus petit possible.

Antenne à 2 CSRR : Le pic de -16.9 dB est observé pour la fréquence 2.26 GHz plus basse que celle de l'antenne d'origine.

Antenne à 4 CSRR : Le pic de -24.01 dB est observé pour la fréquence 2.18 GHz plus basse que celle de l'antenne d'origine.

Antenne à 8 CSRR : Le pic de -16.30 dB est observé pour la fréquence 1.94 GHz plus basse que celle de l'antenne d'origine. On remarque la présence de multi bande de résonance.

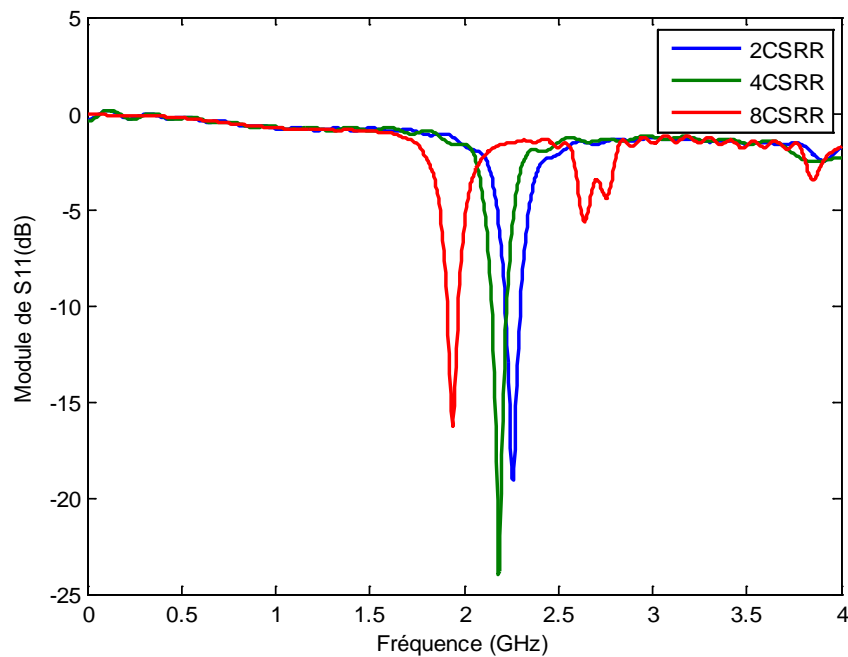


Figure III.12 : Module de S_{11} pour différents nombre de CSRR espacé de 1 mm.

Les résultats obtenus montrent que la conception de 8 cellules avec un espacement de 1 mm présente une fréquence plus petite par rapport à la conception précédente avec un coefficient de réflexion S_{11} de -15.9 dB.

Cela nous permet de réduire la taille de l'antenne pour revenir à la fréquence initiale qui est 2.4 GHz. Les dimensions de l'antenne miniaturisée sont données sur le tableau ci-dessous. Une réduction de 54,8 % en surface par rapport à l'antenne initiale a été obtenue. La structure de l'antenne à ce stade de conception est illustrée sur la figure III.13.

Les paramètres	Les dimensions (mm)
r	11.9
Lg	49.28
Wg	33.2

Tableau III.5: les nouvelles dimensions de l'antenne patch circulaire.

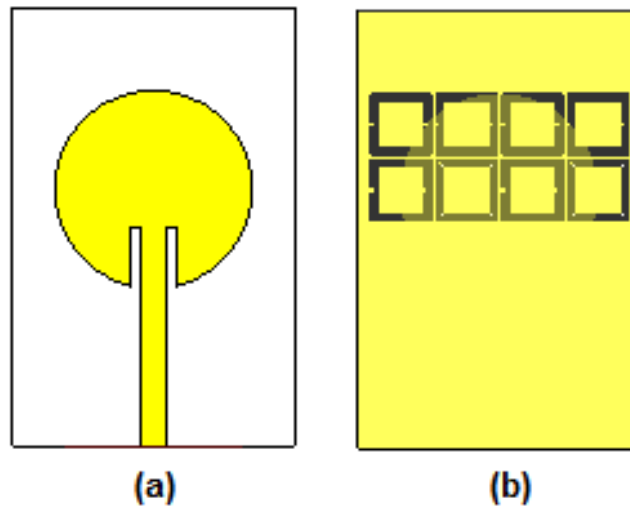


Figure III.13 : Antenne patch miniaturisée par un réseau de 8 CSRR : (a) face supérieure, (b) : face inférieure.

Le coefficient de réflexion de l'antenne miniaturisée, obtenu par simulation sous CST est illustré sur la figure III.14. On remarque que l'antenne conçue présente un caractère bi-bande bien adapté pour les deux fréquences $f_1=2.4$ GHz (WLAN) qui est la fréquence de fonctionnement et $f_2=3.4$ GHz (WIMAX) respectivement.

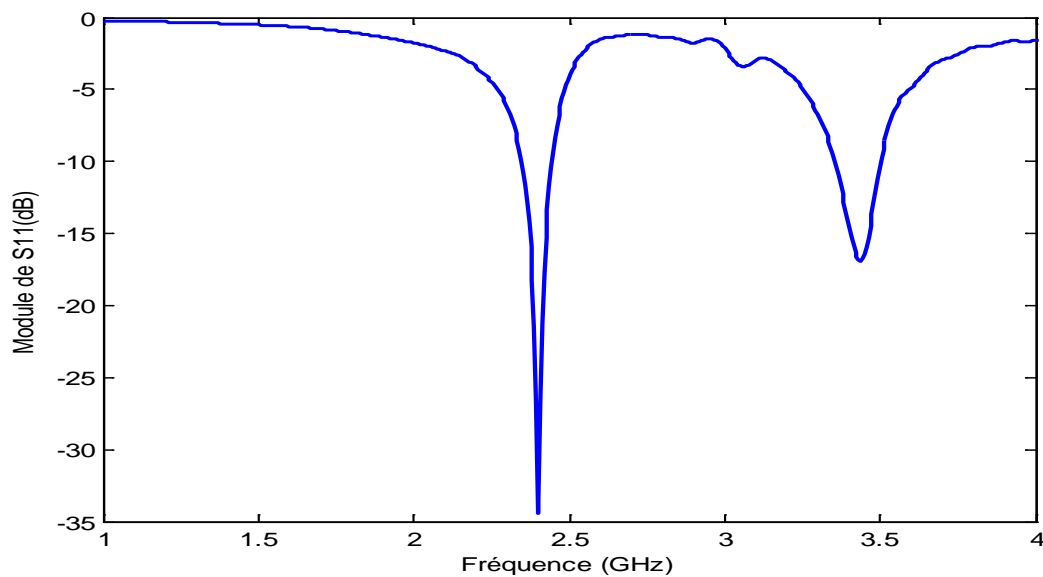


Figure III.14 : Coefficient de réflexion d'antenne miniaturisée.

La figure III.15 montre le taux d'onde stationnaire de l'antenne miniature qui est bien inférieur à 2 à la fréquence de fonctionnement ce qui traduit que une bonne adaptation à la fréquence de résonance choisie.

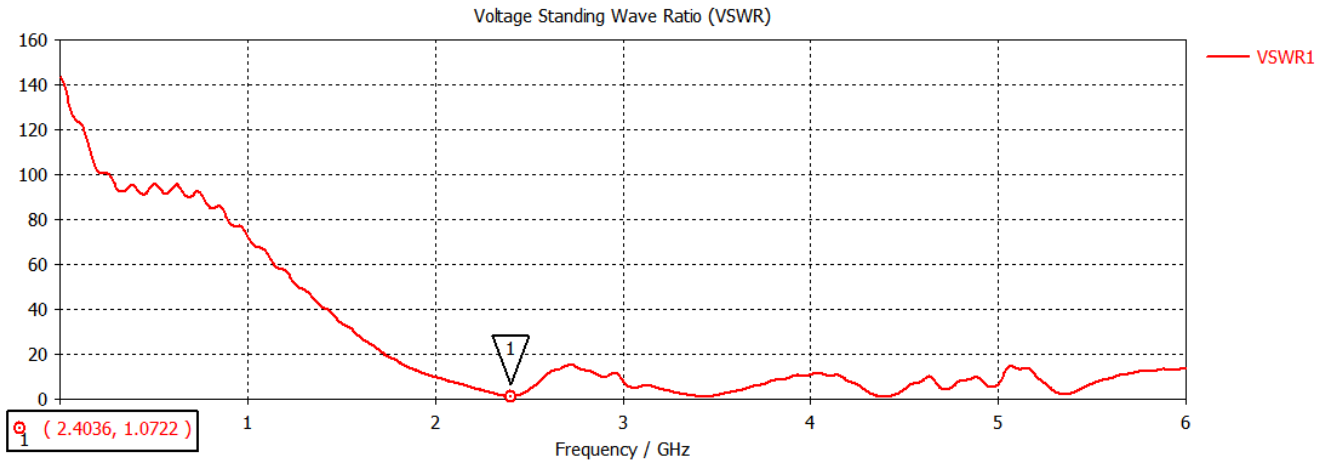
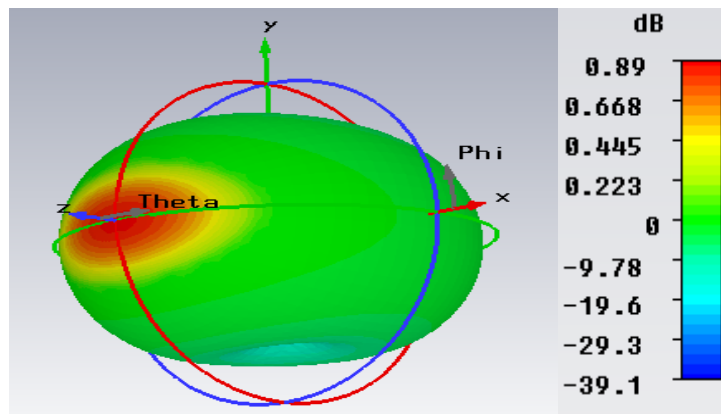
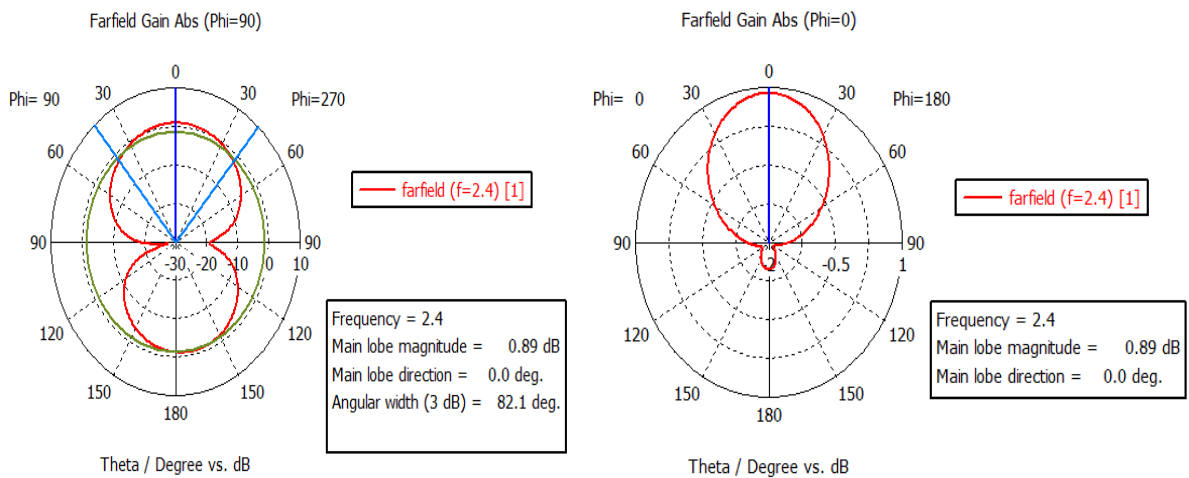


Figure III.15 : Taux d'onde stationnaire de l'antenne miniature.

❖ Diagrammes de rayonnement :

Les diagrammes de rayonnements en coordonnées polaires et en trois dimensions pour les deux fréquences sont représentés sur la figure ci dessous.



(a)

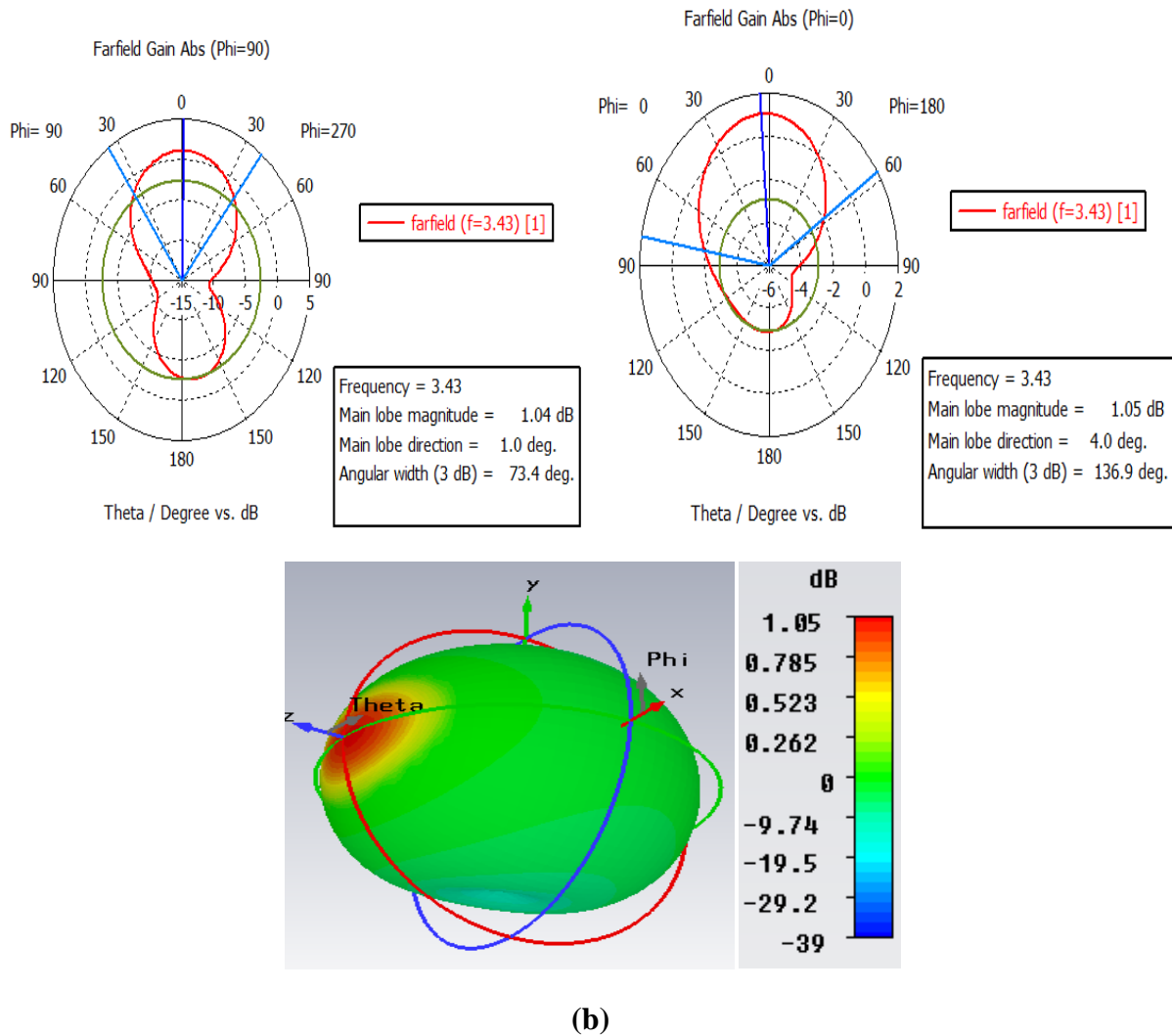


Figure III.16 : Diagrammes de rayonnement en 2D et en 3D de l'antenne aux fréquences (a) : 2.4 et(b) : 3.4 GHz.

D'après ces figures, On remarque clairement que les diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires sont symétriques et bidirectionnels dans le plan H pour les deux fréquences 2.4 et 3.4 GHz respectivement. Dans le plan E, ils sont quasi-omnidirectionnels. Dans le tableau III.6, on résume les différents résultats obtenus en termes de coefficient de réflexion, de gain, de directivité et de bande passante a -10 dB pour les deux fréquences de résonance de l'antenne miniature simulée, à savoir l'antenne chargée avec huit cellules CSRR sur le plan de masse.

Fréquences(GHz)	S11 (dB)	Directivité (dBi)	Gain (dB)	BP (MHz)
2.4	-34.46	3.68	0.89	99
3.4	-16.9	4.75	1.05	149

Tableau III.6 : Gain, directivité et BP pour différentes fréquences de l'antenne miniature.

Les résultats de simulation de l'antenne miniature sont satisfaisant à la fréquence de fonctionnements avec un coefficient de réflexion S_{11} bien adapté, mais on remarque que l'antenne miniature conçue présente un faible gain avec une bande passante relativement étroite. Nous allons alors procéder à l'élargissement de la bande passante en utilisant la technique du plan de masse partiel qui est la plus répandu pour améliorer les performances de l'antenne.

III.4.3 Elargissement de la bande passante et amélioration du gain

L'antenne patch microruban est utilisée à grande échelle en raison de sa simplicité physique et de son faible coût mais un inconvénient de ce type d'antenne est sa bande passante étroite qui limite parfois son utilisation dans différentes applications. L'utilisation du plan de masse partiel est une technique d'élargissement de la bande passante basée sur la modification de la géométrie du plan de masse. A savoir sa longueur L_s (Figure III.17).

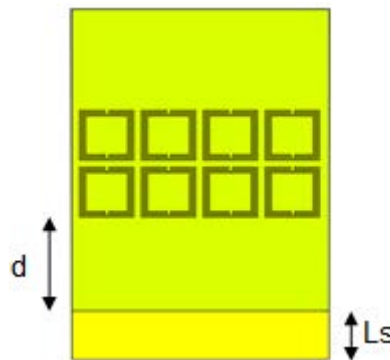


Figure III. 17 : Géométrie de l'antenne miniature à plan de masse partiel.

La Figure III.18 montre le coefficient de réflexion de l'antenne miniature disposée sur le plan de masse partiel pour $d=13.2$ mm et $L_s=8$ mm. On remarque que le coefficient de réflexion S_{11} de cette antenne est au-dessus de -10 dB ce qui conduit à une désadaptation de l'antenne notamment à la fréquence désirée.

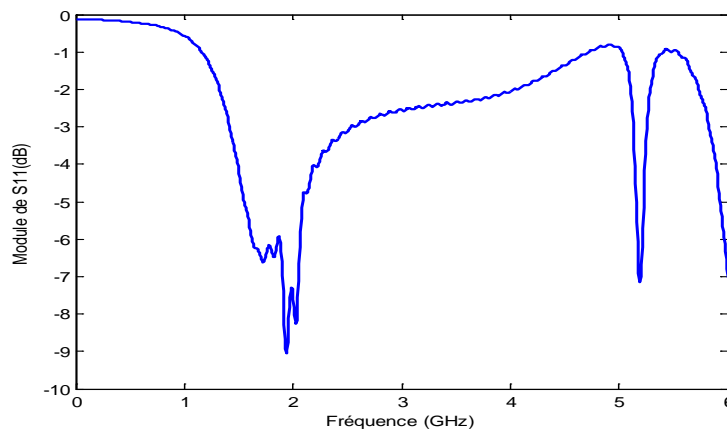


Figure III.18 : Variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Pour améliorer le niveau d'adaptation de l'antenne miniature à la fréquence de fonctionnement, nous avons effectué une étude paramétrique sur la longueur L_s du plan de masse partiel ainsi que l'espacement d entre les cellules SRRs et le plan de masse.

Etude paramétrique sur la longueur L_s :

Notre étude a été faite pour des longueurs de $L_s = 8, 10, 12, 14, 16, 17.14$ [mm]. La figure III.19 montre l'effet de la longueur du plan de masse partiel sur la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de résonance. On remarque qu'une bonne adaptation de l'antenne a été obtenue pour une longueur $L_s = 17.14$ mm.

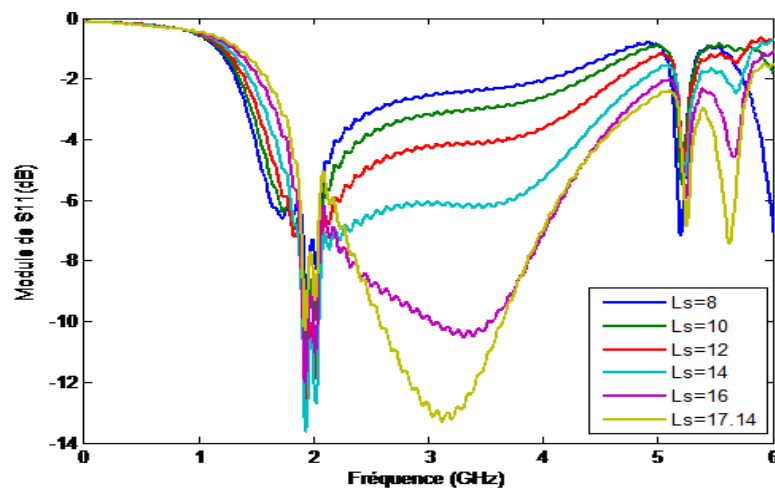


Figure III.19 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_s .

Etude paramétrique sur la distance d :

Nous effectuons une étude paramétrique par rapport à la distance d (qui représente l'espace séparant le plan de masse du réseau de SRRs). L'étude est réalisée pour des valeurs de ($d = 4, 7, 10$ et 13 mm).

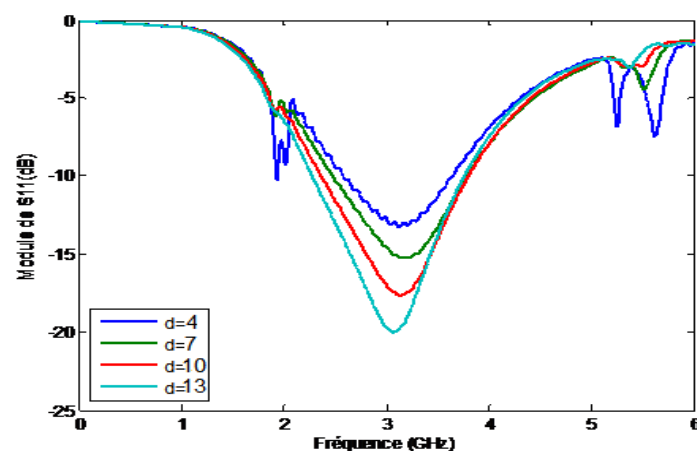


Figure III.20 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de d .

Les résultats de simulation en termes de coefficient de réflexion indiquent qu'une meilleure adaptation est obtenue pour un espacement $d=13\text{mm}$. Le coefficient de réflexion présente une adaptation $S_{11} = -20\text{ dB}$ avec un petit décalage en fréquence de 0.6 GHz . La bande passante mesurée à -10 dB est de 1.48 GHz $[2,27-3.75]\text{ GHz}$ ce qui démontre que la fréquence de fonctionnement à $2,4\text{ GHz}$ est incluse dans cette bande passante.

➤ **Ajout des fentes dans le plan de masse partiel :**

Pour améliorer le niveau l'adaptation de l'antenne miniature à la fréquence désirée, nous avons inséré au niveau du plan de masse de l'antenne miniature des fentes demi-circulaire de rayon r_1 dans les deux sens verticales et horizontales du plan de masse comme illustré sur la figure III.21.

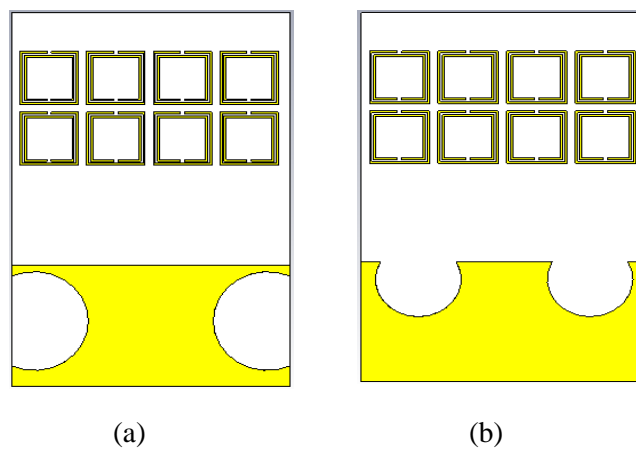


Figure III.21 : antenne miniature avec fentes, a) deux fentes verticales, b) deux fentes horizontales.

Une étude sur la variation du rayon formant le cercle de la fente dans le sens verticale est présentée afin de voir son influence sur la fréquence de résonance de l'antenne miniature. Sur la figure III.22 on représente le coefficient de réflexion pour les différentes valeurs de r_1 .

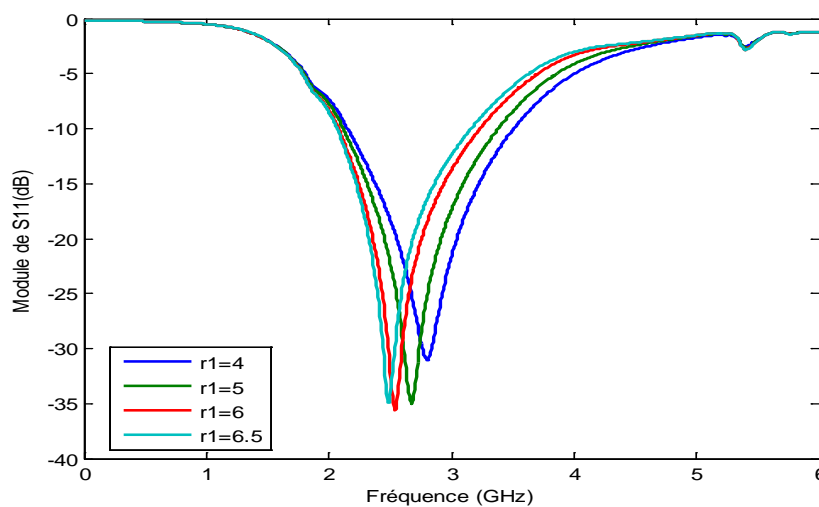


Figure III.22 : L'étude paramétrique sur plan de masse partiel avec des fentes verticales.

Nous observons à travers cette figure que pour un rayon de 6.5 mm, l'antenne présente une bande passante très satisfaisante qui est de l'ordre de 1 GHz, une bonne adaptation avec une valeur de coefficient de réflexion égale à -35 dB à la fréquence 2.4 GHz, et un gain amélioré qui est de l'ordre de 2 dB.

Sur le tableau ci-dessous, on résume les différents résultats de simulations obtenus en termes d'adaptation, de bande passante et de gain pour les différentes valeurs de r_1 .

Tableau III.7 : Résultats de simulations pour différents valeurs de r_1 de l'antenne

Rayon de fente vertical (mm)	Fréquence (GHz)	s_{11} (dB)	Gain (dB)	BP (MHz)	Directivité (dBi)
$r_1=4$	2.8	-31	2.53	1356	3.35
$r_1=5$	2.6	-34.91	2.4	1264	3.37
$r_1=6$	2.5	-35.57	2.08	1150	2.86
$r_1=6.5$	2.4	-34.96	2.03	1091	2.83

miniature modifiée à fentes verticales.

Nous notons également un élargissement de la bande passante de manière considérable attribuant à l'antenne un comportement large bande. En effet, la bande passante mesurée à -10 dB est de : 1 GHz [2.09 – 3.04] GHz.

Nous nous sommes intéressés aussi à la représentation du rapport d'onde stationnaire ROS (VSWR) donné sur la figure III.23. On remarque qu'il est inférieur à 2 à la fréquence 2.4 GHz, ce qui correspond à une puissance réfléchie nulle à l'entrée de l'antenne.

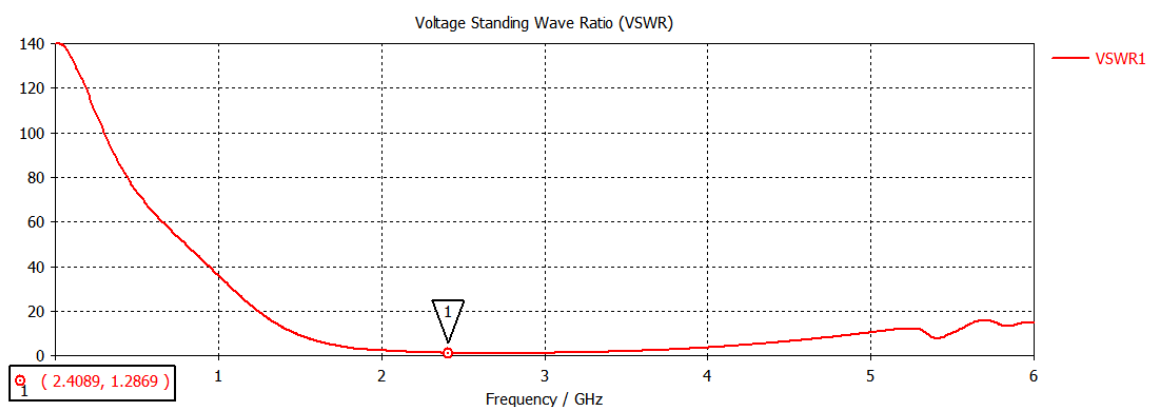


Figure III.23 : Taux d'onde stationnaire de l'antenne miniature à plan de masse partiel modifié.

Sur la figure (III.24), on représente respectivement le diagramme de rayonnement en coordonnées polaires et en 3D à la fréquence 2.4 GHz. On remarque que l'antenne présente un rayonnement omnidirectionnel dans le plan H.

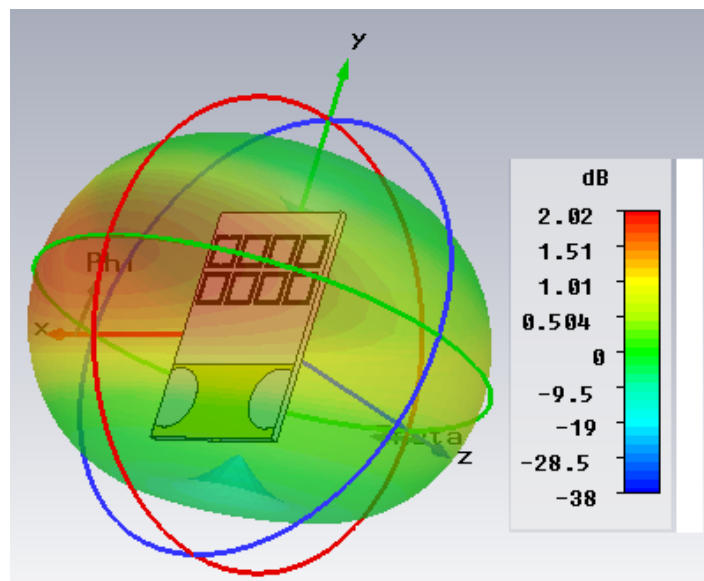
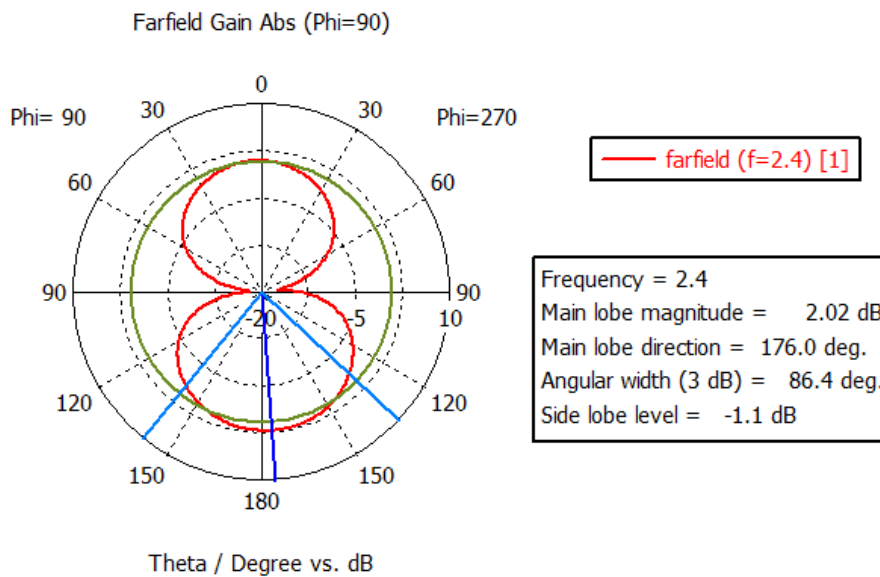


Figure III.24 : Diagrammes de rayonnement en 2D et en 3D de l'antenne miniature modifiée à la fréquence 2.4.

Par ailleurs, une étude sur la variation du rayon formant le cercle de la fente dans le sens horizontal est présentée. Sur la figure III.25 on représente le coefficient de réflexion pour les différentes valeurs de r_1 . Nous remarquons d'après ce graphe que la présence des fentes horizontalement sur le plan de masse partiel a un impact sur la bande passante, si nous le comparons avec le cas précédent. La bande passante est meilleure pour cette configuration.

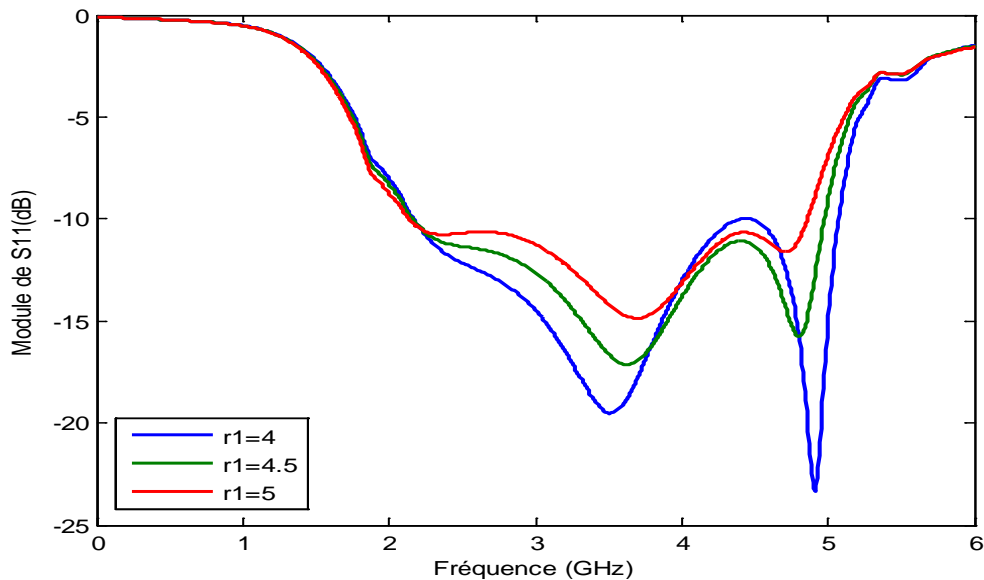


Figure III.25 : L'étude paramétrique sur plan de masse partiel avec des fentes horizontales.

Sur le tableau ci-dessous, on résume les différents résultats de simulations obtenus pour cette configuration en termes d'adaptation, de bande passante et de gain pour les différentes valeurs de $r1$.

Rayon de fente horizontal (mm)	Fréquence (GHz)	s_{11} (dB)	Gain (dB)	BP (MHz)	Directivité (dBi)
r1 = 4	3.5	-19.52	2.41	2237	3.02
	4.9	-23.31	3.7	681	4.57
r1 = 4.5	3.6	-17.13	2.28	2816	2.92
	4.8	-15.77	3.42	2816	4.34
r1 = 5	3.7	-14.87	2.25	2726	2.93

Tableau III.8: résultats de simulations pour différentes valeurs de $r1$ de l'antenne miniature modifiée à fentes horizontales.

On remarque que la configuration finale qui présente les meilleures performances est celle qui présente une encoche de 4 mm. A partir de la figure III.26 nous pouvons lire les différentes fréquences de résonance de l'antenne optimisée, ainsi que sa bande passante.

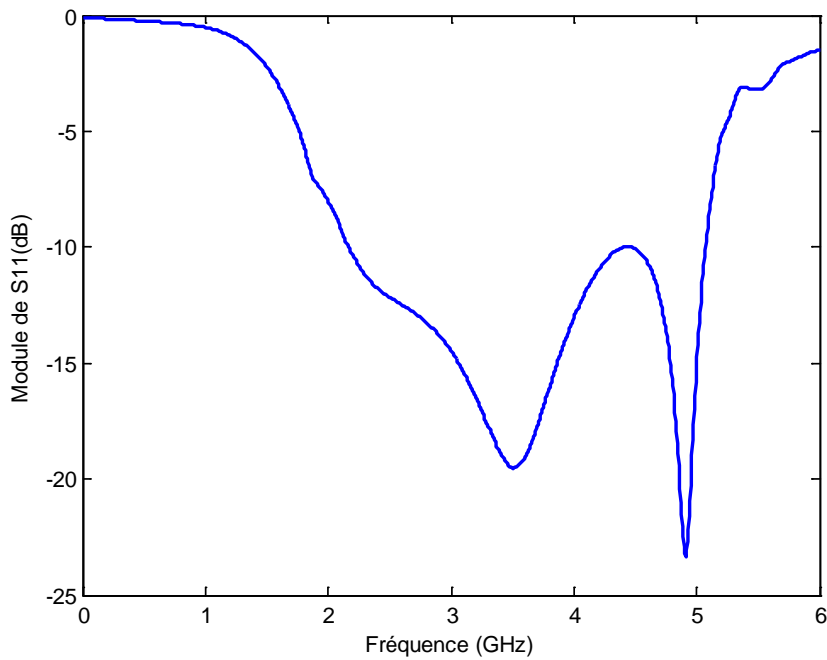
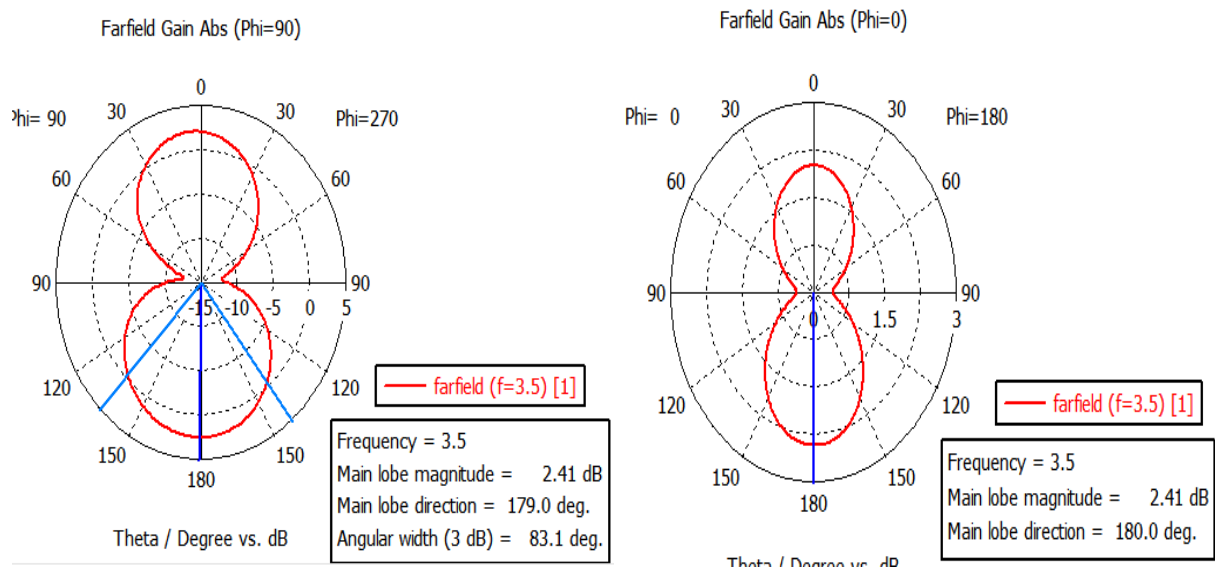
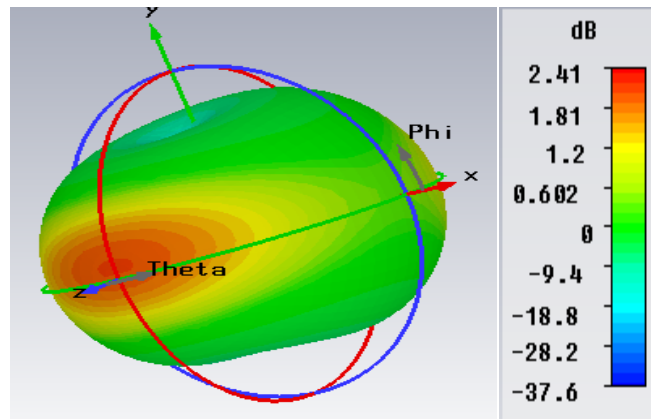


Figure III.26 : Coefficient de réflexion de l'antenne finale.

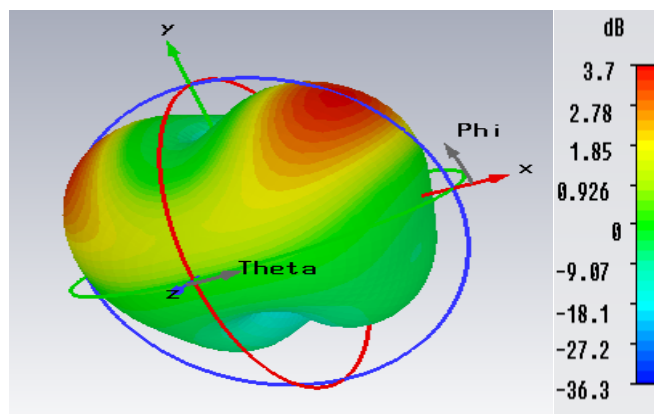
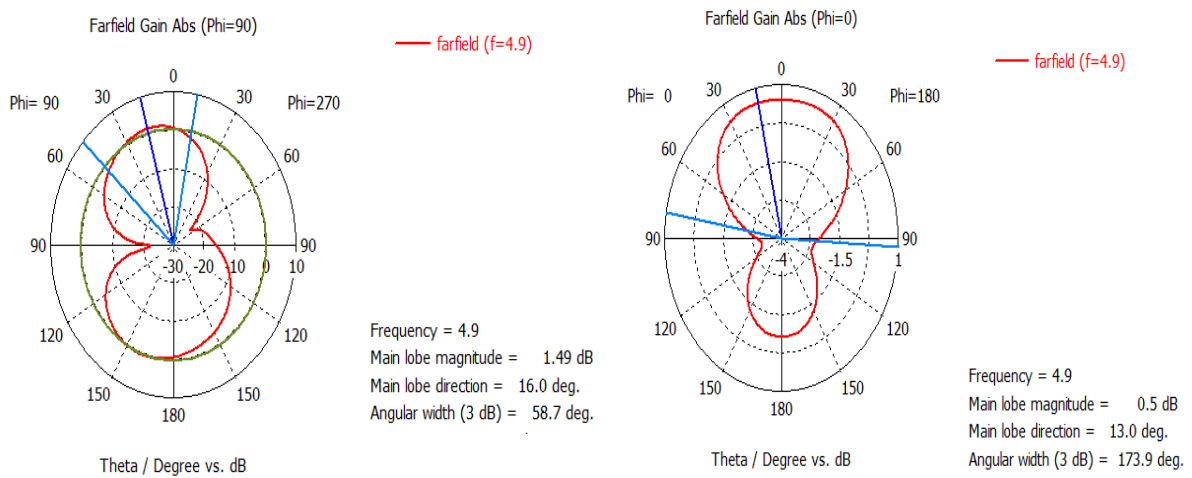
Deux résonances sont établies aux fréquences 3.5 GHz, et 4.9 GHz. La bande passante est de plus de 2.2 GHz autour de la première résonance, et s'étale sur 681 MHz autour de la deuxième résonance L'antenne conçue peut être considérée comme une antenne ultra large bande.

La Figure III.27 montre les diagrammes de rayonnement de l'antenne en représentation polaire dans les deux plans principaux E et H pour les deux fréquences de résonance. Nous remarquons un rayonnement bidirectionnel.





(a)



(b)

Figure III. 27 : Diagrammes de rayonnement en 2D et en 3D de l'antenne aux fréquences (a) : 3.5 GHz et (b) : 4.9 GHz.

III.5 Conclusion

L'objectif principal de cette étude vise à réaliser une miniaturisation d'une antenne microruban tout en maintenant les mêmes performances qu'elle avait avant sa miniaturisation. Nous avons pu constater que le réseau de résonateurs CSRR, inséré au niveau du plan de masse ainsi que les modifications effectuées ont permis d'atteindre l'objectif de miniaturisation. Par ailleurs, une réduction de taille de 54.8% a été réalisée. Cependant, le gain de l'antenne et sa bande passante restent modestes. Pour Cela, nous avons amélioré cette configuration pour obtenir un meilleur gain et une bande passante élevée en utilisant la technique du plan de masse partiel. Toutes les simulations ont été réalisées par le logiciel CST Microwave Studio.

Bibliographie de chapitre 3

- [1] Présentation du logiciel de simulation CST Studio Suite présente par : Mr. MERIAH. S. M.
- [2] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and design, 2nd ed. Communications. New York: Wiley,1997.
- [3] A. Balanis «Antenna Theory Analysis And Design» Arizona State University Tempe,AZ. 2005.
- [4] A. Balanis «Antenna Theory Analysis And Design» Arizona State University Tempe,AZ. 2005.
- [5] D. M. Pozar, D. H. Schaubert «MicrostripAntennas: The Analysis And Design Of Microstrip Antennas And Arrays» 2002.
- [6] J. H. Visser « Array And Phased Array Antenna Basics » Antenna Engineer. The Netherlands 2005.
- [7] F. Falcone, T. Lopetegi, J. D. Baena, R. Marqués, F. Martín, and M.Sorolla, “Effective negative epsilon stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators,” IEE Microw.Wireless Compon. Lett., vol. 14

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique au cours des dernières années grâce à la forte demande de la population et des progrès propres à ce secteur. Parmi les applications de ce domaine qui ont attiré plus d'attention, on peut citer les antennes qui sont des éléments indispensables pour assurer une opération d'émission ou de réception des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace. Elles sont présentes dans tous les systèmes de communications sans fil.

L'objectif de ce travail vise à la conception d'une antenne patch miniature de forme circulaire pour communications sans fils permettant d'émettre ou de recevoir à une seule fréquence 2.4 GHz.

Nous avons exposé dans le premier chapitre des généralités sur les antennes micro-rubans, en abordant leur définition, leurs différentes formes et techniques d'alimentation, leurs avantages et inconvénients ainsi que le mécanisme de rayonnement et les caractéristiques liées à ce type d'antennes, sans oublier leurs domaines d'applications dans les divers systèmes de communications mobiles et sans fils. Enfin nous avons défini leurs techniques de miniaturisation.

Dans le deuxième chapitre, nous avons décrit de manière générale les matériaux composites artificiels que l'on appelle métamatériaux. Nous avons rappelé dans un premier temps les classifications des métamatériaux, puis nous avons exposé leurs propriétés fondamentales. Ensuite, nous avons décrit l'approche qui permet l'extraction des paramètres effectifs des MMTs à partir des paramètres S.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude et la conception d'une antenne patch circulaire à base des cellules SRR complémentaires. Dans ce cadre, on a utilisé le logiciel de simulation CST MWS, qui est un outil performant à onde électromagnétique qui réalise la simulation du champ d'un model arbitraire en 2D et en 3D.

La miniaturisation consiste à réduire la taille d'élément rayonnant suivant des techniques données dans la littérature. Avant d'atteindre un meilleur compromis entre la taille et les performances d'antenne, nous avons visualisé les effets des techniques de miniaturisation utilisées (l'insertion des cellules CSRR sur le plan de masse et des fentes sur le plan partiel et la réduction jusqu'à 54.8% de la taille du patch). Pour conclure, les résultats montrent une meilleure adaptation de l'antenne miniature.

En fin, comme perspectives pour des travaux futurs, nous souhaitons concrétiser les résultats de ce travail spécifique à l'antenne simulée par la réalisation de ces types de structures et la prise de mesures sur ces différentes configurations qui donnent des opportunités prometteuses pour des applications industrielles. D'autre part, notre vision est de proposer une nouvelle structure d'antenne miniature à base de métamatériaux pour les applications ULB, qui sont en développement continu