الجـــــــــــــــــــــمهـوريـــــة الجـــــــــــــزائـريـة الديمـــــــقـراطيـة الـشـــــــــعبيـة

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التـــــــــــــــــــــــــــعليـم العـــــــالي و البـــــــــــحث العـــــلـمـــي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جـــــــــــــامعة أبي بكـــر بـلـقـايد – تـلمســـــــــــــان –

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE

MEMOIRE

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

En : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

Par : MOUSSA ZOHRA

Sujet

Conception des antennes imprimées miniatures à polarisation circulaire pour des applications WiFi

Soutenu publiquement le 23 / 06 / 2026 devant le jury composé de :

Mr BENDIMERAD F.T	Professeur Emérite	Université de Tlemcen	Président
Mme HASSAINE. N	MCB	Université de Tlemcen	Examinatrice
Mme BENOSMAN.H	MCA	Université de Tlemcen	Encadrante

Année universitaire : 2025 /2026



Remerciements

Tout d'abord, je remercie Allah, le Tout-Puissant, de m'avoir accordé la santé, le courage et la force nécessaires à la réalisation de ce travail.

En premier lieu, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon encadrante, Madame **BENOSMAN Hayet,** Maitre de conférences à l'Université de Tlemcen, pour ses précieux conseils, ses encouragements constants, son accompagnement et l'ensemble des efforts qu'elle a déployés tout au long de mon cursus ainsi que lors de l'élaboration de ce mémoire.

Je remercie chaleureusement les membres du jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de participer à l'évaluation de ce travail.

Un merci tout particulier à **Monsieur BENDIMERAD Fethi Tarik** Professeur Emérite à l'Université de Tlemcen pour avoir présidé ce jury, ainsi qu'à **Madame HASSAINE Nawel,** Maitre de conférences à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté la lecture et l'évaluation de ce mémoire. Je leur suis très reconnaissante de l'intérêt qu'ils ont manifesté pour ce travail, ainsi que pour leurs précieux conseils et remarques.

Je tiens également à remercier chaleureusement mes enseignants du département de **Télécommunications** pour tout le savoir qu'ils m'ont transmis durant ma formation.

Enfin, j'exprime ma sincère reconnaissance à l'ensemble de mes amis de la promotion de la **Faculté de Technologie de l'Université de Tlemcen** pour leur soutien et leur encouragement.





Dédicace

Avec tout mon amour et ma profonde reconnaissance, je dédie ce travail à moi-même.

À mon courage, à ma persévérance, à ma résilience tout au long de ce parcours universitaire semé d'embûches.

À ma chère mère, Lila. Pour son amour inconditionnel, sa bienveillance sans faille et ses nombreux sacrifices. Sa présence à mes côtés a toujours été ma force secrète, celle qui m'a permis de franchir tous les obstacles.

À mon cher père, Radouane. Homme de peu de mots mais de tant d'actes. Tes sacrifices silencieux ont construit mes victoires. Merci d'avoir été mon pilier.

À Alaa Nessma. Ma petite sœur, ma douceur, mon cœur. Merci d'exister.

À mes chers enseignants, qui ont éclairé mon chemin académique.

À toute la promotion Master 2 Système de Télécommunication 2026, ma deuxième famille universitaire. Fière d'avoir fait ce bout de chemin avec vous.



Résumé

Ce travail porte sur la conception et la simulation d'antennes miniaturisées à polarisation circulaire destinées aux applications Wi-Fi dans les bandes de fréquences 2,4 GHz et 5,8 GHz. Différentes structures, notamment de géométries triangulaires et carrées, ont été étudiées. L'optimisation des performances a été réalisée à l'aide du logiciel CST Microwave Studio afin d'assurer une polarisation circulaire et une bonne adaptation d'impédance.

La miniaturisation est obtenue par l'intégration de métamatériaux, à travers l'utilisation de réseaux périodiques de résonateurs SRR de formes carrées et circulaires, ainsi que de structures DGS insérées dans le plan de masse. Les performances des antennes proposées sont analysées et comparées en termes de bande passante, de coefficient de réflexion S11, de gain et de rapport axial.

Enfin, une étude comparative avec les travaux de la littérature est effectuée afin d'évaluer les performances des antennes proposées et de valider leur pertinence pour les applications Wi-Fi.

Mots-clés : Antenne patch, polarisation circulaire, miniaturisation, résonateurs en anneaux fendus (SRR), DGS, CST Microwave Studio.

Abstract

This work focuses on the design and simulation of miniaturized circularly polarized antennas intended for Wi-Fi applications in the 2.4 GHz and 5.8 GHz frequency bands. Different antenna structures, including triangular and square geometries, were investigated. Performance optimization was carried out using CST Microwave Studio software to ensure circular polarization and good impedance matching.

Miniaturization was achieved through the integration of metamaterials by employing periodic arrays of square and circular Split Ring Resonators (SRRs), as well as Defected Ground Structures (DGS) incorporated into the ground plane. The performance of the proposed antennas was analyzed and compared in terms of bandwidth, reflection coefficient (S11), gain, and axial ratio.

Finally, a comparative study with related works from the literature was conducted to evaluate the performance of the proposed antennas and validate their suitability for Wi-Fi applications.

Keywords : Patch antenna, circular polarization, miniaturization, Split Ring Resonators (SRR), DGS, CST Microwave Studio.

ملخص

يتناول هذا العمل تصميم ومحاكاة هوائيات مصغرة ذات استقطاب دائري مخصصة لتطبيقات الواي فاي في نطاقي التردد 2.4 جيجاهرتز و5.8 جيجاهرتز. وقد تمت دراسة عدة تراكيب هندسية للهوائيات، خاصةً الأشكال المثلثة والمربعة. وتم تحسين أداء الهوائيات باستخدام برنامج CST Microwave Studio لضمان تحقيق الاستقطاب الدائري والتوافق الجيد للممانعة.

تم تحقيق التصغير من خلال دمج المواد الخارقة باستعمال مصفوفات دورية من الرنانات الحلقية المشقوقة (SRR)ذات الأشكال المربعة والدائرية، بالإضافة إلى هياكل الأرضي المعيب (DGS) المدمجة في مستوى التأريض. وقد تم تحليل ومقارنة أداء الهوائيات المقترحة من حيث عرض الحزمة، ومعامل الانعكاس(S11) ، والكسب، ونسبة المحور.

وأخيرًا، أُجريت دراسة مقارنة مع الأعمال المنشورة في الأدبيات العلمية بهدف تقييم أداء الهوائيات المقترحة والتحقق من ملاءمتها لتطبيقات الواي فاي.

الكلمات المفتاحية: هوائي رقعة، الاستقطاب الدائري، التصغير، الرنانات الحلقية المشقوقة(SRR) ، هيكل الأرضي المعيب (DGS)، برنامج CST Microwave Studio.

Table des matières

Remerciement I

Dédicaces II

Résumé III

Table des matières VI

Liste des figures X

Liste des tableaux XV

Liste des acronymes et abréviations XVI

Introduction générale 1

Chapitre I : Etat de l'art des antennes microrubans et principes de la polarisation circulaire

I.1 Introduction 3

I.2 La technologie WI-FI 3

I.3 Historique des antennes microrubans 4

I.4 Définition d'une antenne microruban 4

I.5 Mécanisme de rayonnement d'une antenne microruban 5

I.6 Techniques d'alimentation des antennes micro-rubans 6

I.6.1 Alimentation par contact 6

I.6.1.1 Alimentation par ligne microruban 6

I.6.1.2 Alimentation par sonde coaxiale 7

I.6.2 Alimentation sans contact 8

I.6.2.1 Alimentation par fente 8

I.6.2.2 Alimentation par couplage à proximité 8

I.7 Caractéristiques de rayonnement des antennes microrubans 9

I.7.1 Impédance d'entrée 9

I.7.2 Directivité 9

I.7.3 Gain 10

I.7.3 Le diagramme de rayonnement 11

I.8 Avantages et inconvénients des antennes microrubans 11

I.8.1 Avantages 11

1.8.2 Inconvénients 12

I.9 Introduction à la polarisation circulaire 12

I.9.1 Définition 12

I.9.2 Techniques d'obtention d'un rayonnement circulaire 14

I.9.2.1 Antennes à alimentation unique 14

I.9.2.1.a Troncature des coins de l'antenne 14

I.9.2.1 b Alimentation sur la diagonale d'un patch quasi-carré 15

I.6.2.1 c Gravure d'un motif sur le toit métallique 15

I.9.2.2 Alimentation à double accès 16

I.9 Application des antennes à polarisation circulaire en Wi-Fi 17

I.10 Conclusion 17

Bibliographie 18

Chapitre II : Techniques de miniaturisation des antennes microrubans

II.1 Introduction 22

II.2 Principe de miniaturisation des antennes microrubans 22

II.2.1 Définition de la miniaturisation 22

II.3 Techniques de miniaturisation 23

II.3.1 Modification de la géométrie 24

II.3.1.1 Insertion de fentes 24

II.3.1.2 Utilisation des structures DGS 24
II.3.1.3 Technique de formes fractales 25
II.3.1.4 Repliement 26
II.3.1.5 méandres 26
II.3.1.6 Ajout de courts-circuits 26
II.3.2.1 Utilisation des substrats à forte permittivité 27
II.3.2.2 Matériaux diélectriques 27
II.3.2.3 Matériaux magnétiques 28
II.3.2.4 Métamatériaux 28
II.3.2.4.1 Historique métamatériaux 28
II.3.2.4.2 Définition 29
II.3.2.4.3 Classification des métamatériaux 29
II.3.2.4.3.a Les matériaux doublement positifs (DPS) 30
II.3.2.4.3.b Les matériaux à permittivité négative (ENG) 30
II.3.2.4.3.c Les matériaux à perméabilité négative (MNG) 31
II.3.2.4.3.d Matériaux doublement négative DNG 32
II.3.2.4.4 Méthodes de calcul des paramètres effectifs 33
II.3.2.4.4.1 Méthode de Smith 33
II.3.2.4.5 Structure métamatériaux SRR 34
II.3.2.4.6 Applications des métamatériaux dans le domaine d'antennes 34
II.3.2.4.6.a La miniaturisation 35
II.3.2.4.6.b Les métamatériaux pour l’élargissement de la bande passante 35
II.3.2.4.6.c Utilisation des métamatériaux pour concevoir une antenne multi-bande 36
II.4 Conclusion 36

Bibliographie 38

Chapitre III : Conception d'antennes à polarisation circulaire pour les applications wifi

III.1 Introduction 41

III.2 Définition du logiciel CST STUDIO SUITE 41

III.2.1 Les étapes de simulation 41

III.3 Conception de différentes structures d'antennes miniatures à polarisation circulaire 44

III.3.1 Antenne microruban triangulaire avec fentes 44

III.3.1.1 Exigences techniques 44

III.3.1.2 Conception de l'antenne initiale 44

III.3.1.3 Résultats de simulation : 45

III.3.1.4 Conception de l'antenne triangulaire polarisée circulairement 50

III.3.1.5 Miniaturisation de l'antenne à polarisation circulaire en utilisant les MMTs 53

III.3.2 Antenne microruban carrée à coins tronqués 58

III.3.2.1 Spécifications techniques 58

III.3.2.2 Conception de l'antenne polarisée linéairement 59

III.2.3 Géométrie de l'antenne microruban à coins tronqués 61

III.2.4 Résultats de simulation 62

III.2.5 Miniaturisation de l'antenne à coins tronqués 63

III.2.5.1 Cellule unitaire SRR 63

III.2.5.2 Résultats de simulation 64

III.2.5.3 Miniaturisation de l'antenne à coins tronqués par la technique DGS 67

III.4 Conclusion 71

Bibliographie 73

Conclusion générale 75

Liste des figures

Chapitre I : Etat de l'art des antennes microrubans et principes de la polarisation circulaire

Figure I.1: Structure d'une antenne microruban.

Figure I.2: Les différentes formes d'une antenne micro-ruban.

Figure I.3: Fonctionnement d'une antenne micro-ruban.

Figure I.4: Alimentation par ligne micro-ruban.

Figure I.5: Alimentation par sonde coaxiale.

Figure I.6: Alimentation par couplage d'ouverture.

Figure I.7: Alimentation par couplage à proximité.

Figure I.8: Diagramme de rayonnement d'une antenne.

Figure I.9: (a) Rotation de l'onde, (b) ellipse de polarisation.

Figure I.10: Antenne à coins tronqués.

Figure I.11: Antenne patch alimentée sur la diagonale.

Figure I.12: Techniques de gravure de fentes pour antennes patch.

Figure I.13: Antenne alimentée à deux accès avec (a) ligne quarte d'onde, (b) diviseur de puissance Wilkinson.

Chapitre II : Techniques de miniaturisation des antennes microrubans

Figure II.1: Sphère minimale qui englobe l'antenne : sphère de Chu.

Figure II.2: Allongement du trajet des courants par ajout de fentes.

Figure II.3: Antenne miniature avec la technique DGS.

Figure II.4: Quatre itérations des fractales de Sierpinski.

Figure II.5 : Antenne repliée (a) papillon, (b) repliement vertical.

Figure II.6: Antenne méandre conventionnelle.

Figure II.7: Antenne ILA (a), antenne PIFA (b) et antenne fil-plaque (c).

Figure II.8: Historique des métamatériau (MMT).

Figure II.10 : Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité ε et de leur perméabilité μ.

Figure II.11: Réseau de fils métalliques.

Figure II.12: La structure rouleau de suisse introduite par Pendry, (a) vue de face et (b) vue de profile.

Figure II.13: Les premières structures métamatériaux DNG Smith et al, 2000-2001:(a) structure DNG mono -dimensionnelle (b) structure bi-dimensionnellement DNG.

Figure II.14: Les configurations du résonateur 'Résonateur à anneau fendu (SRR)' (a) Résonateur à anneau fendu rectangulaire (b) Résonateur à anneau fendu circulaire (SRR).

Figure II.15: Photo d'une antenne patch miniaturisée grâce à une couche de métamatériau.

Figure II.16: (a) antenne patch à large bande et leur S11, (b) antenne patch avec trois cellules unitaires de type CDRR et leurs S11.

Chapitre III : Conception d'antennes à polarisation circulaire pour les applications wifi

Figure III.1 : Création d'un nouveau projet.

Figure III.2 : Choix de la zone de simulation.

Figure III.3 : Choix de type de simulation.

Figure III.4 : Choix des unités de simulation.

Figure III.5 : Choix la bande de fréquence de simulation.

Figure III.6: Fin de création projet de simulation.

Figure III.7 : Géométrie de l'antenne patch triangulaire.

Figure III.8: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne triangulaire.

Figure III.9: Module de S11 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de a.

Figure III.10:Module de S11 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de y0.

Figure III.11: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne triangulaire adaptée.

Figure III.12: Diagramme de rayonnement de l'antenne triangulaire.

Figure III.13: Géométrie de l'antenne triangulaire avec la couche d'air.

Figure III.14: Paramètre S11 en fonction de la fréquence après l'ajout de la couche d'air.

Figure III.15 : Module de S11 en fonction de la fréquence après l'ajout de la couche d'air pour différentes valeurs de a.

Figure III.16: Module de S11 en fonction de la fréquence après l'ajout de la couche d'air pour différentes valeurs de Y0.

Figure III.17: Paramètre S11 en fonction de la fréquence après optimisation de l'antenne avec couche d'air.

Figure III.18: Rayonnement 3D de l'antenne patch triangulaire avec la couche d'air.

Figure III.19: Géométrie de l'antenne triangulaire, (a) avec fente (b) avec deux fentes, (c) fentes et troncature au sommet du patch.

Figure III.20: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les trois configurations de l'antenne.

Figure III.21: AR pour en fonction de la fréquence pour les trois configurations de l'antenne.

Figure III.22: Coefficient de réflexion de l'antenne triangulaire à PC.

Figure III.23: RA en fonction de la fréquence de l'antenne triangulaire à PC.

Figure III.24: Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne triangulaire à PC.

Figure III.25: Cellule à résonateur SRR circulaire (a) Géométrie de la cellule (b) La perméabilité en fonction de la fréquence.

Figure III.26: Cellule à résonateur SRR carré (a) Géométrie de la cellule (b) La perméabilité en fonction de la fréquence.

Figure III.27: Structure d'antenne chargée par un réseau de SRR sur le plan de masse (a) SRR carré et (b) SRR circulaire.

Figure III.28: Coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence de l'antenne à PC avec SRR au niveau du plan de masse.

Figure III.29: Géométrie et dimension de l'antenne à PC miniaturisée à SRR circulaire : (a) vue de face (b) vue d'arrière.

Figure III.30: Géométrie et dimension de l'antenne à PC miniaturisée à SRR carrés : (a) vue de face (b) vue d'arrière.

Figure III.31: Coefficient de réflexion de l'antenne à PC miniaturisée, (a) antenne à SRR circulaires, (b) antenne à SRR carrés.

Figure III.32: RA de l'antenne à PC miniaturisée, (a) antenne à SRR circulaires, (b) antenne à SRR carrés.

Figure III.33: Gain de l'antenne à PC miniaturisée, (a) antenne à SRR circulaires, (b) antenne à SRR carrés.

Figure III.34: Géométrie de l'antenne microruban carrée alimentée par un câble coaxial.

Figure III.35: (a) Coefficient de réflexion S11 et (b) Rapport Axial AR, en fonction de la fréquence.

Figure III.36: Gain en fonction de la fréquence de l'antenne carrée.

Figure III.37: Structure de l'antenne à coins tronquée.

Figure III.38: Coefficient de réflexion de l'antenne à coins tronqués.

Figure III.39: Rapport axial de l'antenne à coins tronqués.

Figure III.40: Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne à coins tronqués.

Figure III.41: Cellule unitaire SRR, (a) Géométrie de la cellule, (b) partie réelle de la perméabilité en fonction de la fréquence

Figure III.42: Face inférieure de la structure après insertion du réseau de résonateurs (a) Réseau à 8 résonateurs et (b) Réseau à 16 résonateurs.

Figure III.43: Coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence de l'antenne à coins tronqués avec SRR.

Figure III.44: Vue de face de la géométrie de l'antenne miniaturisée intégrant des SRR.

Figure III.45: Coefficient de réflexion de l’antenne miniaturisée à coins tronqués.

Figure III.46: Rapport axial de l'antenne miniaturisée à coins tronqués.

Figure III.47: Gain de l'antenne miniaturisée à coins tronqués.

Figure III.48: Géométrie et dimensions de l’antenne à coins tronqués avec DGS : (a) vue de face, (b) vue arrière.

Figure III.49: Influence du rayon RRR des fentes circulaires DGS sur le coefficient de réflexion de l’antenne à coins tronqués.

Figure III.50: Géométrie de l’antenne miniaturisée avec DGS : (a) vue de face, (b) vue arrière.

Figure III.51: Coefficient de réflexion de l’antenne miniaturisée à coins tronqués.

Figure III.52: Rapport axial de l’antenne miniaturisée à coins tronqués.

Figure III.53: Gain de l’antenne miniaturisée à coins tronqués.

Figure III.54: Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne miniaturisée.

Liste des tableaux

Tableau III.1: Dimensions de l’antenne patch initiale.

Tableau III.2: Dimensions optimisées de l’antenne après l’ajout de la couche d’air.

Tableau III.3: Dimensions de l’antenne triangulaire tronquée avec fente en forme de L.

Tableau III.4: Les paramètres de l’antenne microruban carrée adaptée.

Tableau III.5: Dimensions de l'antenne à coins tronqués.

Tableau III.6: Comparaison des performances des antennes miniaturisées.

Tableau III.7: Comparaison avec les travaux de la littérature.

Liste des acronymes et abréviations

AR : Axial Ratio (Rapport Axial).

BP : Bande Passante.

CSRR : Complementary Split Ring Resonator (Résonateur à Anneau Fendu Complémentaire).

CST MWS : Computer Simulation Technology Microwave Studio.

DGS : Defected Ground Structure.

DNG : Double Negative (Doublement Négatif).

DPS : Double Positive (Doublement Positif).

E : Champ électrique.

ENG : Epsilon Negative (Permittivité Négative).

H : Champ magnétique.

ISM : Industrial, Scientific and Medical.

MMT : Métamatériaux.

MNG : Mu Negative (Perméabilité Négative).

NRW : Nicholson–Ross–Weir.

PC : Polarisation Circulaire.

RFID : Radio Frequency Identification Readers.

S11 : Coefficient de Réflexion.

S21 : Coefficient de Transmission.

SRR : Split Ring Resonator (Résonateur à Anneau Fendu).

Wi-Fi : Wireless Fidelity.

εr : Permittivité Relative.

μr : Perméabilité Relative.

Introduction générale

Introduction générale

Le développement des technologies de communication sans fil connaît une croissance remarquable sous l'effet de l'augmentation du nombre d'appareils connectés et de l'essor de l'Internet des objets (IoT). Parmi ces technologies, les réseaux Wi-Fi se sont imposés comme une solution incontournable pour l'échange de données à courte et moyenne portée, grâce à leur simplicité de déploiement, leur faible coût et leurs débits élevés. Les bandes de fréquences 2,4 GHz et 5,8 GHz constituent aujourd'hui les principales bandes exploitées par les systèmes Wi-Fi modernes pour répondre aux besoins croissants en connectivité.

Dans un système de communication sans fil, l'antenne constitue un élément fondamental assurant le rayonnement et la réception des ondes électromagnétiques. Les performances globales du système dépendent directement de ses caractéristiques, notamment le gain, la bande passante, le rendement, la taille et la polarisation. Dans un contexte de miniaturisation des dispositifs électroniques, le développement d'antennes compactes et performantes représente un enjeu majeur pour les applications embarquées, les terminaux mobiles et les objets connectés. L'objectif est ainsi de réduire l'encombrement tout en maintenant des performances électromagnétiques satisfaisantes.

Les antennes microrubans sont particulièrement utilisées en raison de leur faible profil, de leur légèreté, de leur coût réduit et de leur facilité d'intégration. Toutefois, elles présentent des limitations en termes de bande passante et de dégradation des performances lors de la réduction de leurs dimensions. De ce fait, plusieurs techniques de miniaturisation ont été développées afin de réduire la taille des antennes tout en préservant leurs performances électromagnétiques.

Par ailleurs, la polarisation circulaire constitue une solution efficace pour améliorer la fiabilité des liaisons radio. Contrairement à la polarisation linéaire, elle offre une meilleure immunité aux désalignements entre antennes ainsi qu'aux effets de trajets multiples, particulièrement présents en environnement intérieur. Ces avantages la rendent adaptée aux systèmes Wi-Fi, où l'orientation des dispositifs peut varier.

Dans ce contexte, la conception d'antennes microrubans miniaturisées à polarisation circulaire pour les applications Wi-Fi constitue une solution prometteuse pour les systèmes de communication sans fil modernes.

Ce mémoire est structuré en trois chapitres.

Le premier chapitre est consacré aux notions fondamentales nécessaires à la compréhension du travail. Il présente tout d'abord les généralités sur les antennes microrubans, en mettant en évidence leur principe de fonctionnement, leurs avantages et leurs limitations. Ensuite, il introduit les caractéristiques des systèmes de communication Wi-Fi, notamment la bande ISM de 2,4 GHz et celle de 5,8 GHz. Enfin, une attention particulière est portée à la polarisation circulaire, en détaillant ses principes, ses paramètres d'évaluation, notamment le rapport axial, ainsi que son intérêt dans les systèmes de communication sans fil.

Le deuxième chapitre traite des techniques de miniaturisation des antennes. Il présente les approches les plus couramment utilisées dans la littérature, avec une attention particulière sur les métamatériaux et les structures à surface de masse défectueuse (DGS – Defected Ground Structure). Les principes physiques de ces techniques ainsi que leur impact sur les performances des antennes sont également analysés.

Le troisième chapitre traite de la conception, de la simulation et de l'optimisation des antennes proposées à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. Deux approches de miniaturisation, basées sur les structures DGS et les métamatériaux, y sont mises en œuvre. Les résultats de simulation sont analysés à travers les principaux paramètres de performance, notamment le coefficient de réflexion S11, le gain, le diagramme de rayonnement et le rapport axial. Une étude comparative avec les travaux de la littérature est ensuite réalisée afin d'évaluer les performances des antennes développées. Enfin, une synthèse des résultats ainsi que des perspectives de recherche sont présentées.

Chapitre I

Etat de l'art des antennes microrubans et principes de la polarisation circulaire

I.1 Introduction

Le développement rapide des systèmes de télécommunications sans fil notamment les réseaux Wi-Fi, les systèmes mobiles et les objets connectés, les exigences en matière d'antennes sont devenues de plus en plus importantes. Les antennes doivent offrir des performances élevées tout en conservant des dimensions réduites afin de faciliter leur intégration dans des équipements compacts. Dans ce contexte, les antennes microrubans se sont imposées comme une solution particulièrement attractive grâce à leurs nombreux avantages, tels que leur faible profil, leur simplicité de fabrication et leur compatibilité avec les circuits imprimés. **[1].**

Par ailleurs, ces antennes sont particulièrement adaptées aux applications nécessitant une polarisation circulaire, en raison de leur capacité à réduire les effets liés au mauvais alignement entre émetteur et récepteur ainsi que les perturbations dues aux réflexions du signal.

Ce chapitre présente la technologie Wi-Fi ainsi que les concepts fondamentaux relatifs aux antennes microrubans et à la polarisation circulaire. Dans un premier temps, la technologie Wi-Fi et ses principales bandes de fréquences sont présentées. Ensuite, un aperçu des antennes microrubans est proposé, en décrivant leur structure, leur principe de fonctionnement ainsi que leurs principales caractéristiques. Les différentes techniques d'alimentation, ainsi que leurs avantages et leurs limitations, sont également abordées. Enfin, les notions fondamentales de la polarisation des ondes électromagnétiques sont introduites, avec une attention particulière portée à la polarisation circulaire en raison de son importance dans les systèmes de communication modernes et de ses nombreux avantages en termes de robustesse et de performances.

I.2 La technologie WI-FI

Le Wi-Fi (Wireless Fidelity) est une technologie de communication sans fil reposant sur la norme IEEE 802.11, permettant l'échange de données au sein des réseaux locaux sans fil (WLAN). Elle regroupe l'ensemble des techniques assurant la transmission radio des données du protocole Internet, offrant ainsi une connectivité sans fil entre différents équipements, sans recours à des liaisons filaires. Cette technologie est largement déployée dans les environnements domestiques et professionnels pour la mise en œuvre de réseaux locaux à haut débit.

Le Wi-Fi exploite principalement des bandes de fréquences non licenciées, notamment les bandes 2,4 GHz et 5 GHz, incluant la sous-bande autour de 5,8 GHz. La bande 2,4 GHz (2,400–2,4835 GHz), utilisée par les normes IEEE 802.11 b/g/n, se caractérise par une meilleure

couverture et une bonne capacité de pénétration des obstacles. En revanche, la bande 5 GHz (5,150–5,825 GHz), associée aux normes IEEE 802.11 a/n/ac/ax, offre des débits plus élevés ainsi qu'une meilleure immunité aux interférences.

L'exploitation conjointe de ces deux bandes dans les systèmes Wi-Fi modernes permet d'améliorer les performances globales en termes de débit, de capacité et de qualité de service **[2][3].**

I.3 Historique des antennes microrubans

Les antennes micro-rubans sont considérées comme une technologie relativement récente dans le domaine des antennes planes. Leur utilisation s'est développée principalement à partir des années 1980. Toutefois, l'idée de base de l'antenne microruban a été proposée pour la première fois en 1953 par Deschamps aux États-Unis, dans un cadre purement théorique, sans application pratique immédiate**.** En 1955, Gulton et Bassinot ont ensuite déposé un brevet en France portant sur ce type d'antenne **[4].** Le développement effectif des antennes microrubans n'a réellement commencé qu'à partir des années 1970, grâce aux progrès réalisés dans les techniques de photolithographie ainsi qu'à l'utilisation de nouveaux matériaux diélectriques. Ces avancées ont permis la réalisation des premiers prototypes fonctionnels. Durant cette période, plusieurs chercheurs, notamment J. Q. Howell et R. E. Munson, ont contribué à la conception et à l'étude expérimentale des antennes patch imprimées, démontrant ainsi leur faisabilité en pratique **[5].**

Aujourd'hui, les antennes microrubans sont largement utilisées en raison de leurs nombreux avantages, tels que leur compacité, leur structure plane, leur faible poids et leur compatibilité avec les circuits intégrés. Elles trouvent des applications dans différents domaines, notamment les réseaux locaux sans fil (WLAN), les communications par satellite, les systèmes radar, la télédétection ainsi que les récepteurs du système de positionnement global (GPS). Elles sont également intégrées dans plusieurs équipements et systèmes de communication sans fil **[6].**

I.4 Définition d'une antenne microruban

Une antenne microruban, appelée aussi antenne patch, est une antenne plane constituées d'un élément rayonnant métallique imprimé sur un substrat diélectrique **(Figure I.1).** La face opposée du substrat est généralement recouverte par un plan de masse conducteur.

Ce type d'antenne est réalisé à l'aide des techniques de circuits imprimés, ce qui permet d'obtenir une structure légère, de faible épaisseur et facile à intégrer avec les circuits électroniques **[6].**

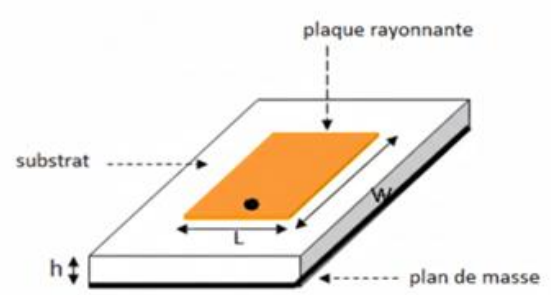


Figure I.1: Structure d'une antenne microruban **[7].**

Les antennes imprimées peuvent avoir plusieurs formes différentes. Les plus utilisées sont les antennes rectangulaires et circulaires. D'autres formes, comme les antennes carré, elliptique, triangulaires ou les dipôles imprimés…. etc, sont également utilisées selon les besoins de l'application **(Figure I.2) [8].**

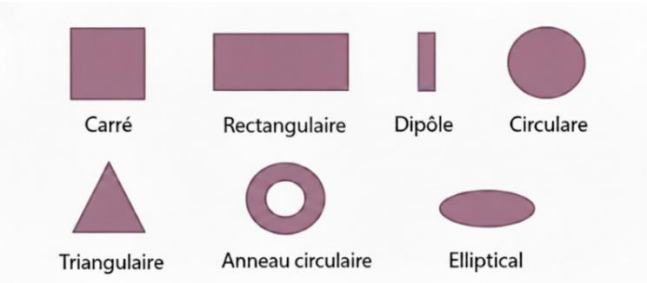


Figure I.2: Les différentes formes d'une antenne micro-ruban.

Ces formes sont couramment choisies grâce à leur simplicité de conception et de réalisation, ainsi qu'à leurs bonnes caractéristiques de rayonnement.

I.5 Mécanisme de rayonnement d'une antenne microruban

Le principe de fonctionnement d'une antenne micro-ruban repose sur un mécanisme similaire à celui d'une cavité résonante. En effet, le patch conducteur et le plan de masse forment une structure fermée dans laquelle les ondes électromagnétiques sont confinées et subissent des réflexions multiples, donnant naissance à des modes de résonance bien définis. De ce fait, le patch se comporte comme un résonateur planaire dont les caractéristiques dépendent de ses dimensions géométriques et des propriétés du substrat utilisé. La distribution des champs électromagnétiques se développe principalement à l'intérieur du matériau diélectrique selon des

modes transverses magnétiques (TMmn), où les indices « m » et « n » désignent respectivement le nombre de variations du champ selon les deux directions du plan du patch.

Typiquement, le mode fondamental TM_{10} est souvent le mode prédominant étant donné qu'il correspond au premier état de résonance de la structure**.**

La radiation de l'antenne est principalement issue des bords du patch. À ces points extrêmes, les champs électromagnétiques ne sont pas complètement confinés, entraînant une dispersion d'énergie vers l'extérieur**.** Cela est causé par les discontinuités existantes aux interfaces du patch, où il y a une variation notable du champ électrique.

La répartition du champ électrique entre les bords rayonnants et le plan de masse affecte directement les propriétés du motif de propagation, y compris l'axe principal et la configuration du lobe émis **[8-11].**

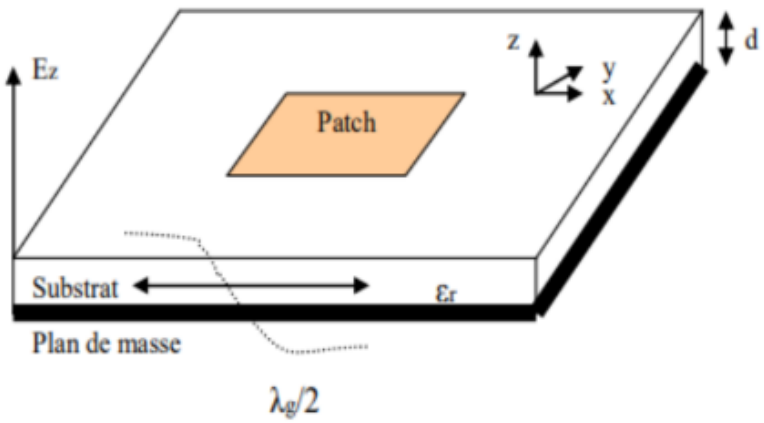


Figure I.3: Fonctionnement d'une antenne micro-ruban**.**

λg : La longueur d'onde guidée.

I.6 Techniques d'alimentation des antennes micro-rubans

L'alimentation des antennes microrubans peut se faire selon deux méthodes principales : soit par un contact direct avec le patch, soit par un couplage électromagnétique.

I.6.1 Alimentation par contact

I.6.1.1 Alimentation par ligne microruban

Cette technique consiste à alimenter l'élément rayonnant à l'aide d'une ligne microruban, généralement d'impédance 50 Ω, connectée directement au patch **(Figure I.4).**

Simple à mettre en œuvre, elle permet la réalisation de structures planaires sur substrat diélectrique et est largement utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées. **[12]**.

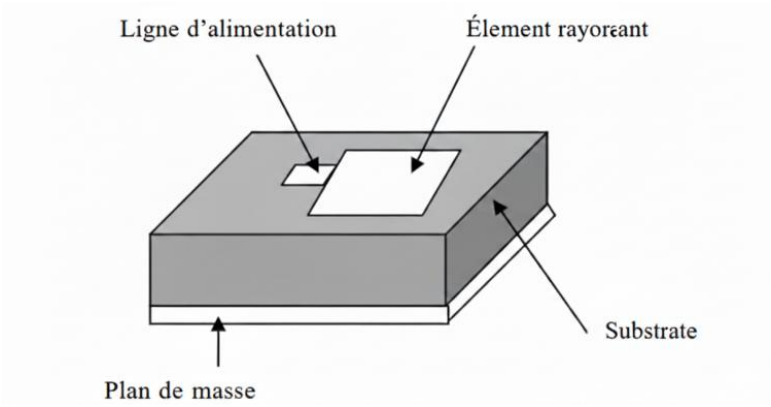


Figure I.4: Alimentation par ligne micro-ruban **[12].**

I.6.1.2 Alimentation par sonde coaxiale

Dans ce type d'alimentation, le conducteur interne traverse le substrat pour se connecter au patch, tandis que le conducteur externe est relié au plan de masse **(Figure I.5) [13].** Le point d'alimentation n'est pas placé au centre, car l'impédance varie sur la surface du patch. On choisit donc une position précise afin d'obtenir une bonne adaptation d'impédance **[14].** Cette technique est simple et génère peu de rayonnement parasite. Cependant, sa bande passante reste limitée et, pour un substrat épais, la sonde peut introduire un effet inductif qui dégrade l'adaptation.

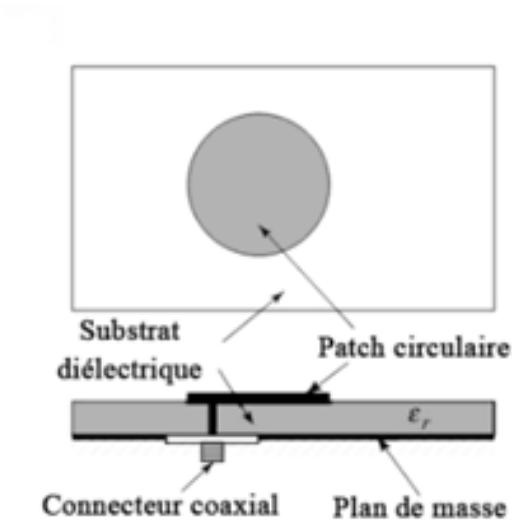


Figure I.5: Alimentation par sonde coaxiale **[13].**

I.6.2 Alimentation sans contact

I.6.2.1 Alimentation par fente

Dans cette technique, le patch et la ligne d'alimentation sont séparés par un plan de masse percé d'une fente assurant le transfert d'énergie. La position et les dimensions de cette ouverture déterminent le niveau de couplage. Cette méthode permet de réduire le rayonnement parasite et la polarisation croisée grâce à la séparation entre l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation. Toutefois, sa réalisation est plus complexe, car elle nécessite généralement une structure multicouche, ce qui augmente l'épaisseur de l'antenne **[12]**.

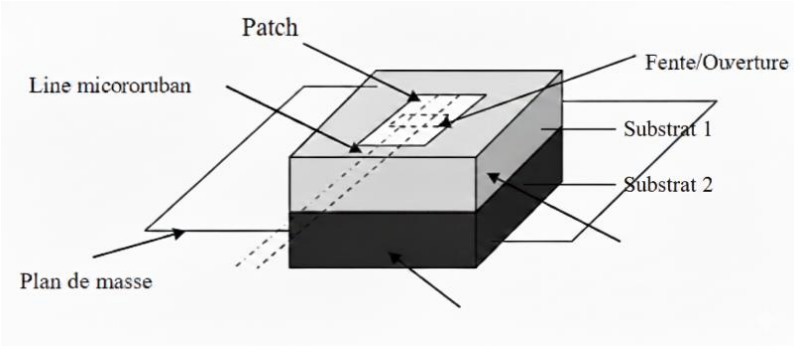


Figure I.6: Alimentation par couplage d'ouverture **[12].**

I.6.2.2 Alimentation par couplage à proximité

L'alimentation par couplage par proximité repose sur l'utilisation de deux couches diélectriques superposées. La ligne d'alimentation est insérée entre les deux substrats, alors que l'élément rayonnant est déposé sur la face supérieure du substrat du dessus **(Figure I.7).** Le transfert d'énergie vers le patch s'effectue uniquement par voie électromagnétique, ce qui élimine tout contact physique direct entre la ligne et l'élément rayonnant.

Sur le plan des performances, cette configuration présente l'avantage d'offrir une bande passante sensiblement plus élevée comparativement aux autres techniques d'alimentation classiques. Par ailleurs, le recours à deux substrats de nature différente permet d'optimiser indépendamment les propriétés électriques de chaque partie de la structure, notamment le patch rayonnant et le réseau d'alimentation. Le contrôle de l'adaptation d'impédance est assuré en ajustant à la fois la longueur de la ligne d'alimentation et les dimensions du patch.

Néanmoins, cette approche présente certaines contraintes de fabrication. Elle exige un alignement précis entre les deux substrats, ce qui complexifie le processus de réalisation. De

plus, l'empilement des deux couches diélectriques conduit inévitablement à une augmentation de l'épaisseur totale de l'antenne **[12].**

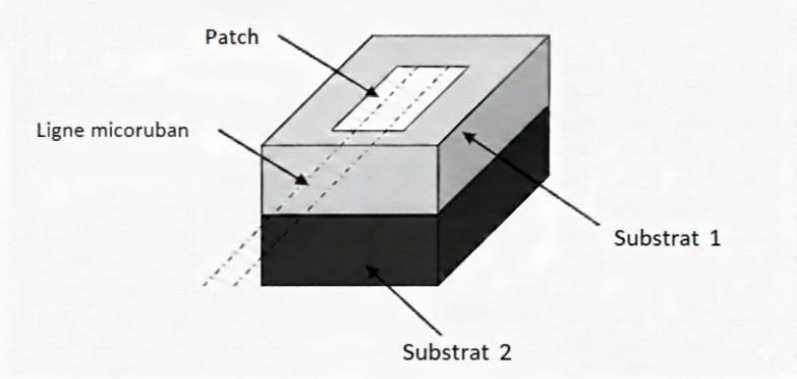


Figure I.7: Alimentation par couplage à proximité **[12].**

I.7 Caractéristiques de rayonnement des antennes microrubans

Les antennes patch, indépendamment de leur forme ou de leurs dimensions, sont caractérisées par les mêmes paramètres de performance **[15**]. Parmi ces caractéristiques, on peut citer les suivantes :

I.7.1 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée correspond à l'impédance perçue par la ligne d'alimentation au point de raccordement avec l'antenne. Cette grandeur est définie par l'expression suivante **[16]** :

$$Zin = Z0\frac{(1+S11)}{(1-S11)} \quad \textbf{(I.1)}$$

$Z0$: impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

$S11$: Le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

I.7.2 Directivité

La directivité d'une antenne caractérise sa capacité à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction donnée. Elle est définie comme le rapport entre la densité de puissance rayonnée dans une direction spécifique et la densité de puissance qu'émettrait une antenne isotrope alimentée avec la même puissance totale. La directivité s'exprime généralement en décibels isotropiques (dBi) **[17].**

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

$D(\theta,\varphi)$: directivité de l'antenne ;

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

P_r: Puissance totale rayonnée par l'antenne ;

θ : angle d'élévation ;

φ : angle d'azimut.

I.7.3 Gain

Le gain constitue un paramètre étroitement lié à la directivité, mais il tient compte en plus des pertes internes de l'antenne **[17].** Il est défini par la relation suivante **(I.3)** :

$$G(\theta,\varphi) = \frac{P(\theta,\varphi)}{\frac{P_e}{4\pi r^2}} = 4\pi r^2 \frac{P(\theta,\varphi)}{P_e} \quad \textbf{(I.3)}$$

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

P_e : Puissance d'alimentation

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

$$G(\theta,\varphi) = \rho.D(\theta,\varphi) \quad \textbf{(I.4)}$$

$G(\theta,\varphi)$: gain de l'antenne ;

$D(\theta,\varphi)$: directivité de l'antenne ;

ρ : rendement de l'antenne, défini par :

$$\rho = \frac{P_r}{P_{in}} \quad \textbf{(I.5)}$$

P_r : puissance rayonnée par l'antenne ;

P_{in} : puissance totale fournie à l'antenne.

Le gain est généralement exprimé en dBi. Plus sa valeur est élevée, plus l'antenne rayonne efficacement l'énergie dans la direction considérée.

I.7.3 Le diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement illustre la répartition spatiale de l'énergie émise par une antenne selon toutes les directions de l'espace. Il met en évidence l'existence d'une direction privilégiée dans laquelle se concentre la majeure partie de la puissance rayonnée **[18].** Ces diagrammes sont habituellement relevés dans les plans de symétrie de l'antenne, ou à défaut dans les deux plans principaux, désignés respectivement plan E et plan H. Le premier correspond au plan contenant le champ électrique maximal, tandis que le second est associé au champ magnétique maximal **[19].** Ces deux plans sont systématiquement orthogonaux l'un par rapport à l'autre.

La structure d'un diagramme de rayonnement se compose de plusieurs lobes, que l'on distingue en lobe principal, qui indique la direction de rayonnement maximal, et en lobes secondaires, qui correspondent aux directions de rayonnement non souhaitées et dont l'amplitude est généralement plus faible. La visualisation de ce diagramme peut être réalisée en trois dimensions, offrant ainsi une représentation globale et intuitive du comportement rayonnant de l'antenne, ou en deux dimensions sous forme polaire ou cartésienne **(Figure I.8).**

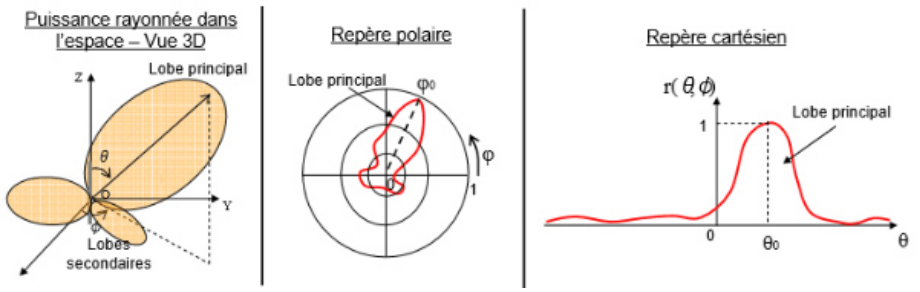


Figure I.8: Diagramme de rayonnement d'une antenne.

I.8 Avantages et inconvénients des antennes microrubans

De nos jours, les antennes patch sont largement utilisées dans les réseaux de communication sans fil, les systèmes radar et les communications par satellite. Grâce à la diversité de leurs structures géométriques, elles offrent une grande flexibilité d'intégration. Ces antennes imprimées présentent plusieurs avantages et inconvénients **[20].**

I.8.1 Avantages

- **Faible encombrement** : les antennes patch présentent des dimensions réduites, adaptées aux systèmes compacts et à profil bas.

- **Coût réduit** : leur structure simple permet une fabrication économique, adaptée à la production de masse.
- **Facilité d'intégration** : elles s'intègrent aisément dans les circuits imprimés et les systèmes planaires.
- **Flexibilité de polarisation** : elles peuvent supporter la polarisation linéaire ou circulaire selon la conception.

1.8.2 Inconvénients

- **Bande passante étroite** : les antennes patch fonctionnent généralement sur une plage de fréquences limitée, ce qui restreint leur utilisation dans les applications large bande.
- **Sensibilité à l'environnement** : leurs performances peuvent être affectées par la présence d'objets proches ainsi que par les variations des conditions environnementales (température, humidité).
- **Gain limité** : comparées à d'autres types d'antennes, elles présentent un gain relativement faible, ce qui limite leur usage dans les communications à longue portée.
- **Capacité de puissance réduite** : elles ne sont pas adaptées aux applications nécessitant la gestion de fortes puissances sans dégradation des performances.

I.9 Introduction à la polarisation circulaire

I.9.1 Définition

La polarisation d'une onde électromagnétique est définie par l'orientation et l'évolution du champ électrique au cours du temps. Elle correspond à la trajectoire décrite par l'extrémité du vecteur champ électrique en un point fixe de l'espace, observée dans la direction de propagation de l'onde. Dans le cas général, le champ rayonné adopte une forme elliptique, comme illustré sur la **Figure I.9 (b)[9].** Le type de polarisation peut alors être identifier à l'aide du rapport axial (RA) de cette ellipse, défini par les équations **(I.6)** et **(I.7).**

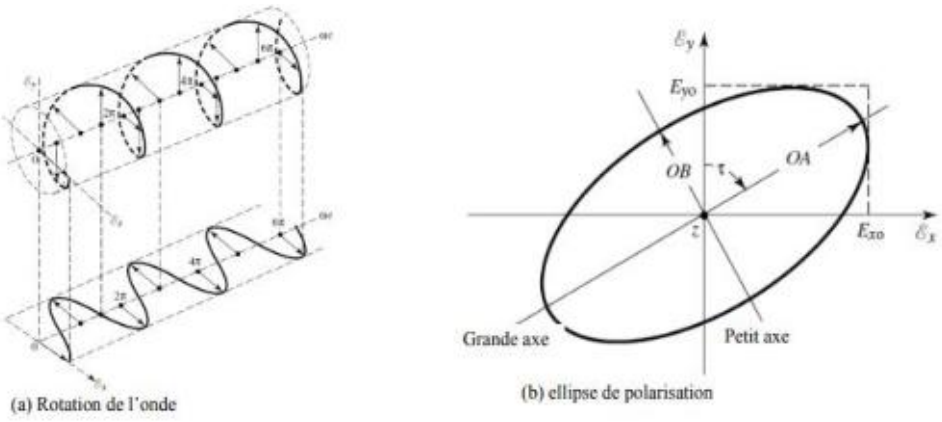


Figure I.9: (a) Rotation de l'onde, (b) ellipse de polarisation.

Le rapport axial est un paramètre important utilisé pour caractériser la polarisation d'une antenne et évaluer son écart par rapport à une polarisation idéale. Il peut être défini comme le rapport entre les composantes orthogonales du champ électrique **[21].** On peut l'exprimer comme suit :

$$AR = \frac{axe\ majeur}{axe\ mineur} = \frac{OA}{OB} \quad \text{avec} \quad 1 \leq AR < \infty \tag{II.6}$$

En décibels, il s'écrit :

$$AR(dB) = 20\ \log(\frac{OA}{OB})\ \text{avec}\ 0 \leq AR < \infty \tag{II.7}$$

Théoriquement, le rapport axial est égal à 1 (soit 0 dB) pour obtenir une polarisation circulaire idéale. Cependant, en pratique, une polarisation circulaire parfaite est impossible à atteindre. On considère généralement qu'une polarisation est circulaire lorsque le rapport axial est inférieur ou égal à 3 dB. La bande passante associée est alors définie selon ce critère à 3 dB.

Les conditions nécessaires et suffisantes pour obtenir une polarisation circulaire sont les suivantes :

- Le champ électrique (ou magnétique) doit être constitué de deux composantes linéaires orthogonales ;
- Ces deux composantes doivent présenter la même amplitude ;
- Elles doivent être déphasées de 90° (ou d'un multiple impair de 90°).

Dans le cadre des antennes à polarisation circulaire, le rapport axial constitue un paramètre essentiel, dont la valeur optimale en condition de polarisation parfaite est de 0 dB.

I.9.2 Techniques d'obtention d'un rayonnement circulaire

Les méthodes de génération de la polarisation circulaire dans les antennes imprimées se divisent en deux catégories principales. La première utilise une seule alimentation grâce à des modifications de la géométrie de l'élément rayonnant (fentes, encoches, troncatures, stubs, etc.). La seconde repose sur une alimentation double, nécessitant un réseau d'excitation assurant un déphasage approprié entre les deux ports. Les techniques les plus répandues seront présentées dans la suite.

I.9.2.1 Antennes à alimentation unique

Une antenne micro-ruban à alimentation unique peut produire une polarisation circulaire en excitant deux modes orthogonaux d'égale amplitude et déphasés de 90°. Cette condition s'obtient soit par une modification géométrique de l'élément rayonnant (patch), soit par une optimisation de la position du point d'alimentation. Cette configuration présente l'avantage d'une intégration aisée au sein des circuits électroniques. Les approches prépondérantes pour y parvenir sont détaillées ci-dessous :

I.9.2.1.a Troncature des coins de l'antenne

Parmi les techniques couramment employées pour générer une polarisation circulaire, la troncature de deux coins opposés du patch constitue l'une des approches les plus répandues. En rompant la symétrie géométrique de l'élément rayonnant, cette modification favorise l'excitation simultanée de deux modes orthogonaux dégénérés présentant un déphasage de 90°, condition indispensable à l'obtention d'une polarisation circulaire.

Plusieurs travaux recensés dans la littérature **[22-25]** s'appuient sur ce principe en adaptant la forme du patch afin de satisfaire la condition de quadrature de phase. Les travaux de **[23], [24]** et **[25],** quant à eux, proposent une architecture empilée à plusieurs couches, permettant d'atteindre un fonctionnement large bande tout en préservant les caractéristiques de polarisation circulaire. Bien que les stratégies d'optimisation adoptées diffèrent d'une étude à l'autre, toutes reposent fondamentalement sur le même mécanisme de troncature des coins du patch pour assurer la polarisation circulaire. **La Figure I.10** présente quelques exemples représentatifs de ces configurations.

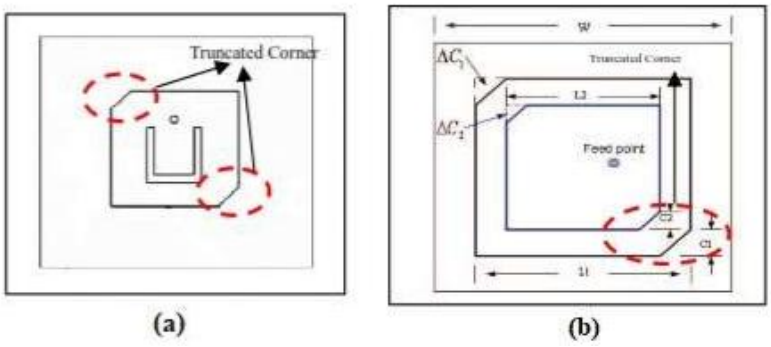


Figure I.10: Antenne à coins tronqués **[22][23].**

I.9.2.1 b Alimentation sur la diagonale d'un patch quasi-carré

Pour un patch presque carré **(Figure I.11),** l'alimentation sur la diagonale permet d'exciter deux modes orthogonaux. Le déphasage de 90° nécessaire à la polarisation circulaire est obtenu en ajustant légèrement la longueur et la largeur du patch. Cette méthode offre une bande passante d'impédance plus large qu'un patch linéaire, mais la bande passante du rapport axial reste étroite et dépend du facteur de qualité de l'antenne **[26].**

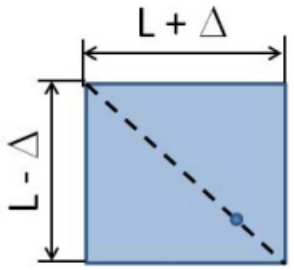


Figure I.11: Antenne patch alimentée sur la diagonale **[26].**

I.6.2.1 c Gravure d'un motif sur le toit métallique

La gravure d'un motif sur le patch rayonnant constitue une méthode efficace pour générer une polarisation circulaire. En effet, l'introduction de fentes de différentes formes (C, F, S ou croisée) **(Figure I.12) [27-30]** permet de perturber la distribution du courant de surface et d'exciter deux modes orthogonaux en quadrature de phase. Les dimensions géométriques de ces motifs influencent directement le rapport axial, l'adaptation d'impédance ainsi que la largeur de bande. De plus, l'augmentation de la longueur des fentes entraîne une diminution de la fréquence de résonance, contribuant ainsi à la miniaturisation de l'antenne. Toutefois, un compromis doit être établi entre les performances électromagnétiques et la complexité de fabrication.

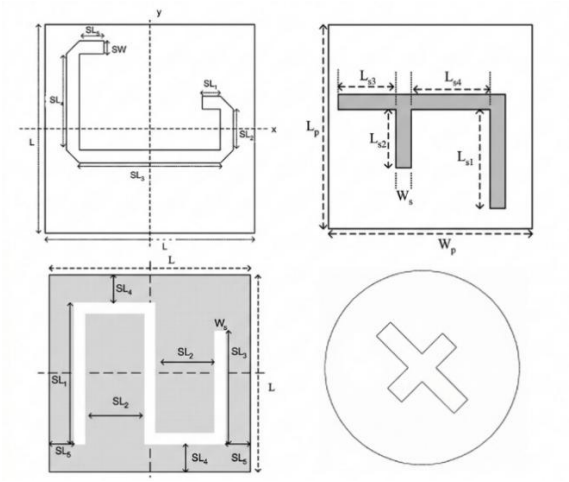


Figure I.12: Techniques de gravure de fentes pour antennes patch.

I.9.2.2 Alimentation à double accès

La polarisation circulaire peut être obtenue dans les antennes patch à double alimentation en introduisant un déphasage de 90° entre les signaux d'excitation à l'aide d'une ligne de compensation de longueur λ/4 **Figure I.13.a [31]**. Cependant, cette technique présente généralement une faible isolation entre les ports, ce qui limite la bande passante du rapport axial (AR)**.** Pour remédier à cet inconvénient, il est possible d'utiliser un diviseur de puissance de Wilkinson, un réseau à trois ports assurant à la fois une répartition équilibrée de la puissance et une bonne isolation entre les sorties, comme illustré à la **Figure I.13.b [32]**. Associé à un réseau de déphasage adéquat, il permet de générer deux signaux de même amplitude en quadrature de phase, favorisant ainsi l'obtention d'une polarisation circulaire tout en améliorant les performances du réseau d'alimentation.

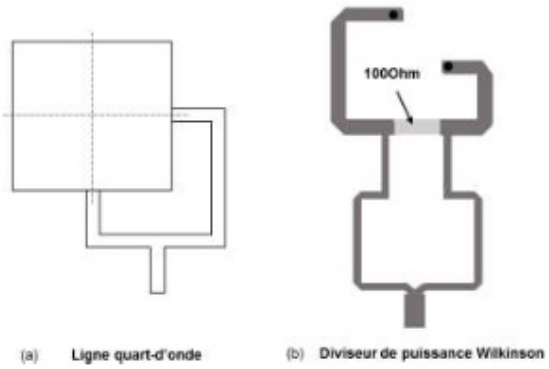


Figure I.13: Antenne alimentée à deux accès avec (a) ligne quarte d'onde, (b) diviseur de puissance Wilkinson.

I.9 Application des antennes à polarisation circulaire en Wi-Fi

La polarisation circulaire présente plusieurs avantages dans les systèmes de communication. Elle permet notamment de réduire la sensibilité aux ondes à polarisation linéaire, contribuant ainsi à limiter les pertes de polarisation et à améliorer la qualité du signal reçu **[33].** Elle réduit également les pertes liées au désalignement de polarisation entre les antennes émettrices et réceptrices, ce qui assure une meilleure stabilité et une fiabilité accrue des communications en milieux complexes **[34].**

Grâce à ces avantages, les antennes à polarisation circulaire constituent une solution particulièrement adaptée aux réseaux Wi-Fi fonctionnant dans les bandes 2,4 GHz et 5,8 GHz, où la fiabilité de la transmission, la robustesse de la liaison et la qualité du signal sont des critères essentiels **[35].** En outre, les antennes micro-rubans à polarisation circulaire peuvent offrir une couverture plus étendue dans différentes directions, facilitant ainsi les communications sans fil sans contrainte stricte sur l'orientation de l'antenne **[36].**

I.10 Conclusion

Ce chapitre a présenté les fondements théoriques relatifs aux antennes micro-rubans ainsi qu'aux principes de la polarisation circulaire. Les caractéristiques principales des bandes de fréquences 2,4 GHz et 5,8 GHz ont été exposées, de même que le rôle essentiel des antennes dans les systèmes de communication sans fil. Les notions de polarisation électromagnétique ont également été abordées, en mettant en évidence les conditions nécessaires à la génération de la polarisation circulaire ainsi que ses avantages dans les environnements de propagation complexes. Ces éléments constituent une base théorique indispensable pour la conception d'antennes performantes adaptées aux applications Wi-Fi modernes.

Cependant, la miniaturisation des antennes tout en préservant des performances optimales représente un défi majeur dans les systèmes de communication actuels. Le chapitre suivant est ainsi consacré aux principales techniques de miniaturisation, incluant les méthodes de modification géométrique ainsi que les approches avancées telles que les métamatériaux (MMT) et les structures (DGS).

Bibliographie

[1] MOHAMMED, A. S. B., KAMAL, S., AIN, M. F., et al. (2019). Microstrip patch antenna: A review and the current state of the art. *Journal of Advanced Research in Dynamical and Control Systems, 11*(7), 510–524.

[2] Institute of Electrical and Electronics Engineers. (2021). *IEEE Standard for Information Technology—Telecommunications and Information Exchange Between Systems Local and Metropolitan Area Networks—Specific Requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications (IEEE Std 802.11-2020).* IEEE.

[3] Gast, M. S. (2013). *802.11 wireless networks: The definitive guide* (2nd ed.). O'Reilly Media.

[4] Stone, W. R. (1994). Classified ads available in magazine. *IEEE Antennas and Propagation Magazine, 36*(1), 37.

[5] Luxey, C., Staraj, R., Kossiavas, G., & Papiernik, A. (2007). Antennes imprimées : Bases et principes. *Techniques de l'Ingénieur*, E3310.

[6] BHARATH, P., DHARMARAJ, C., & SRINU, B. (2013). Study on the improvement of bandwidth of a rectangular microstrip patch antenna. *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering, 5*(5), 16–22.

[7] Khmailia, S., Taghouti, H., Jmal, S., & Mami, A. (2017). *Impedance matching of a microstrip antenna*. *International Journal of Advanced Computer Science and Applications, 8*(7), 19–23.

[8] Garg, R. (2001). *Microstrip antenna design handbook*. Artech House.

[9] Balanis, C. A. (2016). *Antenna theory: Analysis and design* (4th ed.). John Wiley & Sons.

[10] ZHANG, Y. P., & WANG, J. J. (2006). Theory and analysis of differentially-driven microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 54*(4), 1092–1099.

[11] AGHWARIYA, M. K., & KUMAR, A. (2021). Microstrip patch antenna techniques for wireless applications. In *Microstrip antenna design for wireless applications* (p. 3). CRC Press.

[12] RHAZI, Y., BRI, S., & TOUAHANI, R. (2013). Effect of microstrip antenna feeding in the K-band. *International Journal of Engineering and Technology, 4*(6), 515–522.

[13] Nachouane, H. (2017). *Contribution à la conception et à la réalisation d'antennes reconfigurables large bande à diversité pour les systèmes de communication radio cognitive de la quatrième génération* [Thèse de doctorat, Institut National des Postes et Télécommunications, Rabat, Maroc]. HAL.

[14] Peterson, Z. (2023, 25 janvier). How to design a coaxial probe feed for a patch antenna. *Altium Resources*. https://resources.altium.com/p/how-design-coaxial-probe-feed-patch-antenna

[15] LO, Y., SOLOMON, D., & RICHARDS, W. (2003). Theory and experiment on microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 27*(2), 137–145.

[16] Al-Fawal, A. (2001). *Conception et réalisation de réseaux d'antennes* [Mémoire d'ingénieur, Université Libanaise, Faculté de Génie, Beyrouth, Liban].

[17] Ferrero, F. (2007). *Reconfiguration dynamique d'antennes imprimées* [Thèse de doctorat, Université Nice Sophia Antipolis, Nice, France]. HAL.

[18] PICON, O., CIRIO, L., RIPOLL, C., et al. (2009). *Les antennes: Théorie, conception et applications*. Dunod.

[19] Ragad, H. (2013). *Étude et conception d'antennes à résonateur diélectrique* [Thèse de doctorat, Université de Nantes, Nantes, France].

[20] Beddeleem, G. (2009). *Antennes multistandards combinées à polarisations multiples pour les applications spatiales* [Thèse de doctorat, Université Nice Sophia Antipolis, Nice, France]. HAL.

[21] Meneses Ghiglino, C. (2010). *Ultra-wideband (UWB) rectenna design for electromagnetic energy harvesting* [Mémoire de master, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelone, Espagne]. UPCommons.

[22] Leon Valdes, J., Huitema, L., Arnaud, E., Passerieux, D., & Crunteanu, A. (2019, mai 14–17). *Antenne reconfigurable en polarisation dans la bande millimétrique en utilisant l'activation optique des matériaux à changement de phase*. XXIèmes Journées Nationales Microondes, Caen, France.

[23] Chen, W. S., Wu, C. K., & Wong, K. L. (2001). Novel compact circularly polarized square microstrip antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 49*(3), 340–342.

[24] Nasimuddin, Yong, Y., Chen, Z. N., & Alphones, A. (2009). Circularly polarized F-shaped slot microstrip antenna with wide beamwidth. In *Proceedings of the European Microwave Conference (EuMC 2009)* (pp. 1531–1534).

[25] Nasimuddin, Chen, Z. N., & Qing, X. (2008). Single fed circularly polarized microstrip antenna with C-slot. In *Proceedings of the Microwave Conference* (pp. 1–4).

[26] Narbudowicz, A. Z. (2013). *Advanced circularly polarised microstrip patch antennas* [Thèse de doctorat, Dublin Institute of Technology, Dublin, Irlande]. ARROW@TU Dublin.

[27] CHEN, Z. N., & QING, X. (2008). Single fed circularly polarized microstrip antenna with C-slot. In *Asia-Pacific Microwave Conference* (pp. 1–4). IEEE.

[28] YONG, Y., CHEN, Z. N., ALPHONES, A., et al. (2009). Circularly polarized F-shaped slot microstrip antenna. In *European Microwave Conference* (pp. 1531–1534). IEEE.

[29] IWASAKI, H. (2002). A circularly polarized small-size microstrip antenna with a cross slot. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 44*(10), 1399–1401.

[30] ROW, J.-S., & AI, C.-Y. (2004). Compact design of single-feed circularly polarised microstrip antenna. *Electronics Letters, 40*(18), 1093–1094.

[31] Khan, M., Yang, Z., & Warnick, K. F. (2014). Dual-circular-polarized high-efficiency antenna for Ku-band. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 13, 1225–1228.

[32] Hassan, A., Elhefnawi, F., Elsherbeni, A. Z., Hendi, M., & Elramly, S. (2010). *Compact dual circularly-polarized microstrip antennas*. In *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium* (pp. 1–4). IEEE.

[33] Stutzman, W. L., & Thiele, G. A. (2012). *Antenna theory and design* (3rd ed.). Wiley.

[34] Hirose, K., Yamamoto, S., & Morishita, H. (2014). Polarization tunable microstrip patch antenna for polarization loss compensation. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Antennas and Propagation.*

[35] Asghar, M. A., Khan, M. F., & Ur Rehman, S. (2026). Multi-band circularly polarized patch antenna with CPW feed based on sunflower geometry and Gielis superformula for wireless communication. *Scientific Reports, 16*, Article 34433.

[36] Al-Sarawi, A., Hussain, R., & Sharawi, M. S. (2024). A circularly polarized microstrip antenna with dual circular polarization using a 90° hybrid coupler for LTE 43 5G applications. *Applied Sciences*, *14*(24), 11877.

Chapitre II

Techniques de miniaturisation des antennes microrubans

II.1 Introduction

Avec l'évolution rapide des systèmes de communication sans fil, notamment dans les applications Wi-Fi, la demande pour des antennes compactes, performantes et facilement intégrables dans les équipements modernes ne cesse d'augmenter. Les antennes microrubans sont largement utilisées grâce à leur faible coût de fabrication, leur faible profil et leur facilité d'intégration aux circuits électroniques **[1].** Cependant, leurs dimensions demeurent étroitement liées à la longueur d'onde de fonctionnement, ce qui constitue une contrainte importante dans les systèmes nécessitant une forte compacité.

Afin de répondre à cette problématique, plusieurs techniques de miniaturisation ont été développées pour réduire les dimensions physiques des antennes tout en conservant des performances électromagnétiques satisfaisantes. Parmi ces techniques, l'utilisation des métamatériaux représente une approche particulièrement prometteuse grâce à leurs propriétés électromagnétiques exceptionnelles, permettant de contrôler la propagation des ondes et d'améliorer les caractéristiques des antennes miniaturisées **[2].**

Dans ce chapitre, nous présentons tout d'abord le concept de miniaturisation des antennes microrubans ainsi que les principales techniques utilisées. Ensuite, nous abordons les métamatériaux à travers leur historique, leur définition, les méthodes de calcul des paramètres électromagnétiques effectifs et la structure des résonateurs à anneaux fendus (SRR), largement employés dans la conception des antennes miniaturisées.

II.2 Principe de miniaturisation des antennes microrubans

II.2.1 Définition de la miniaturisation

L'analyse des antennes électriquement petites et l'étude de l'influence de la taille sur leurs propriétés de rayonnement ont été initiées au milieu du siècle passé grâce aux travaux de Wheeler **[3]** et Chu **[4].** Une antenne miniature, également appelée antenne électriquement petite (AEP), est une antenne dont les dimensions sont beaucoup plus faibles que la longueur d'onde correspondant à sa fréquence de fonctionnement. Wheeler a indiqué qu'une antenne peut être considérée comme électriquement petite lorsque ses dimensions maximales sont inférieures à une valeur liée au nombre d'onde K.

$$K = \frac{2\pi}{\lambda_0} \qquad \textbf{(II.1)}$$

Avec λ_0 : la longueur d'onde dans le vide.

On a :

$$Ka < 1 \quad \textbf{(II.2)}$$

Avec a : c'est le rayon de la sphère minimale qui entoure complètement l'antenne. Cette sphère est appelée sphère de WHEELER ou de CHU.

- **Définition d'une sphère CHU :**

Il s'agit d'une sphère englobant l'ensemble de l'antenne, dont le rayon est noté a. Cette sphère représente la limite de transition entre le champ proche, où l'énergie électromagnétique est principalement stockée autour de l'antenne, et le champ lointain, où cette énergie est rayonnée et propagée dans l'espace. Toutefois, la réduction de la taille de l'antenne par rapport à la longueur d'onde entraîne certaines limitations sur ses performances radioélectriques. Les performances d'une antenne électriquement petite (AEP) sont généralement caractérisées par plusieurs paramètres, notamment la taille électrique Ka, le facteur de qualité Q (ou bande passante), ainsi que l'efficacité de rayonnement.

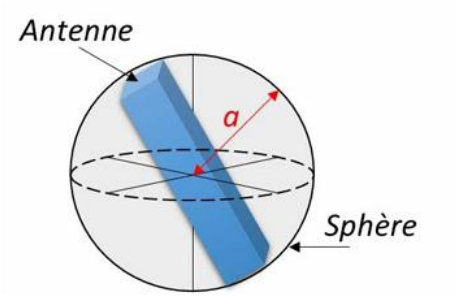


Figure II.1: Sphère minimale qui englobe l'antenne : sphère de Chu **[4].**

II.3 Techniques de miniaturisation

Les techniques de miniaturisation font référence aux procédés et méthodes utilisés pour réduire la taille de divers appareils, composants ou systèmes, tout en maintenant, voire en améliorant, leurs performances et leurs fonctionnalités. L'objectif de la miniaturisation est de concevoir des produits plus petits, plus compacts et plus efficaces, ce qui présente de nombreux avantages, notamment la portabilité, la réduction des coûts, l'efficacité énergétique et l'amélioration des performances. Ce concept est largement utilisé dans divers domaines, notamment l'électronique, la fabrication, la médecine et les nanotechnologies.

II.3.1 Modification de la géométrie

La miniaturisation par modification géométrique est aujourd'hui la technique dominante, couvrant un large spectre de configurations d'antennes. Nous en illustrons ici plusieurs exemples de structures miniatures :

II.3.1.1 Insertion de fentes

Le principe de la miniaturisation par fente repose sur un détournement du trajet des courants. En incisant la surface rayonnante, on force les courants à la contourner, allongeant ainsi leur chemin électrique sans augmenter l'encombrement physique. Comme l'ont montré Nguyen et al, cet allongement abaisse la fréquence de résonance de l'antenne patch **(Figure II.2),** et ce d'autant plus que la fente est longue ou large. Cette technique, déclinée sous de multiples formes de fentes, est largement répandue pour la miniaturisation des antennes micro-ruban. Il existe des fentes en U, en H, en papillon mais aussi de forme curviligne **[5].**

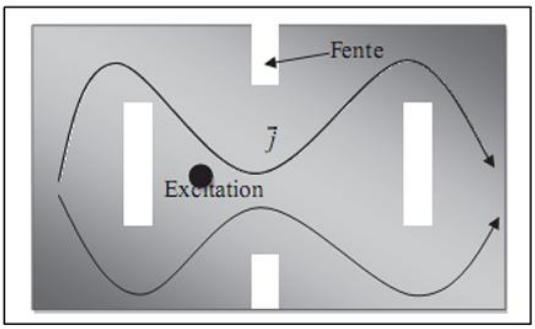


Figure II.2: Allongement du trajet des courants par ajout de fentes **[5].**

II.3.1.2 Utilisation des structures DGS

La technique de la structure à plan de masse défectueux (DGS, Defected Ground Structure) constitue une approche efficace pour réduire les dimensions des antennes micro-rubans. Comme illustré à la **Figure II.3**, des motifs de formes variées sont gravés dans le plan de masse afin de modifier les caractéristiques de résonance et de rayonnement de l'antenne.

Il convient toutefois de souligner que le recours aux techniques de fentes pour la miniaturisation n'est pas sans inconvénients. En effet, ces modifications peuvent engendrer certains compromis, notamment une dégradation du gain, un rétrécissement de la bande passante ou encore une complexification du processus de conception.

Par ailleurs, l'efficacité de la technique de fentes est fortement conditionnée par le contexte applicatif, la fréquence de fonctionnement visée et les exigences de performances

imposées par le cahier des charges. La conception et l'optimisation des antennes patch miniaturisées par cette approche nécessitent généralement le recours à des outils de simulation et de modélisation électromagnétique, afin de satisfaire simultanément les critères de performances électriques et les contraintes de réduction de l'encombrement physique de l'antenne **[6].**

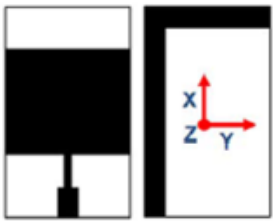


Figure II.3: Antenne miniature avec la technique DGS.

II.3.1.3 Technique de formes fractales

L'intégration de géométries fractales dans la conception des antennes patch représente une solution prometteuse pour réduire l'encombrement physique de l'antenne tout en préservant ses caractéristiques radioélectriques. Les fractales sont des structures géométriques d'une grande complexité, dont la particularité réside dans la répétition d'un motif élémentaire à différentes échelles. Parmi les propriétés qui les distinguent, on retient principalement l'autosimilarité, qui désigne la reproduction du même motif à des niveaux d'échelle successifs, ainsi que la capacité de remplissage de l'espace, qui permet d'augmenter la longueur effective du chemin électrique sans accroître les dimensions globales de la structure. Ces deux propriétés présentent un intérêt majeur dans le domaine de la conception d'antennes **[6].**

En exploitant ces caractéristiques, les structures fractales permettent d'améliorer plusieurs paramètres électriques de l'antenne, notamment la bande passante, le gain et l'adaptation d'impédance, tout en contribuant à la réduction de ses dimensions physiques.

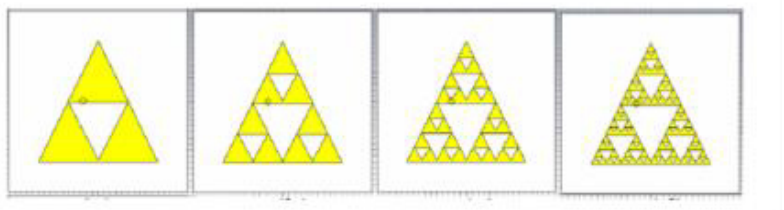


Figure II.4: Quatre itérations des fractales de Sierpinski **[6].**

II.3.1.4 Repliement

Cette approche repose sur la modification de la forme de l'élément rayonnant, notamment par repliement sur lui-même **[7] [8].** Il en résulte naturellement une structure dont l'encombrement est réduit par rapport à une configuration non repliée.

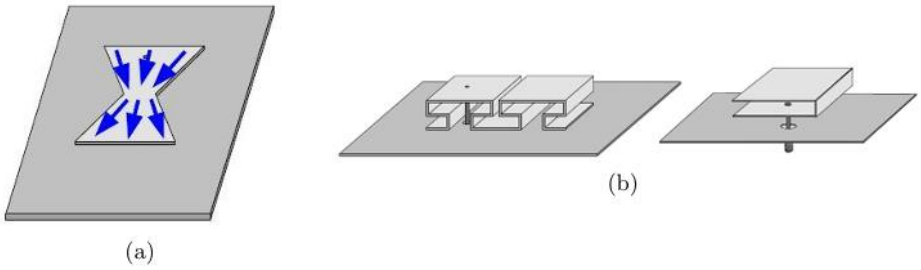


Figure II.5 : Antenne repliée (a) papillon, (b) repliement vertical.

II.3.1.5 méandres

L'antenne méandre permet de réduire la longueur physique d'une antenne tout en préservant sa longueur électrique. Son caractère planaire constitue un atout majeur elle est moins encombrante et plus facile à intégrer dans un terminal mobile. Une antenne méandre classique est représentée sur **la Figure II.6.[9]**

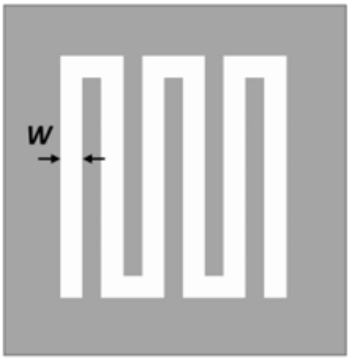


Figure II.6: Antenne méandre conventionnelle **[9].**

II.3.1.6 Ajout de courts-circuits

Une autre approche largement répandue pour la miniaturisation des antennes consiste à établir des connexions de court-circuit entre l'élément rayonnant et le plan de masse. Ce procédé permet de modifier la distribution des courants au sein de la structure et d'abaisser ainsi la fréquence de résonance, contribuant de ce fait à la réduction des dimensions de l'antenne **[10].** Selon la configuration adoptée, trois types de courts-circuits peuvent être distingués : le court-

circuit en forme de plan **(Figure II.7 (a)),** qui couvre une surface continue entre le patch et le plan de masse, le court-circuit en languette **(Figure II.7 (b)),** qui consiste en une bande conductrice de largeur réduite, et enfin le court-circuit filaire **(Figure II.7 (c)),** réalisé au moyen d'un ou plusieurs fils conducteurs reliant ponctuellement les deux éléments.

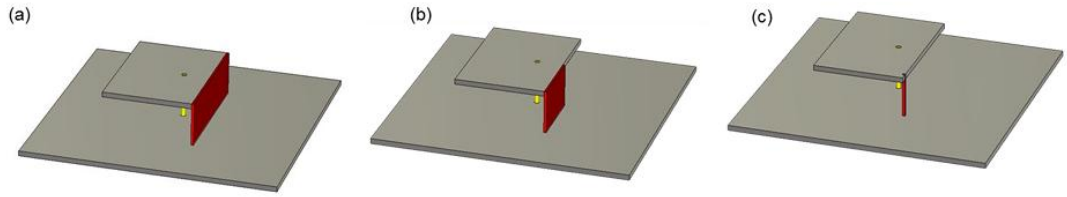


Figure II.7: Antenne ILA (a), antenne PIFA (b) et antenne fil-plaque (c) **[10].**

II.3.2 Miniaturisation à l'aide des matériaux

II.3.2.1 Utilisation des substrats à forte permittivité

La technique de miniaturisation par substrats à haute permittivité repose sur un principe physique fondamental : la longueur d'onde dans un matériau diélectrique est inversement proportionnelle à la racine carrée de sa permittivité relative ($\lambda = \lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r}$). Ainsi, lorsqu'on utilise un substrat avec une ε_r élevée, la longueur d'onde guidée diminue, ce qui permet de réduire les dimensions physiques de l'antenne tout en maintenant la même fréquence de résonance **[11].**

Néanmoins, cette technique présente certains inconvénients qu'il est nécessaire de prendre en compte. D'une part, un substrat à forte permittivité tend à confiner davantage le champ électromagnétique à l'intérieur du matériau diélectrique, ce qui engendre une réduction de la bande passante et une dégradation du rendement de rayonnement. D'autre part, ce type de substrat favorise l'excitation des ondes de surface, qui constituent une source de pertes supplémentaires et peuvent affecter les performances globales de l'antenne, notamment son gain **[12].** Malgré ces limitations, cette technique demeure particulièrement adaptée aux applications exigeant une intégration compacte, telles que les systèmes embarqués, les terminaux mobiles et les dispositifs IoT **[13].**

II.3.2.2 Matériaux diélectriques

La méthode la plus simple, pour miniaturiser une antenne patch (le chargement diélectrique) consiste à utiliser un substrat avec une permittivité relative élevée (ε_r), car la

fréquence de résonance de l'antenne est réduite par un facteur $\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}}$ (où μr est la perméabilité relative du substrat). Cependant, cette technique présente un inconvénient elle entraîne une diminution de la bande passante lorsqu'un substrat à forte permittivité relative est utilisé **[14].**

II.3.2.3 Matériaux magnétiques

Les matériaux magnétiques, dont la perméabilité et la permittivité sont supérieures à l'unité, permettent la miniaturisation des antennes et suscitent à ce titre un intérêt considérable de la part du monde académique, de l'industrie et du secteur commercia1. En particulier, les ferrites magnétiques présentent des avantages significatifs grâce à leur combinaison d'une perméabilité élevée et de faibles pertes magnétiques **[15].**

II.3.2.4 Métamatériaux

II.3.2.4.1 Historique métamatériaux

Au 19-ème siècle, le concept des métamatériaux (MMT) a émergé avec le développement de matériaux artificiels présentant des propriétés électromagnétiques spécifiques. Au 20-ème siècle, les recherches se sont orientées vers les milieux à indice de réfraction négatif.

En 1967, Victor Veselago a montré qu'un matériau ayant une permittivité et une perméabilité négatives possède des propriétés particulières, mais sa réalisation restait difficile. En 1998, John Pendry a proposé des structures artificielles basées sur des résonateurs SRR et des fils métalliques, permettant d'obtenir ces propriétés. Cette théorie a été validée expérimentalement en 2000 par David Smith **[16].**

Ces avancées ont ouvert la voie à plusieurs applications innovantes, comme les superlentilles et la cape d'invisibilité. Aujourd'hui, les recherches continuent dans les domaines du visible et de l'infrarouge, malgré certaines difficultés liées aux techniques de fabrication**.**

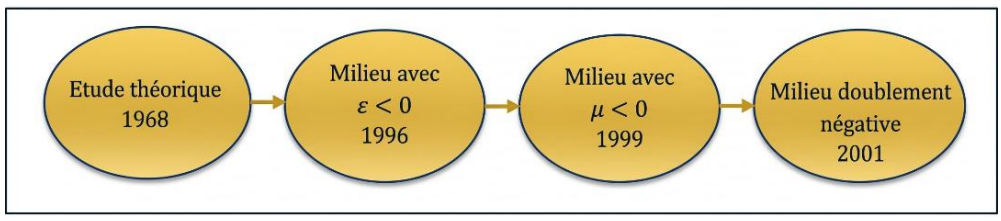


Figure II.8: Historique des métamatériau (MMT).

II.3.2.4.2 Définition

Les métamatériaux, c'est une famille de matériaux innovants composés de structures organisées d'éléments métalliques placées sur des substrats diélectriques. Le mot « métamatériau » vient du grec « méta » et du mot « matériau ». « Méta », ça veut dire quelque chose qui dépasse la norme, qui est modifié ou qui est plus avancé **[17].**

En physique, les métamatériaux désignent des matériaux composites artificiels qui ont des propriétés électromagnétiques qu'on ne trouve pas dans les matériaux naturels **[18].**

Ce qui est le plus intéressant avec les métamatériaux, c'est qu'ils ont un indice de réfraction négatif (n < 0).

II.3.2.4.3 Classification des métamatériaux

Les métamatériaux (MMT) peuvent être classés selon les valeurs de leur permittivité et de leur perméabilité. Cette classification est généralement représentée graphiquement dans la **Figure II.10 [19].**

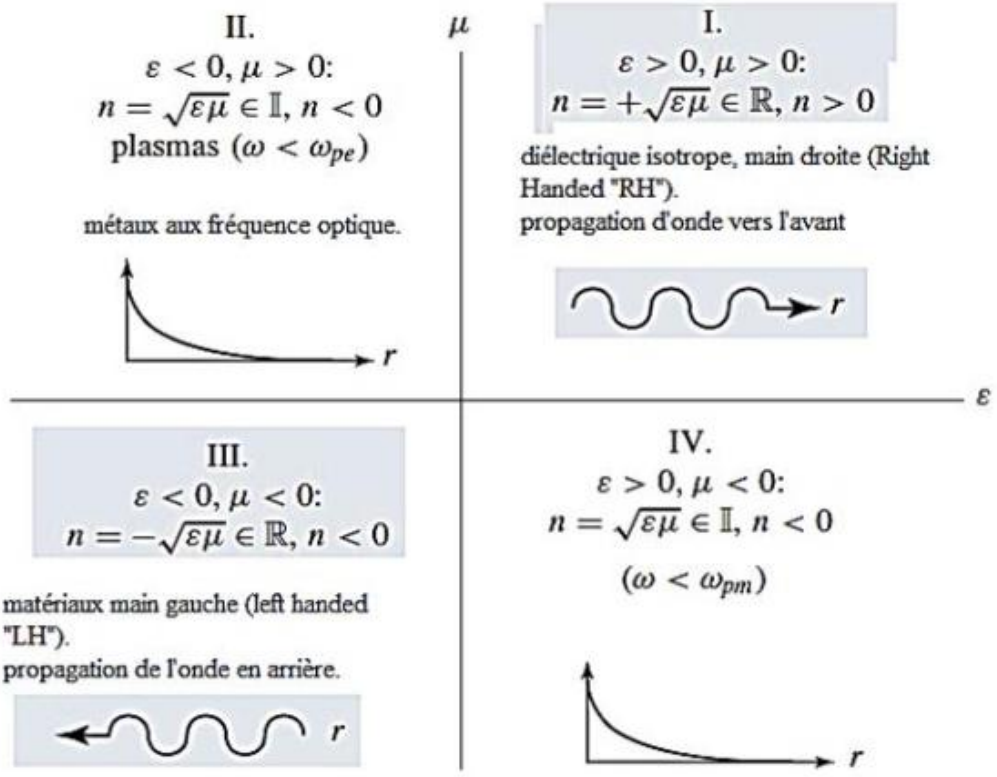


Figure II.9 : Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité ε et de leur perméabilité μ**.**

II.3.2.4.3.a Les matériaux doublement positifs (DPS)

Lorsque ε et μ sont positifs, on se trouve dans le quadrant I. Ces matériaux sont appelés doublement positifs (DPS) ou milieux à main droite (RHM). On les trouve dans la nature, comme dans le cas des diélectriques, où les ondes électromagnétiques peuvent se propager **[20].**

II.3.2.4.3.b Les matériaux à permittivité négative (ENG)

Dans le domaine infrarouge et optique du spectre électromagnétique, ainsi que pour les métaux alcalins, on observe une permittivité négative. Cette propriété s'inspire largement de la physique des plasmas : en dessous de la fréquence plasma, la permittivité devient négative. Pendry et son équipe ont montré qu'un réseau de tiges métalliques parallèles, de rayon « r » et de périodicité « a », se comporte électromagnétiquement comme un plasma de faible densité. **La figure II.11** illustre ce réseau de fils métalliques proposé et étudié par Pendry. Ce réseau présente une permittivité négative lorsqu'il est excité par un champ électrique parallèle aux tiges **[21].**

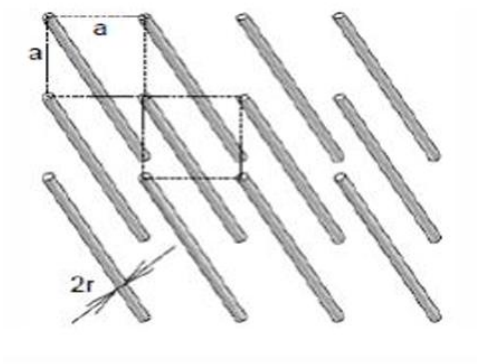


Figure II.10: Réseau de fils métalliques.

L'expression de la permittivité effective est donnée par l'équation suivante :

$$\varepsilon_r(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \qquad \textbf{(II.3)}$$

D'où :

La fréquence de plasma est calculée par l'expression suivante :

$$\omega_p^2 = \frac{\rho\, e^2}{\varepsilon_0 m_{eff}} \qquad \textbf{(II.4)}$$

ρ : La densité des électrons.

e : La charge des électrons.

m_{eff} : La masse effective des électrons.

II.3.2.4.3.c Les matériaux à perméabilité négative (MNG)

Certains matériaux ferromagnétiques ainsi que des composites antiferromagnétiques sont capables d'exhiber une perméabilité négative. Toutefois, ces matériaux demeurent peu courants, présentent une densité élevée et engendrent des pertes magnétiques considérables, ce qui limite leur utilisation pratique. Ces contraintes ont motivé la recherche de milieux non magnétiques susceptibles de reproduire artificiellement une réponse magnétique équivalente.

C'est dans ce contexte que J. Pendry proposa, en 1999, une approche novatrice reposant sur l'utilisation d'un réseau périodique de structures métalliques enroulées, connues sous le nom de *Swiss Roll* (rouleau suisse). Cette configuration, illustrée à **la Figure II.12**, permit pour la première fois de réaliser un milieu non magnétique doté d'une perméabilité effective négative dans une bande de fréquences déterminée **[22].** La perméabilité effective est donnée par **[23] :**

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F}{1+\frac{2\sigma_i}{\omega R \mu_0 (N-1)} - \frac{c_0^2}{2\pi^2 \omega^2 R^3 (N-1)}} \quad \textbf{(II.5)}$$

μ_{eff} : la perméabilité effective.

c_0 : vitesse de la lumière dans le vide.

ω : pulsation angulaire.

σ : une conductivité.

μ_0 : La perméabilité du vide.

F : taux de remplissage de matériau qui magnétiquement actif.

R : Rayon intérieur de la bague plus petite.

i : l'unité imaginaire ($i = \sqrt{-1}$).

La perméabilité effective peut donc s'écrire sous la forme suivante **[22] :**

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2 + i\gamma\omega} \quad \textbf{(II.6)}$$

ω_0 : Fréquence émise par le rayonnement de la source.

γ : Coefficient de réflexion.

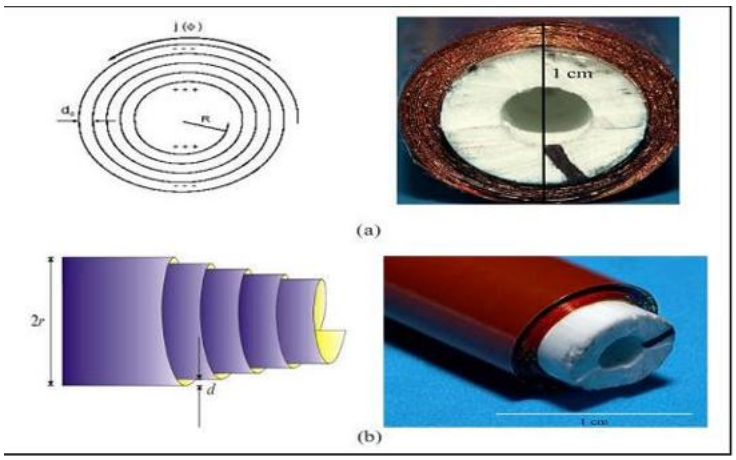


Figure II.11: La structure rouleau de suisse introduite par Pendry, (a) vue de face et (b) vue de profile.

II.3.2.4.3.d Matériaux doublement négative DNG

C'est D. R. Smith qui, en 2000, réalisa pour la première fois la validation expérimentale d'un milieu doublement négatif **[22][24][25].** En s'inspirant des travaux théoriques de Pendry, il conçut une structure combinant un réseau de fils conducteurs et un réseau de résonateurs en anneau fendu (SRR), comme représenté sur **la Figure II.13**. Cette association permit d'obtenir simultanément une permittivité ε et une perméabilité μ négatives dans une même bande de fréquences, au sein de laquelle une transmission du signal fut effectivement observée. Cette expérience fondatrice apporta la confirmation pratique de la théorie formulée par Veselago sur les milieux main gauche, et marqua ainsi la naissance du premier métamatériau artificiel.

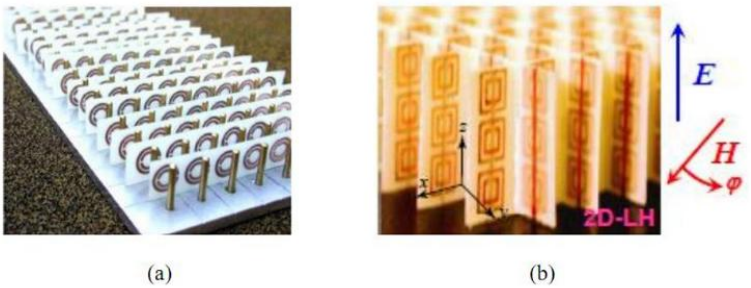


Figure II.12: Les premières structures métamatériaux DNG Smith et al, 2000-2001:(a) structure DNG mono -dimensionnelle (b) structure bi-dimensionnellement DNG **[26].**

II.3.2.4.4 Méthodes de calcul des paramètres effectifs

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons au calcul des paramètres effectifs d'un métamatériau, à savoir l'indice de réfraction *n,* l'impédance d'onde *Z*, la permittivité e et la perméabilité μ, à partir des coefficients de réflexion et de transmission.

II.3.2.4.4.1 Méthode de Smith

C'est en l'an 2000 que le Dr Smith a concrétisé la réalisation du tout premier métamatériau à double indice négatif, en combinant des fils fins et des anneaux fendus, un design proposé par Pendry dès 1999. Pour caractériser son matériau, Smith a eu recours à une approche bien établie qui permet d'extraire, à partir des paramètres de diffusion S_{ij}, l'impédance effective z, l'indice de réfraction n, ainsi que la permittivité ε_r et la perméabilité μ_r effectives. Grâce au caractère multidimensionnel de la fonction arc cosinus, cette méthode offre une extraction non ambiguë des paramètres effectifs **[24].**

Les coefficients de réflexion et de transmission sont exprimés par :

$$S_{21} = S_{12} = \frac{i}{2}\left(\frac{1}{z} - z\right)\sin(nkd) \quad \textbf{(II.7)}$$

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{\cos(nkd) - \frac{i}{2}\left(z + \frac{1}{z}\right)\sin(nkd)} \quad \textbf{(II.8)}$$

k : le vecteur d'onde de l'onde incidente.

d : t l'épaisseur du matériau.

L'impédance d'onde est définie par la relation :

$$z = \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad \textbf{(II.9)}$$

L'indice de réfraction est défini par la relation suivante :

$$n = \frac{1}{kd} cos^{-1}\left[\frac{1}{2S_{21}}(1 - S_{11}^2 + S_{21}^2)\right] \quad \textbf{(II.10)}$$

La forme la plus simplifiée de l'indice est :

$$n = \frac{1}{jk_0 d}\log\left[\frac{1}{2S_{21}}(1 - S_{11}^2 + S_{21}^2)\right] \quad \textbf{(II.11)}$$

Ainsi, les paramètres effectifs μ_{eff} et ε_{eff} sont exprimés en fonction de l'impédance z et de l'indice de réfraction n par les relations suivantes :

$$\mu = n \times z \quad \textbf{(II.12)}$$

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

II.3.2.4.5 Structure métamatériaux SRR

Les SRR sont intégrés dans un milieu pour contrôler sa perméabilité composite, laquelle devient négative dans une bande de fréquences située au-dessus de la fréquence de résonance du résonateur. Un SRR typique est montré à la figure suivante **[27] :**

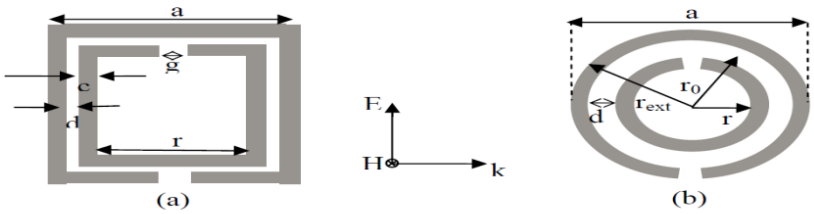


Figure II.13: Les configurations du résonateur 'Résonateur à anneau fendu (SRR)' (a) Résonateur à anneau fendu rectangulaire (b) Résonateur à anneau fendu circulaire (SRR) **[27].**

Ces anneaux sont caractérisés par un rayon intérieur r, une largeur de piste métallique c, une largeur de fente g et un espacement d entre les deux anneaux concentriques. La forme annulaire induit un comportement inductif, tandis que les fentes génèrent un comportement capacitif **[28].**

II.3.2.4.6 Applications des métamatériaux dans le domaine d'antennes

Les antennes constituent des composants fondamentaux de tout système de communication sans fil, assurant la conversion entre les signaux électriques et les ondes électromagnétiques rayonnées. Depuis l'essor des métamatériaux pratiques au début des années 2000, ces structures artificielles ont suscité un intérêt croissant dans le domaine des antennes en raison de leurs propriétés électromagnétiques remarquables et inhabituelles.

L'intégration des métamatériaux (MMT) dans la conception des antennes a ouvert de nouvelles perspectives d'amélioration des performances, permettant notamment de réduire les dimensions physiques de l'antenne, d'élargir la bande passante, d'accroître le gain et la directivité, de contrôler la polarisation, d'optimiser le diagramme de rayonnement, et de

concevoir des structures reconfigurables adaptées aux besoins des systèmes de communication modernes **[29].**

II.3.2.4.6.a La miniaturisation

D'après **[29],** les métamatériaux rendent plus petits la plupart des appareils électroniques habituels, y compris les antennes. Les chercheurs ont constaté que ces antennes étaient réduites d'un facteur 3 à 6 par rapport aux antennes classiques sans métamatériaux **[30].** Aujourd'hui, avec les métamatériaux, les antennes deviennent très petites, voire nanométriques.

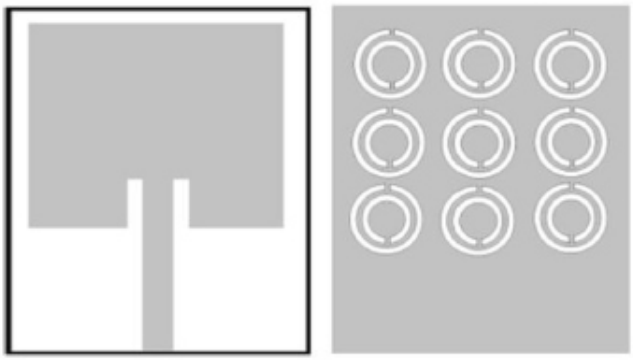


Figure II.14: Photo d'une antenne patch miniaturisée grâce à une couche de métamatériau **[31].**

II.3.2.4.6.b Les métamatériaux pour l'élargissement de la bande passante

Il existe plusieurs techniques utilisant des métamatériaux pour élargir la bande passante. Parmi elles, on trouve la conception d'antennes patch où l'on enlève du métal sur le patch et sur le plan de masse, en utilisant des structures périodiques en deux dimensions. Ces structures peuvent être faites d'anneaux fendus (résonateurs) ou d'autres types de cellules unitaires à base de métamatériaux **[32][33].** Chaque cellule unitaire, c'est comme une petite fente qui peut créer de nouvelles résonances **[34].** Selon la forme et la taille qu'on donne à ces fentes, ça change la fréquence de fonctionnement et l'impédance d'entrée de l'antenne. Et quand la résonance des fentes s'accorde bien avec celle de la partie métallique, ça aide à élargir la bande passante.

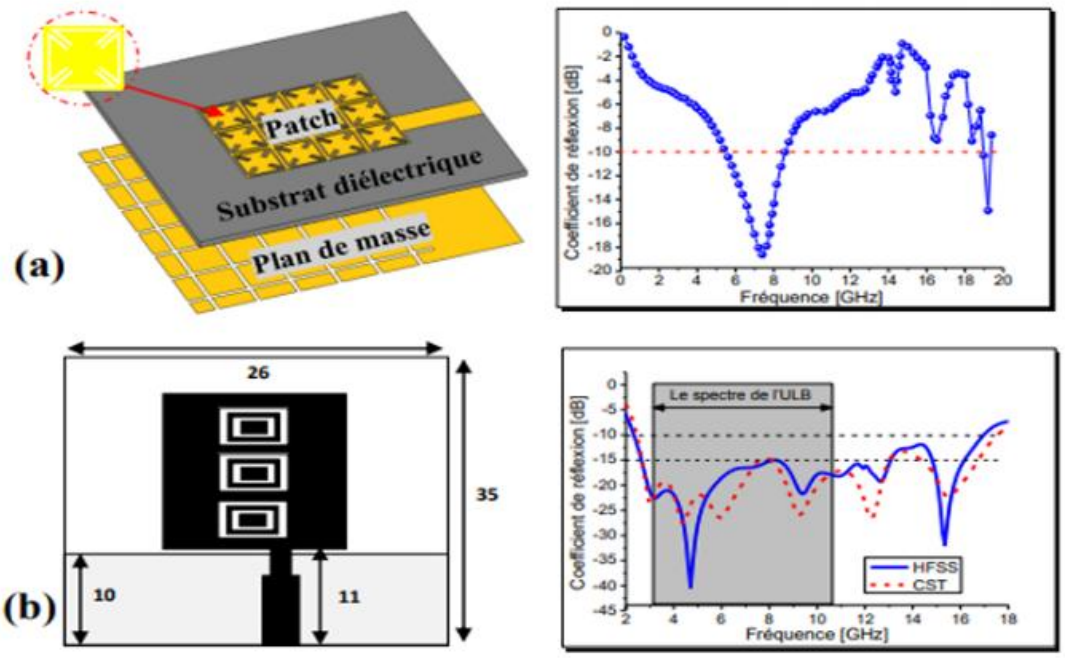


Figure II.15: (a) antenne patch à large bande et leur S11 [20], (b) antenne patch avec trois cellules unitaires de type CDRR et leurs S11 **[33].**

II.3.2.4.6.c Utilisation des métamatériaux pour concevoir une antenne multi-bande

Les métamatériaux ont aussi permis de développer des antennes multi-bandes, ce qui a attiré l'attention des chercheurs. Les cellules métamatériaux conçues pour fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences ont donné naissance à de nouvelles antennes multi-bandes **[35] [36].** Ceci dit, l'utilisation des cellules métamatériaux ne se limite pas aux antennes et aux filtres. En radiofréquences, ces cellules ainsi que les cellules complémentaires ont été largement employées pour réaliser divers circuits RF.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les principales techniques de miniaturisation des antennes micro-rubans, développées pour répondre aux exigences croissantes de compacité imposées par les systèmes de communication sans fil modernes. Après avoir introduit le concept général de miniaturisation, différentes approches ont été présentées, notamment l'utilisation de substrats à forte permittivité, l'introduction de fentes, la technique DGS, les courts-circuits électriques ainsi que les géométries fractales.

Une attention particulière a été accordée aux métamatériaux, dont les propriétés électromagnétiques inhabituelles, telles que la permittivité et la perméabilité simultanément négatives, ouvrent des perspectives prometteuses pour la réduction des dimensions des antennes. À cet effet, leur historique, leur principe de fonctionnement, la structure SRR ainsi que la méthode d'extraction des paramètres effectifs proposée par D. R. Smith, basée sur le formalisme de Nicholson, Ross et Weir (NRW), ont été examinés en détail.

Le chapitre suivant sera consacré à la conception d'antennes miniatures à polarisation circulaire destinées aux applications Wi-Fi dans les bandes 2,4 GHz et 5,8 GHz. Les différentes étapes de conception, de simulation et d'optimisation de chaque structure seront présentées et discutées.

Bibliographie

[1] Balanis, C. A. (2016). *Antenna theory: Analysis and design* (4th ed.). Wiley.

[2] Engheta, N., & Ziolkowski, R. W. (2006). *Metamaterials: Physics and engineering explorations*. Wiley-IEEE Press.

[3] Wheeler, H. A. (2006). Fundamental limitations of small antennas. *Proceedings of the IRE, 35*(12), 1479–1484.

[4] Chu, L. J. (1948). Physical limitations of omni-directional antennas. *Journal of Applied Physics, 19*(12), 1163–1175.

[5] Sidhoum, I., & Sebbane, N. I. (2020). *Miniaturisation d'une antenne micro-ruban par l'utilisation des métamatériaux* [Mémoire de master, Université Abou Bakr Belkaïd, Tlemcen, Algérie].

[6] Moussa, F. Z., & Belhadef, Y. (2024). *Étude et conception des antennes miniatures à base des métamatériaux pour les standards de télécommunications mobiles et de la nouvelle génération 5G* [Thèse de doctorat, Université Abou Bekr Belkaïd, Tlemcen, Algérie].

[7] George, J., Deepukumar, M., Aanandan, C. K., et al. (1996). New compact microstrip antenna. *Electronics Letters, 32*(6), 508–509.

[8] George, J., Aanandan, C. K., Mohanan, P., et al. (1998). Analysis of a new compact microstrip antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 46*(11), 1712–1717.

[9] Huitema, L. (2011). *Conception d'antennes miniatures à base de matériaux innovants pour systèmes de communications mobiles* (Thèse de doctorat).

[10] Jemmeli, S. (2021). *Conception d'antennes miniatures, multi-bandes et à polarisation circulaire à base de matériaux ferrites polarisés* (Thèse de doctorat, Université de Limoges).

[11] Kumar, P., Dwevidi, V. K., Singh, G., & Bhooshan, S. (2008, November). Miniaturization of gap-coupled circular microstrip antennas. In 2008 International Conference on Recent Advances in Microwave Theory and Applications (pp. 489-491). IEEE.

[12] Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., & Ittipiboon, A. (2001). Microstrip antenna design handbook. Artech House.

[13] Waterhouse, R. B. (2003). Microstrip patch antennas: A designer's guide. Kluwer Academic Publishers.

[14] Boudjerda, M., Reddaf, A., Kacha, A., et al. (2022). Design and optimization of miniaturized microstrip patch antennas using a genetic algorithm. *Electronics, 11*(14), 2123.

[15] Xu, Z., Zhang, S., Cui, J., et al. (2024). High permeability and low loss easy-plane ferrites with multi-ions doped for miniaturized 5G antennas. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 609*, 172476.

[16] Mosbah, S. (2023). *Modélisation et réalisation d'un capteur micro-onde à base de méta-matériaux* (Thèse de doctorat).

[17] Zufferey, M., et al. (2012). Metamaterials: From design to applications. *Advanced Materials*, 24(24), 2400–2447.

[18] Caloz, C., & Itoh, T. (2006). *Electromagnetic metamaterials: Transmission line theory and microwave applications*. Hoboken, NJ : John Wiley & Sons.

[19] Benmostefa, N. (2014). *Modélisation des structures électromagnétiques millimétriques agiles à base des métamatériaux : Application aux filtres* (Thèse de doctorat, Université de Tlemcen).

[20] Krzysztofik, W. J., & Cao, T. N. (n.d.). Metamaterials in application to improve antenna parameters. In J. Canet-Ferrer (Ed.), *Metamaterials and metasurfaces* (Chapter 4).

[21] Labidi, M. (2012). Conception et application des métamatériaux pour des circuits RF. *Thèsede Doctorat. Univ. Cart. Ec. Supérieure des Commun. Tunis, SUP'COM*.

[22] Pendry, J. B., Holden, A. J., Robbins, D. J., & Stewart, W. J. (1999). Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, *47*(11), 2075-2084.

[23] BOUGOUTAIA, T. (2018). *analyse et conception des antennes microstrip a base de métamatériaux* (Doctoral dissertation, Université de M'Sila-Mohamed Boudiaf).

[24] Smith, D. R., Schultz, S., Markoš, P., & Soukoulis, C. M. (2002). Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients. *Physical review B*, *65*(19), 195104.

[25] Smith, D. R., Vier, D. C., Kroll, N., & Schultz, S. (2000). Direct calculation of permeability and permittivity for a left-handed metamaterial. *Applied Physics Letters*, *77*(14), 2246-2248.

[26] Shelby, R. A., Smith, D. R., & Schultz, S. (2001). Experimental verification of a negative refractive index. *Science*, *292*(5514), 77–79.

[27] Bendaoued, M. (2021). *Contribution à la caractérisation des matériaux et conception de nouveaux circuits radiofréquences à base des résonateurs SRR et CSRR* [Thèse de doctorat, Université Hassan Premier, Settat, Maroc].

[28] James, J. R., Hall, P. S., & Wood, C. (1981). Microstrip antenna. *Theory and Design*.

[29] Latrach, M., Rmili, H., Sabatier, C., Seguenot, E., & Toutain, S. (2010). Design of a new type of metamaterial radome for low frequencies. *Microwave and optical technology letters*, *52*(5), 1119-1123.

[30] Buell, K., Mosallaei, H., & Sarabandi, K. (2006). A substrate for small patch antennas providing tunable miniaturization factors. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, *54*(1), 135-146.

[31] Pal, D., Singhal, R., & Bandyopadhyay, A. K. (2022). Parametric optimization of complementary split-ring resonator dimensions for planar antenna size miniaturization. *Wireless Personal Communications, 123*(2), 1897–1911.

[32] Li, L. W., Li, Y. N., Yeo, T. S., Mosig, J. R., & Martin, O. J. (2010). A broadband and high-gain metamaterial microstrip antenna. *Applied Physics Letters*, *96*(16).

[33] Xiong, H., Hong, J. S., & Peng, Y. H. (2012). Impedance bandwidth and gain improvement for microstrip antenna using metamaterials. *Radioengineering*, *21*(4), 993-998.

[34] Troudi, Z., Naoui, S., Latrach, L., & Osman, L. Amélioration des performances d'un filtre passe-bande à base d'une nouvelle structure de RAF. *Département de physique, UR CSEHF 13ES37 Faculté des Sciences de Tunis, Université de Tunis El Manar*, *2092*.

[35] Ntaikos, D. K., Bourgis, N. K., & Yioultsis, T. V. (2011). Metamaterial-based electrically small multiband planar monopole antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, *10*, 963-966.

[36] Sharma, S. K., & Chaudhary, R. K. (2015). Dual-band metamaterial-inspired antenna for mobile applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, *57*(6), 1444-1447.

Chapitre III

Conception d'antennes à polarisation circulaire pour des applications wifi

III.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la conception de différentes antennes compactes à polarisation circulaire destinées aux applications Wi-Fi. L'objectif principal est de proposer des structures miniaturisées capables de fonctionner efficacement dans les bandes de fréquences 2,4 GHz et 5,8 GHz, tout en assurant de bonnes performances électromagnétiques.

Dans cette étude, trois structures d'antennes sont proposées et analysées afin d'évaluer l'impact des différentes modifications géométriques sur les performances globales. La conception est réalisée en partant d'une structure initiale, puis en introduisant des modifications géométriques au niveau du patch, visant à optimiser la résonance et à générer la polarisation circulaire.

Deux techniques principales de miniaturisation sont exploitées, à savoir l'intégration de métamatériaux et l'utilisation de la structure DGS (Defected Ground Structure). Ces approches permettent de réduire les dimensions globales de l'antenne tout en maintenant l'adaptation d'impédance et les propriétés électromagnétiques.

Les performances des trois antennes proposées sont étudiées à l'aide de simulations électromagnétiques effectuées sous CST Microwave Studio. L'analyse porte principalement sur le coefficient de réflexion, la bande passante, les diagrammes de rayonnement ainsi que le rapport axial. Ce travail met en évidence l'impact des techniques de miniaturisation utilisées sur le fonctionnement global des différentes structures d'antennes.

III.2 Définition du logiciel CST STUDIO SUITE

CST (Computer Simulation Technology), est une entreprise allemande créée en 1992. La première version de leur logiciel CST Microwave Studio est sortie en 1998. Ce logiciel permet de résoudre les équations qui décrivent le champ électromagnétique. L'utilisation de la méthode des intégrales finies (FIT) pour la résolution des équations de Maxwell, ainsi que la prise en charge de multiples technologies d'antennes imprimées, constituent les principaux avantages de CST Microwave Studio. Grâce à ces atouts, ce logiciel a été retenu comme outil de simulation dans le cadre de notre étude, permettant ainsi une analyse détaillée et une optimisation efficace des performances des antennes.

III.2.1 Les étapes de simulation

- Déterminer les unités de base ainsi que les matériaux utilisés.

- Choisir le modèle de la structure et le type de simulation approprié.
- Définir la gamme de fréquences à étudier.
- Fixer les limites de la structure du projet, puis définir le port d'alimentation.
- Début de la simulation.

a) **Etape 1 :** Créer un nouveau projet. Après avoir exécuté le logiciel CST studio

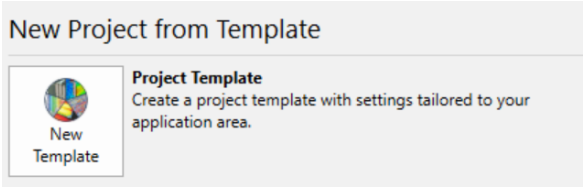


Figure III.1 : Création d'un nouveau projet.

b) **Etape 2 :** Choisir la zone de simulation adaptée à l'antenne

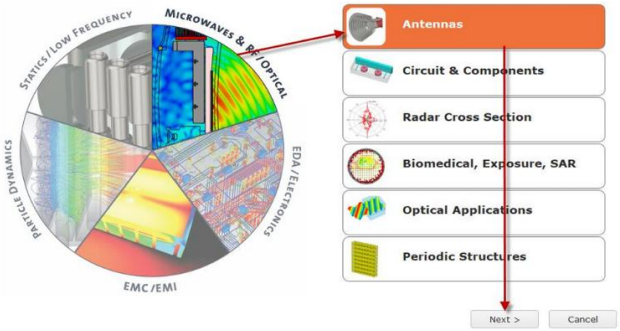


Figure III.2 : Choix de la zone de simulation.

Après avoir choisi la zone de simulation, il faut sélectionner le modèle de structure à réaliser parmi les modèles disponibles, tels que : guide d'onde, résonateur diélectrique, réflecteur, etc. Ensuite, on choisit également le type de simulation approprié.



Figure III.3 : Choix de type de simulation.

c) **Etape 3 :** Cette étape consiste à sélectionner les unités des grandeurs utilisées, comme les dimensions, le courant, la fréquence, et d'autres paramètres.



Figure III.4 : Choix des unités de simulation.

La bande de fréquences est choisie en fonction des applications souhaitées ; cette étape est donc essentielle.

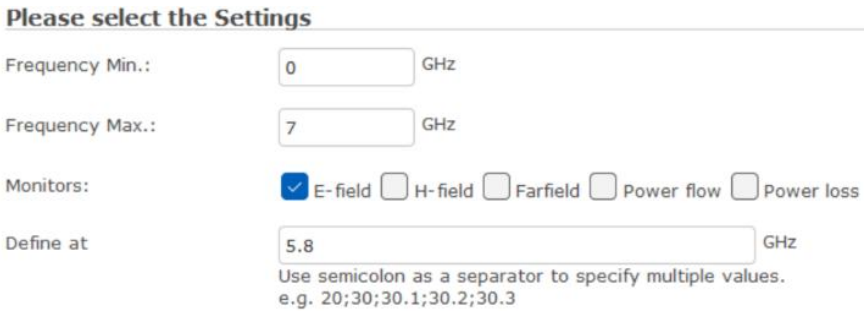


Figure III.5 : Choix la bande de fréquence de simulation.

Après toutes ces étapes, on clique sur le bouton "Finish" pour créer le nouveau projet.

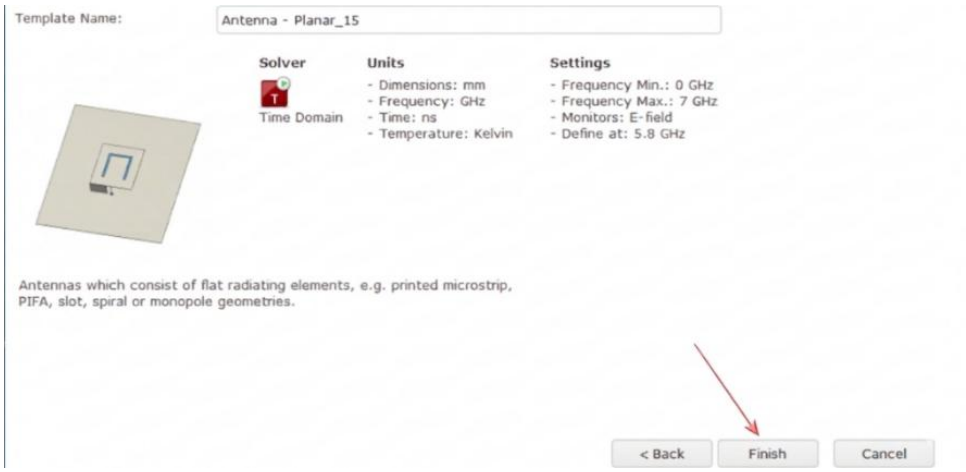


Figure III.6: Fin de création projet de simulation.

III.3 Conception de différentes structures d'antennes miniatures à polarisation circulaire

III.3.1 Antenne microruban triangulaire avec fentes

III.3.1.1 Exigences techniques

Ce travail a pour but de concevoir une antenne microruban à polarisation circulaire destinée aux applications Wi-Fi, fonctionnant dans la bande Wi-Fi 5 GHz (bande U-NII, Unlicensed National Information Infrastructure), conforme aux normes IEEE 802.11a/ac/ax, couvrant une plage de fréquences d'environ 5,1 à 5,7 GHz avec une fréquence centrale de 5,8 GHz. L'antenne doit assurer une bonne adaptation d'impédance (S11 < −10 dB), un rapport axial inférieur à 3 dB et un gain satisfaisant (supérieur à 3 dB).

III.3.1.2 Conception de l'antenne initiale

Une antenne micro-ruban de référence est tout d'abord conçue et analysée. Cette antenne est d'une géométrie triangulaire, disposée sur le substrat FR-4 caractérisé par une permittivité relative de 4,4, une tangente de pertes de 0,02 et une épaisseur de 1,6 mm. Ce matériau est largement utilisé dans la fabrication des circuits imprimés en raison de son faible coût et de sa disponibilité sur le marché. Un plan de masse, de dimensions Wg × Lg, recouvre entièrement la face arrière du substrat.

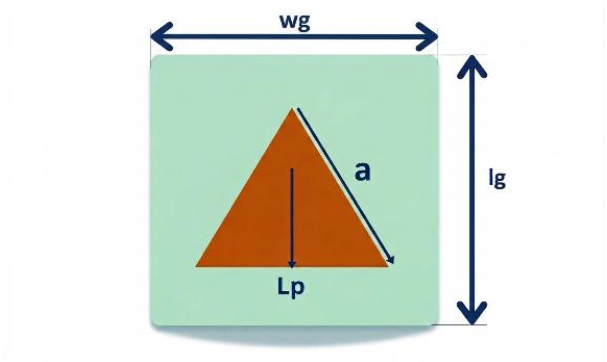


Figure III.7 : Géométrie de l'antenne patch triangulaire.

L'alimentation de l'antenne est réalisée à l'aide d'une sonde coaxiale insérée depuis la face inférieure du substrat et traversant le plan de masse pour alimenter directement le patch rayonnant. La position du point d'alimentation, fixée aux coordonnées ($X_0 = -3$ mm, $Y_0 = -6$ mm) par rapport au centre du patch. La détermination des dimensions du patch, en particulier

sa longueur a, est basée sur des expressions analytiques tenant compte de la permittivité relative du substrat ainsi que de son épaisseur. Elle est donnée par la formule suivante **[1][2] :**

$$a = \frac{2c}{3f\sqrt{\varepsilon_r}} \quad \textbf{(III.1)}$$

$\boldsymbol{f}$: fréquence du travail.

$\boldsymbol{\varepsilon_r}$: Permittivité du substrat.

$\boldsymbol{c}$: vitesse de la lumière dans le vide.

$\boldsymbol{a}$ **:** longueur du côté du triangle.

Les dimensions du plan de masse de l'antenne, notamment sa largeur Wg et sa longueur Lg, sont déterminées à partir des équations suivantes **[3]** :

$$Wg = 6h + a \quad \textbf{(III.2)}$$

$$Lg = 6h + Lp \quad \textbf{(III.3)}$$

Lp : Hauteur du triangle, elle est donnée par la relation suivante :

$$Lp = \frac{\sqrt{3}}{2}a \quad \textbf{(III.4)}$$

Les dimensions de l'antenne sont résumées dans le **Tableau III.1.**

Tableau III.1: Dimensions de l'antenne patch initiale.

Paramètres	Wg	Lg	a	Lp	*X0*	*Y0*
Dimensions (mm)	26.24	24	16.64	14.41	-3	-6

III.3.1.3 Résultats de simulation :

La configuration initiale de l'antenne a été simulée sous CST Microwave Studio sur une bande de fréquence allant de 0 à 7 GHz. Le coefficient de réflexion S11, présenté sur la **Figure III.8** montre une mauvaise adaptation d'impédance. Afin d'améliorer cette dernière, une étude paramétrique a été menée en ajustant la position du point d'alimentation ainsi que la longueur du côté (a) du patch triangulaire. L'étude paramétrique est réalisée pour des valeurs a=16.6 mm,

16.4 mm et 16.2 mm respectivement. Sur la **Figure III.9,** on présente le module du coefficient de réflexion pour les différentes valeurs du coté a. L'antenne simulée résonne à la fréquence désirée pour a = 16.2 mm avec un S11 de -4.5 dB**.** Dans le but d'améliorer l'adaptation de l'antenne, une étude paramétrique sur la position de la sonde d'alimentation a été effectuée. L'étude est réalisée pour des positions de y0=-3.7, 3.81, 3.87 et 3.89 mm respectivement comme représenté sur la **Figure III.10**. Le résultat du paramètre S11 de l'antenne optimisée, illustré sur la **Figure III.11**, montre une excellente adaptation à 5,8 GHz pour une valeur y0=3.89 mm avec un minimum atteignant −42,88 dB. La bande passante à −10 dB s'étend de 5,611 GHz à 5,976 GHz, soit 365,81 MHz.

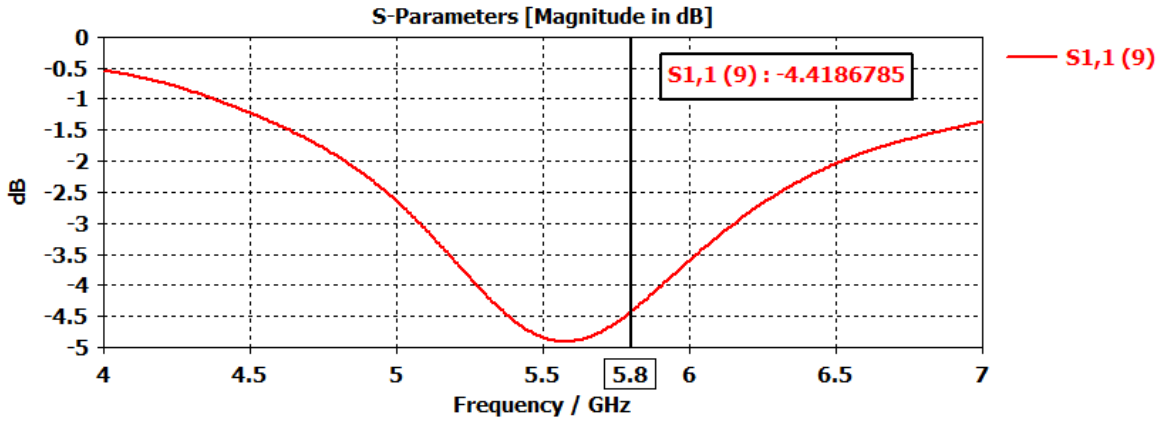


Figure III.8: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne triangulaire.

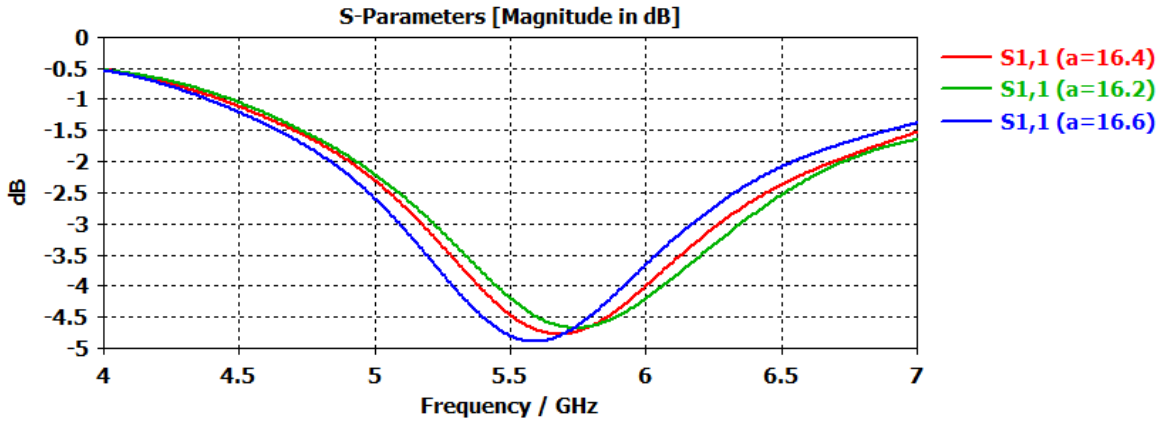


Figure III.9: Module de S11 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du coté a.

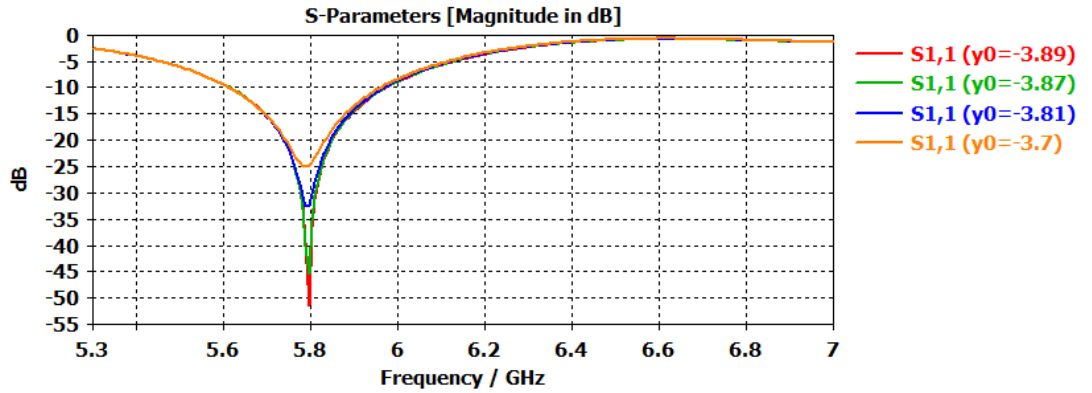


Figure III.10:Module de S11 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de y0.

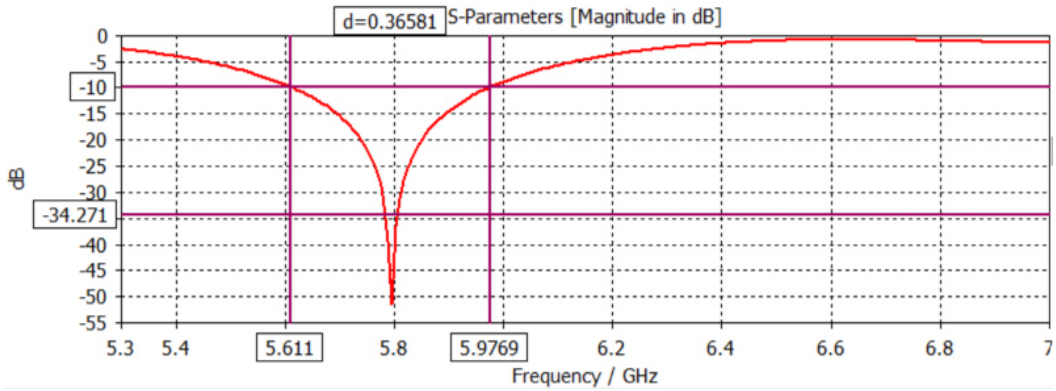


Figure III.11: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne triangulaire adaptée.

Le diagramme de rayonnement tridimensionnel de l'antenne est présenté par **la Figure III.12**. Un gain maximal de 3,42 dB est obtenu pour cette configuration, ce qui demeure relativement faible pour l'application considérée. Afin d'améliorer les performances de rayonnement, une couche d'air d'épaisseur h1 a été intégrée dans la structure de l'antenne, comme illustré sur la **Figure III.13**.

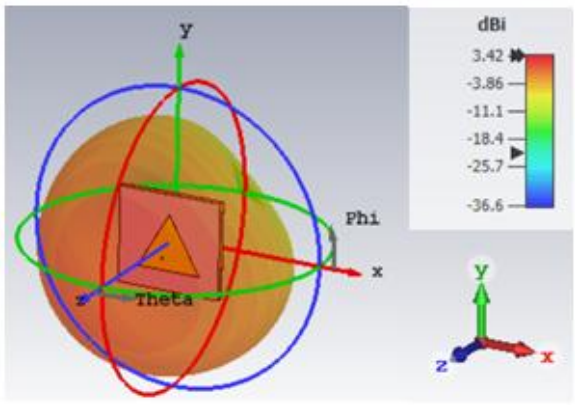


Figure III.12: Diagramme de rayonnement de l'antenne triangulaire.

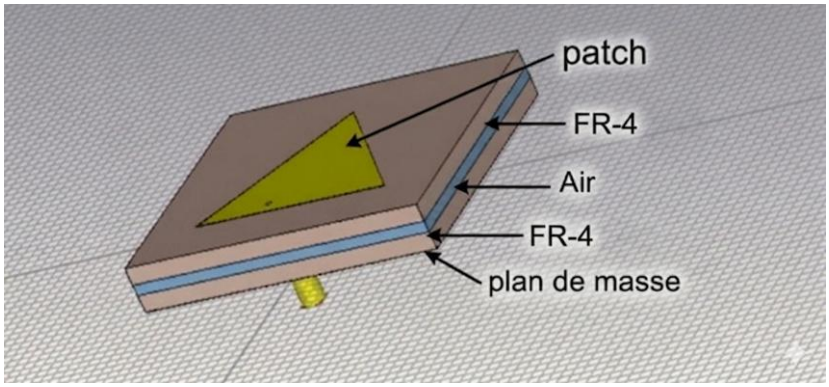


Figure III.13: Géométrie de l'antenne triangulaire avec la couche d'air.

Suite à l'introduction de la couche d'air, une variation significative de l'adaptation de l'antenne a été observée, accompagnée d'un décalage de la fréquence de résonance (**Figure III.14**). Afin de compenser cet effet, une étude paramétrique a été menée en ajustant les paramètres géométriques de la structure, à savoir la longueur du côté *a* et la position du point d'alimentation (**Figures III.15 et III.16**), dans le but de rétablir les performances de l'antenne à la fréquence de fonctionnement souhaitée.

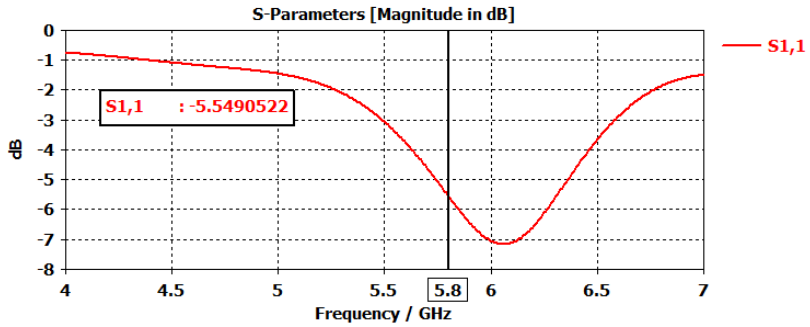


Figure III.14: Paramètre S11 en fonction de la fréquence après l'ajout de la couche d'air.

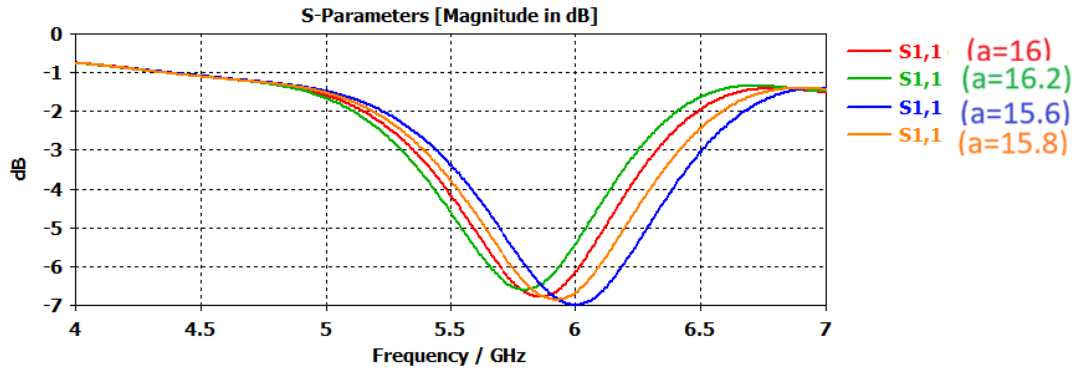


Figure III.15 : Module de S11 en fonction de la fréquence après l'ajout de la couche d'air pour différentes valeurs de a.

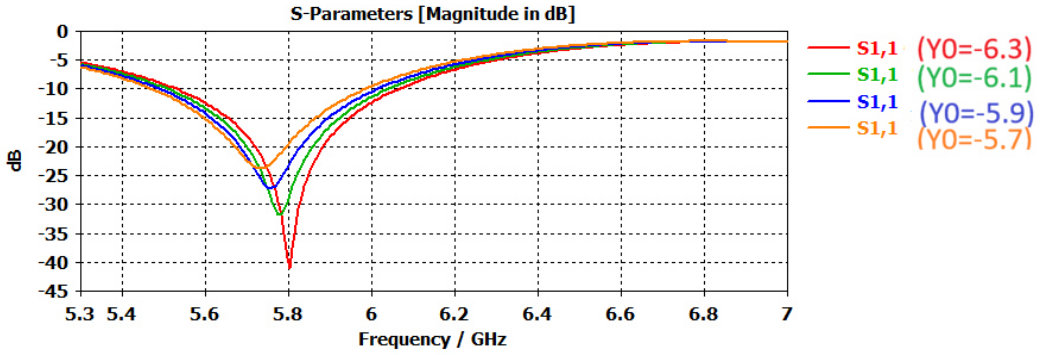


Figure III.16: Module de S11 en fonction de la fréquence après l'ajout de la couche d'air pour différentes valeurs de Y0.

Les dimensions optimisées obtenues sont regroupées dans le **Tableau III.2.**

Tableau III.2: Dimensions optimisées de l'antenne après l'ajout de la couche d'air.

Paramètres	Wg	Lg	*a*	Lp	h1
Dimensions (mm)	27.22	24.85	17.62	15.25	1

Les simulations réalisées sous CST montre que l'antenne triangulaire optimisée présente une très bonne adaptation d'impédance à 5,8 GHz, avec un coefficient de réflexion S11 atteignant −40,3 dB pour une valeur y0=-6.8 mm. Elle offre également une bande passante améliorée de 538 MHz et un gain optimisé atteignant 6,89 dB, comme le montre les Figure **III.17** et **III.18** respectivement.

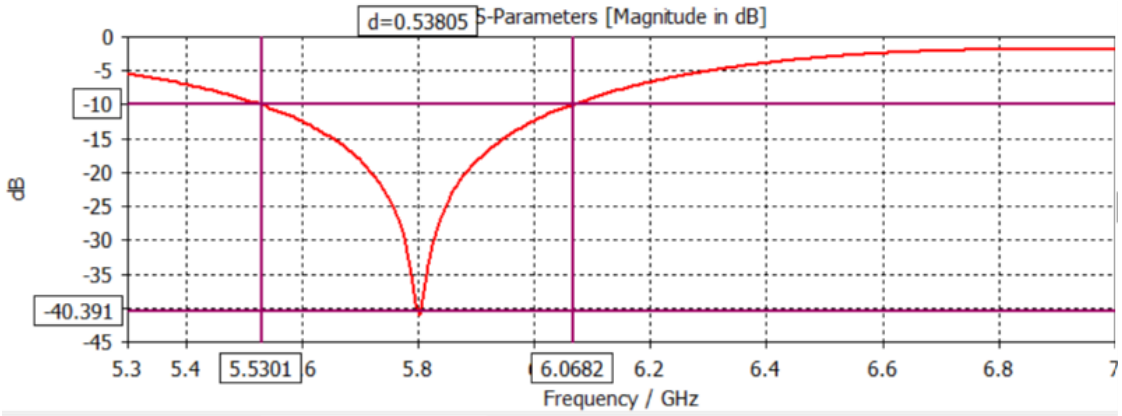


Figure III.17: Paramètre S11 en fonction de la fréquence de l'antenne optimisée après l'introduction de la couche d'air

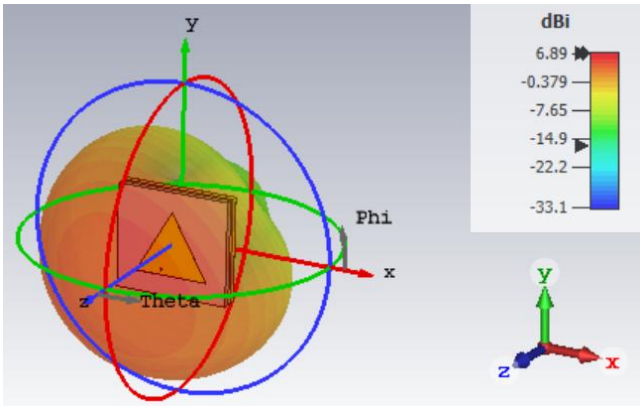


Figure III.18: Rayonnement 3D de l'antenne patch triangulaire avec la couche d'air.

L'introduction d'une couche d'air entre le patch et le substrat permet de réduire la permittivité effective de la structure ainsi que les pertes diélectriques associées au matériau FR-4. Cette modification favorise le rayonnement des champs électromagnétiques, améliore l'efficacité de rayonnement de l'antenne et conduit à une augmentation du gain. De plus, l'accroissement de la hauteur effective du substrat renforce les champs de frange aux bords du patch, contribuant ainsi à l'amélioration des performances de rayonnement. **[4][5].**

III.3.1.4 Conception de l'antenne triangulaire polarisée circulairement

Afin de générer une polarisation circulaire à l'antenne patch triangulaire initialement étudiée, une démarche de conception basée sur la modification de la géométrie du patch a été adoptée. Dans un premier temps, une fente verticale est introduite afin de perturber la distribution symétrique des courants de surface **(Figure III.19(a)).** Cette fente est ensuite transformée en une structure en forme de « L » **(Figure III.19(b)),** renforçant ainsi l'asymétrie du patch. Enfin, une troncature est réalisée au sommet de l'élément rayonnant **(Figure III.19(c)),** accentuant davantage la perturbation géométrique.

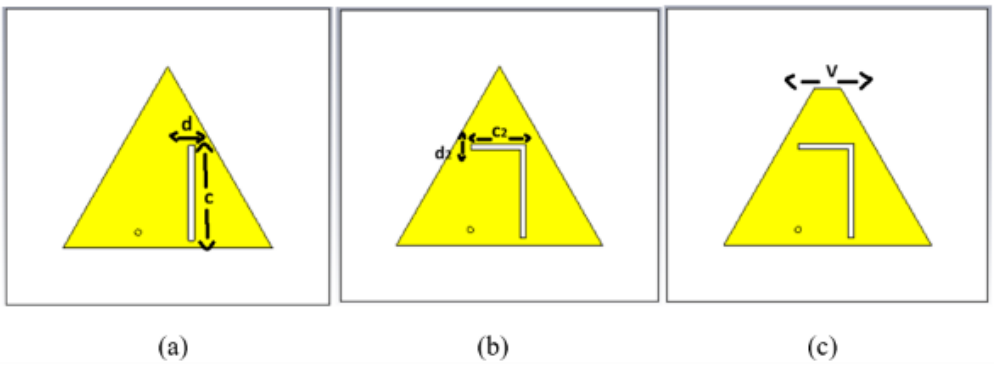


Figure III.19: Géométrie de l'antenne triangulaire, (a) avec fente (b) avec deux fentes, (c) fentes et troncature au sommet du patch.

L'optimisation des paramètres associés à ces modifications, notamment les dimensions et le positionnement des fentes ainsi que la troncature, permet d'obtenir un déphasage de 90° entre deux modes orthogonaux, assurant ainsi la génération d'une polarisation circulaire. La position de la fente par rapport au centre du patch est définie par les coordonnées (c1 = 2 mm ; d1 = −3 mm). Le tableau ci-dessous présente les valeurs de la structure optimisée.

Tableau III.3: Dimensions de l'antenne triangulaire tronquée avec fente en forme de L.

Les paramètres	a	Lg	Wg	Lp	d	c	c2	d2	v
Les dimensions (mm)	17.62	24.85	27.22	15.25	8	0.5	-4.5	-0.5	2.6

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion et du rapport axial (AR) pour les trois configurations étudiées sont présentés respectivement aux **Figures III.20 et III.21**. La **Figure III.20** montre que l'introduction progressive des fentes puis de la troncature modifie significativement l'adaptation d'impédance de l'antenne. La structure comportant une seule fente résonne à proximité de 5,8 GHz avec un coefficient de réflexion inférieur à −35 dB. L'ajout d'une seconde fente provoque un léger déplacement de la fréquence de résonance vers les basses fréquences, tandis que la troncature permet de rétablir la résonance autour de 5,8 GHz tout en améliorant davantage l'adaptation.

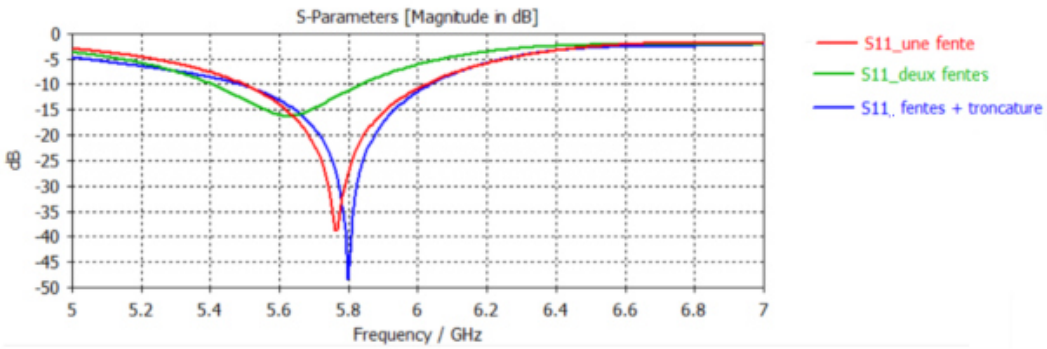


Figure III.20: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les trois configurations de l'antenne.

L'évolution du rapport axial, illustrée à la **Figure III.21**, met en évidence l'amélioration progressive de la polarisation circulaire apportée par ces modifications géométriques. La configuration finale présente les meilleures performances, avec un coefficient de réflexion minimal de −45,28 dB et une bande passante d'adaptation de 554,99 MHz, s'étendant de 5,48

à 6,03 GHz. Par ailleurs, le rapport axial demeure inférieur à 3 dB sur une bande de 408,64 MHz comprise entre 5,70 et 6,11 GHz, validant le fonctionnement de l'antenne en polarisation circulaire. Les performances de l'antenne à polarisation circulaire (PC) optimisées en termes de coefficient de réflexion et de rapport axial sont présentées par les **Figures III.22** et **III.23**, respectivement.

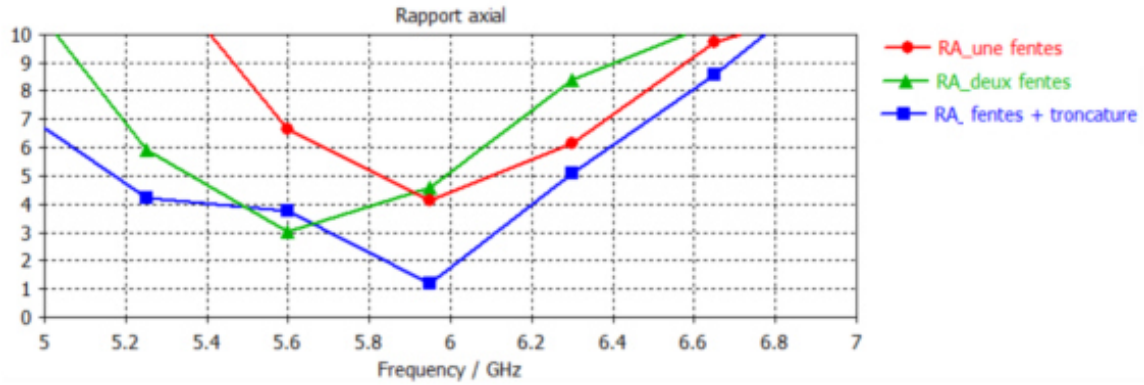


Figure III.21: AR pour en fonction de la fréquence pour les trois configurations de l'antenne.

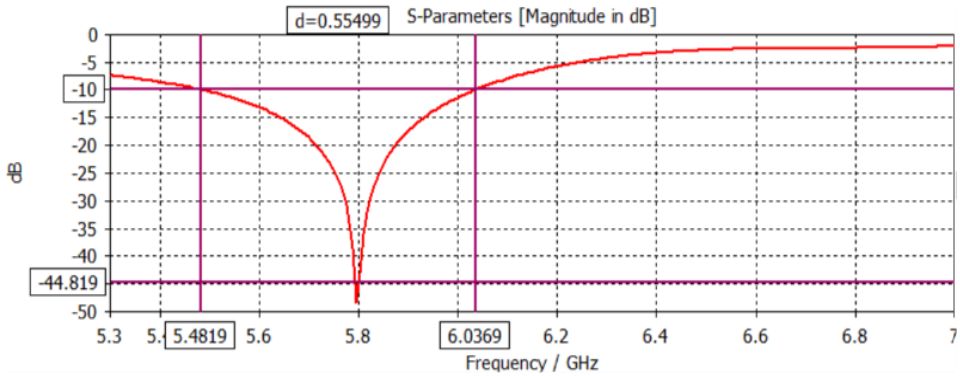


Figure III.22: Coefficient de réflexion de l'antenne triangulaire à PC.

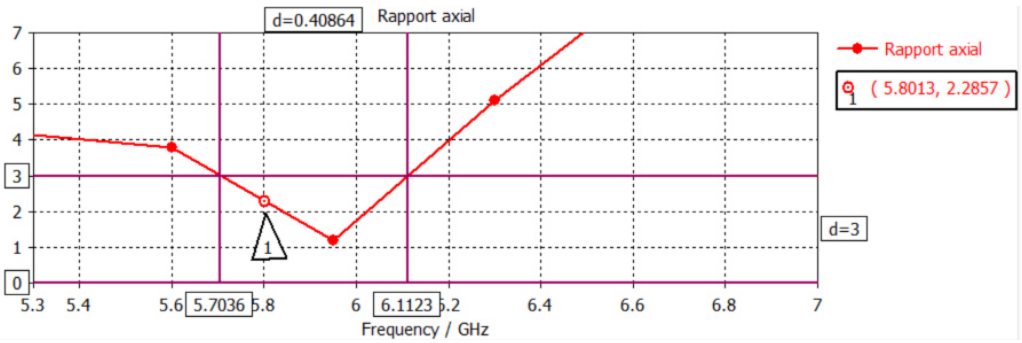


Figure III.23: RA en fonction de la fréquence de l'antenne triangulaire à PC.

Le rayonnement 3D de l'antenne à PC optimisée est présenté sur la **Figure III.24**. Un gain maximal de 7,03 dB est réalisé avec cette antenne.

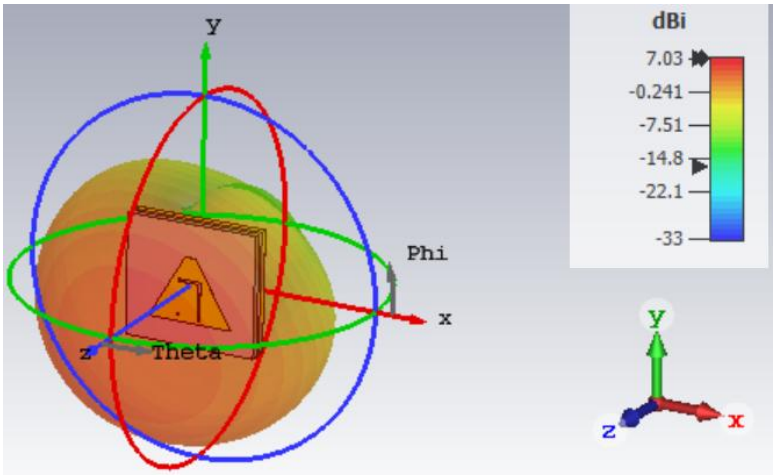


Figure III.24: Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne triangulaire à PC.

III.3.1.5 Miniaturisation de l'antenne à polarisation circulaire en utilisant les MMTs

La miniaturisation de l'antenne est obtenue par l'intégration de résonateurs en anneaux fendus (SRR) basés sur les métamatériaux au niveau du plan de masse **[6].** Des simulations sous CST ont été réalisées sur des structures SRR carrées et circulaires avant leur intégration. Ces résonateurs, constitués de deux anneaux métalliques concentriques opposés, présentent des paramètres géométriques similaires : une largeur métallique de 0,5 mm, une ouverture (gap) de 0,6 mm et un espacement entre anneaux de 0,5 mm. La dimension extérieure est fixée à r_1=4,1 mm pour le SRR circulaire et à L_1=3,58 mm pour le SRR carré. Ces dimensions sont optimisées afin d'obtenir une perméabilité négative autour de 5,8 GHz. Leurs structures sont présentées sur les **Figure III.25 et III.26** respectivement.

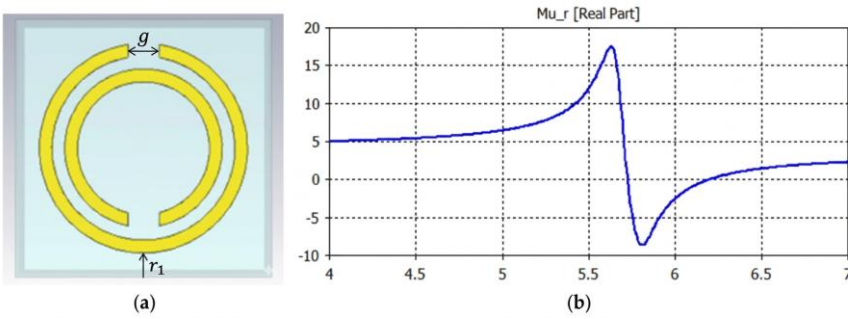


Figure III.25: Cellule à résonateur SRR circulaire (a) Géométrie de la cellule (b) La perméabilité en fonction de la fréquence.

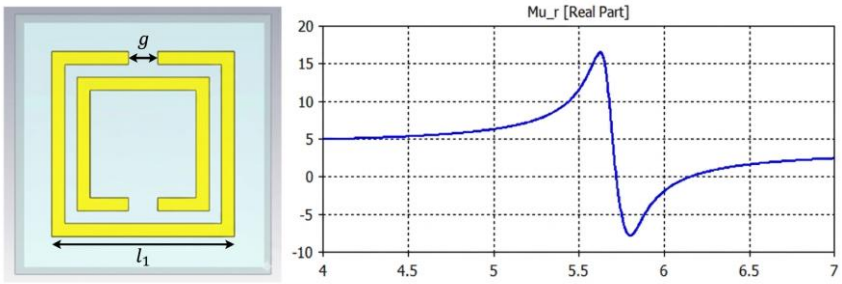


Figure III.26: Cellule à résonateur SRR carré (a) Géométrie de la cellule (b) La perméabilité en fonction de la fréquence.

On introduit au niveau du plan de masse un réseau constitué de deux résonateurs SRR de formes carrée et circulaire comme illustré sur la **Figure III.27**.

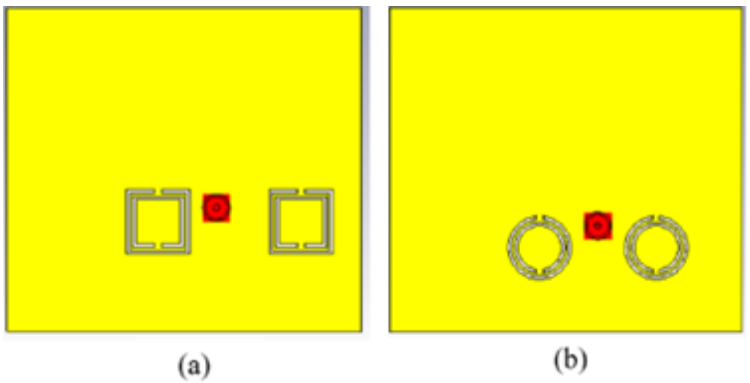


Figure III.27: Structure d'antenne chargée par un réseau de SRR sur le plan de masse (a) SRR carré et (b) SRR circulaire.

Les coefficients de réflexion en fonction de la fréquence pour les deux configurations sont représentés sur la **Figure III.28**.

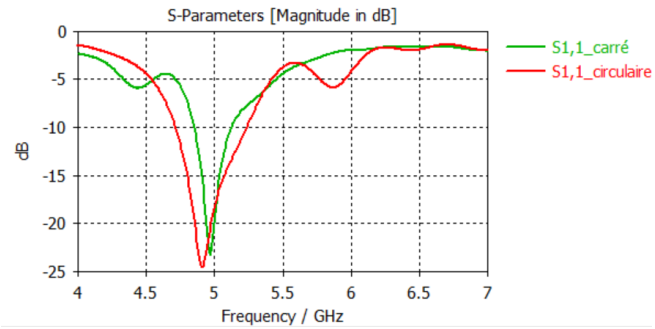


Figure III.28: Coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence de l'antenne à PC avec SRR au niveau du plan de masse.

On observe un décalage de la première résonance vers les basses fréquences. Ce résultat confirme la possibilité de réduire la taille de l'antenne afin de retrouver la fréquence cible initiale de 5,8 GHz.

Les dimensions de l'antenne à PC sont réduites à a=12,54 mm pour l'antenne intégrant deux SRR circulaires et à a=12,3 mm pour l'antenne intégrant deux SRR carrés, ce qui correspond respectivement à environ 0,24 λ_0 et 0,23 λ_0 à la fréquence de 5,8 GHz. Les deux configurations présentent un niveau de miniaturisation équivalent. Cette réduction de taille se traduit par un taux de miniaturisation d'environ 24 % et 25 %, respectivement, par rapport à l'antenne initiale, tout en conservant la fréquence de fonctionnement de 5,8 GHz. Les géométries de l'antenne à ce stade de conception sont illustrées à la **Figure III.29** et **III.30** respectivement.

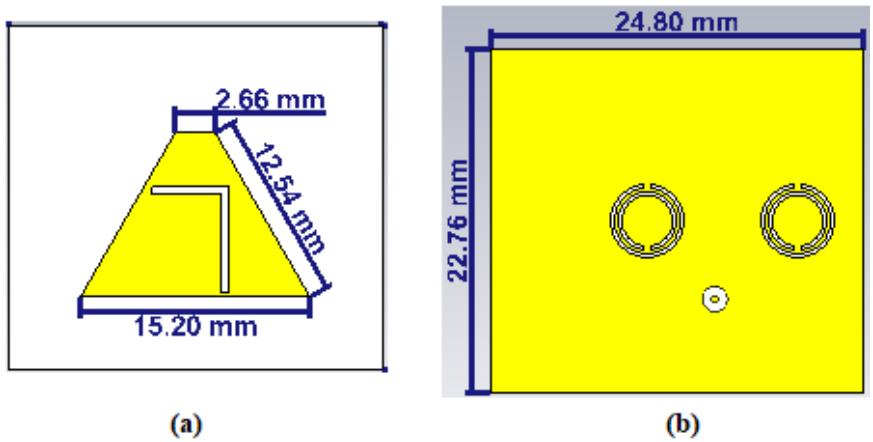


Figure III.29: Géométrie et dimension de l'antenne à PC miniaturisée à SRR circulaire : (a) vue de face (b) vue d'arrière.

La **Figure III.31** présente le coefficient de réflexion des antennes miniaturisées simulées sous CST. Pour la configuration à SRR circulaires, une résonance est obtenue à 5,8 GHz avec un coefficient de réflexion de –30,99 dB et une bande passante d'environ 957,63 MHz. Pour la configuration à SRR carrés, la résonance est également centrée à 5,8 GHz avec un coefficient de réflexion de –40,27 dB et une bande passante de 815,63 MHz (5,37–6,19 GHz). Ces résultats montrent que les deux configurations couvrent efficacement la bande WiFi autour de 5,8 GHz.

Les **Figure III.32** et **III.33** illustrent le gain et le rapport axial des antennes miniaturisées à polarisation circulaire (PC). Les deux configurations présentent une polarisation circulaire à 5,8 GHz, avec un rapport axial inférieur à 3 dB. L'antenne intégrant des SRR carrés

se distingue par un gain plus élevé (5,8 dB) par rapport à la structure à CSRR circulaire (4,17 dB), tandis qu'elle présente une légère réduction de la bande passante du rapport axial.

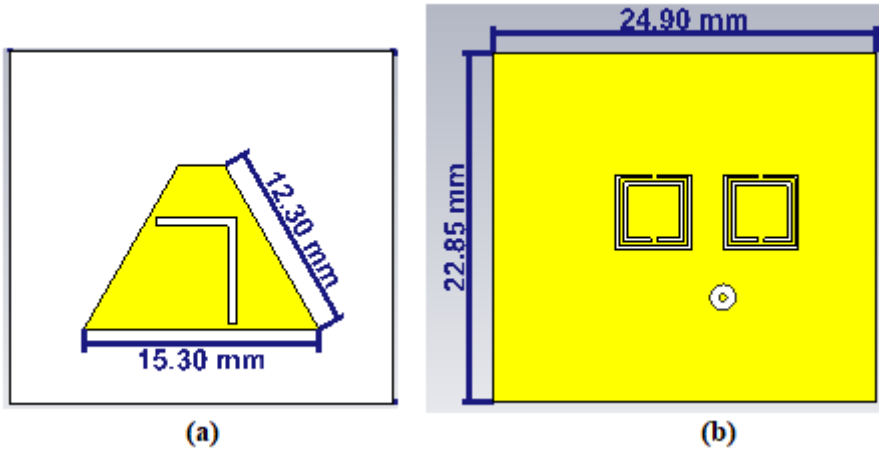
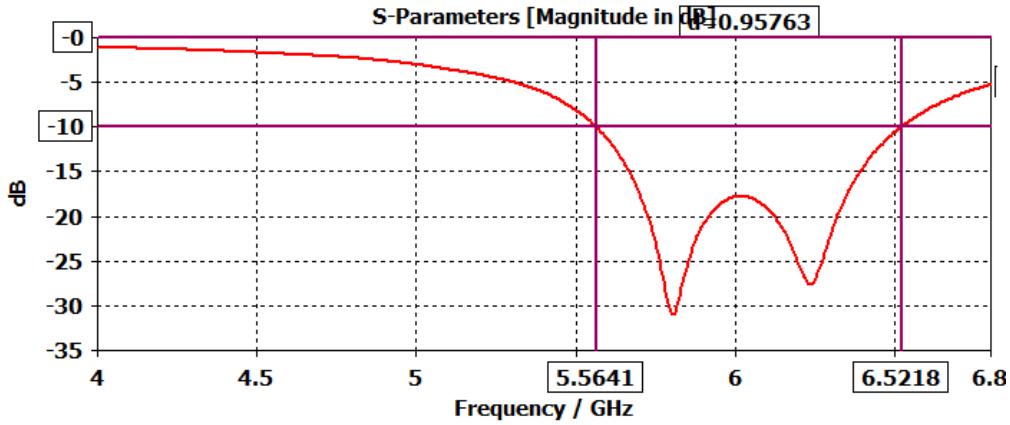
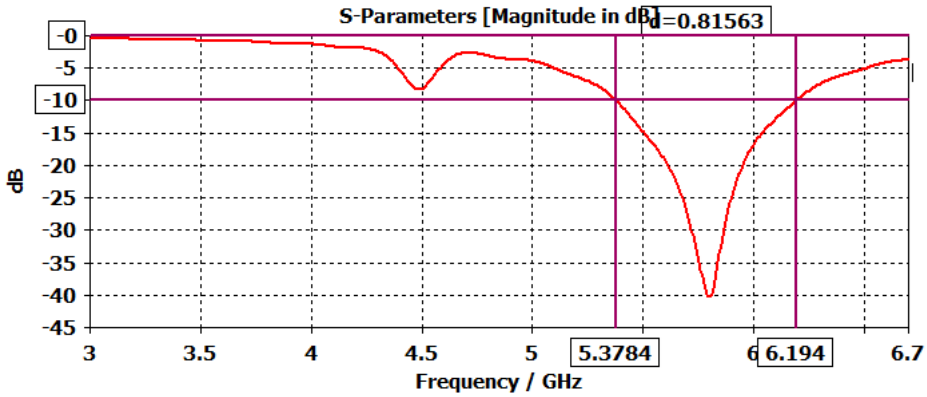


Figure III.30: Géométrie et dimension de l'antenne à PC miniaturisée à SRR carrés : (a) vue de face (b) vue d'arrière.

Néanmoins, ces résultats mettent en évidence une réduction notable des dimensions, tout en conservant de bonnes performances en termes d'adaptation d'impédance, de gain et de polarisation circulaire. Ces antennes répondent aux exigences de fonctionnement dans la bande WiFi 5 (IEEE 802.11ac), centrée à 5,8 GHz, où la bande de fréquence associée s'étend généralement de 5,17 GHz à 5,825 GHz, couvrant ainsi l'ensemble des canaux utilisés pour les communications WLAN dans la bande des 5 GHz.

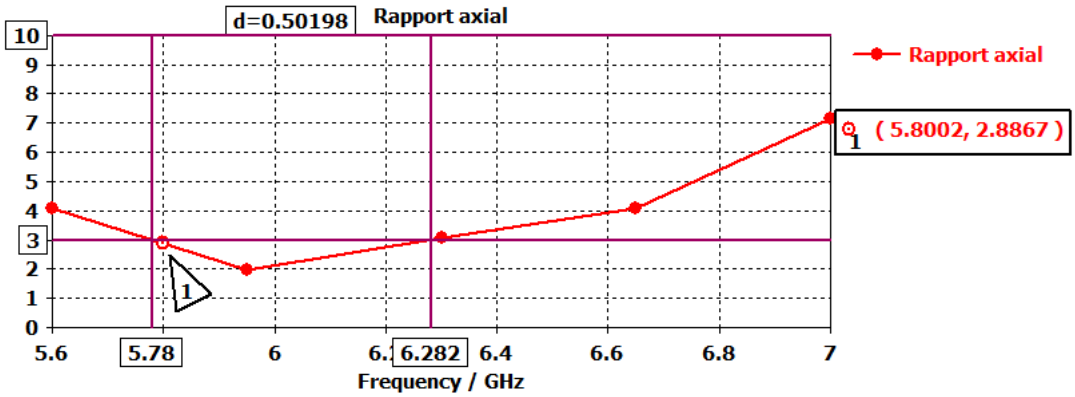


(a)

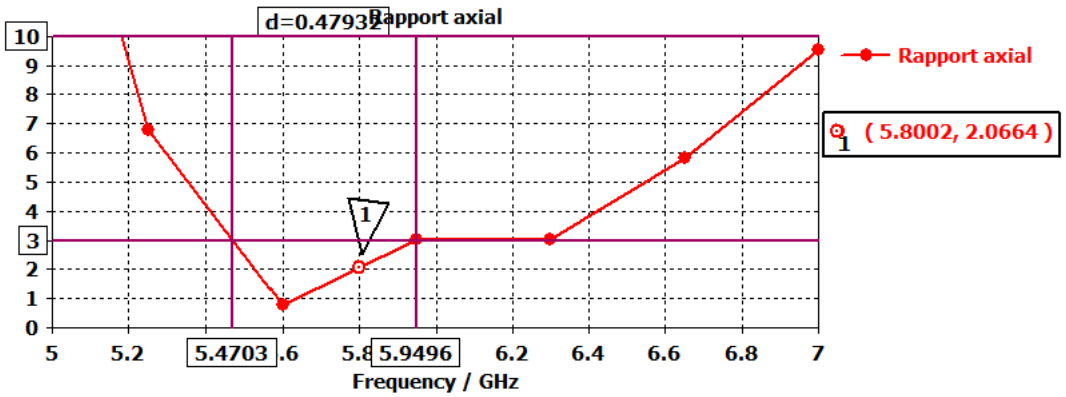


(b)

Figure III.31: Coefficient de réflexion de l'antenne à PC miniaturisée, (a) antenne à SRR circulaires, (b) antenne à SRR carrés.

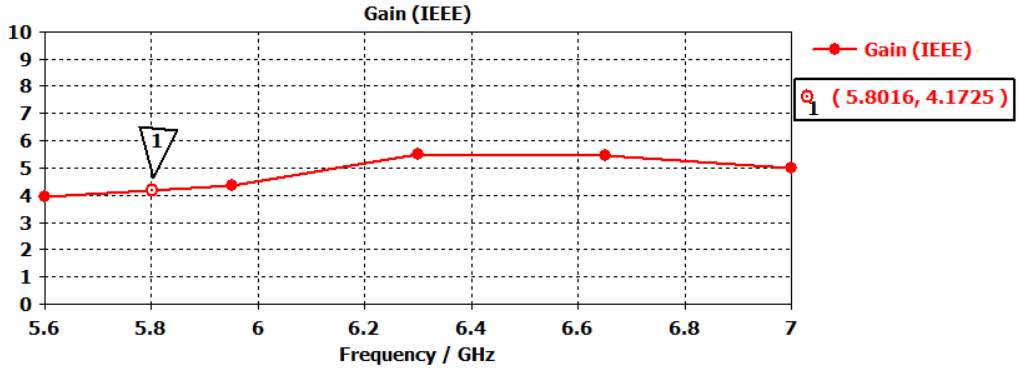


(a)

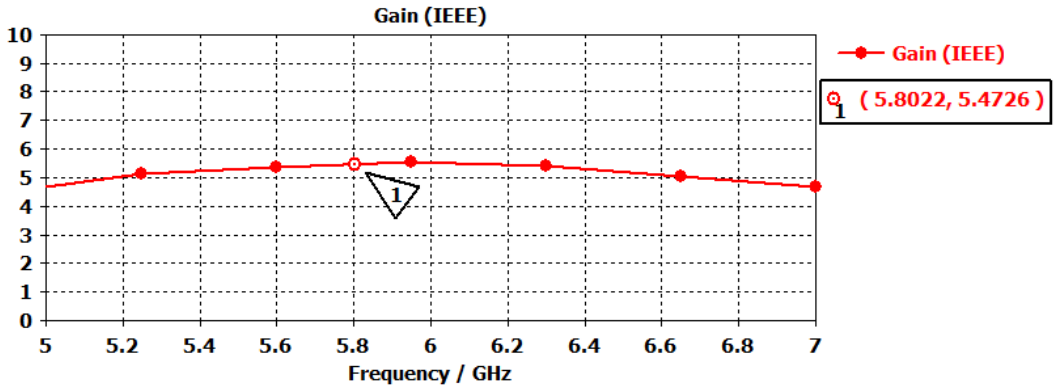


(b)

Figure III.32: RA de l'antenne à PC miniaturisée, (a) antenne à SRR circulaires, (b) antenne à SRR carrés.



(a)



(b)

Figure III.33: Gain de l'antenne à PC miniaturisée, (a) antenne à SRR circulaires, (b) antenne à SRR carrés.

III.3.2 Antenne microruban carrée à coins tronqués

III.3.2.1 Spécifications techniques

Nous proposons de concevoir une antenne patch à polarisation circulaire, à alimentation unique, fonctionnant dans la bande WiFi à 2,4 GHz (bande ISM), couvrant la plage de fréquences de 2,4 GHz à 2,483 GHz. Le substrat FR-4, déjà utilisé dans la section précédente, est conservé pour cette étude.

III.3.2.2 Conception de l'antenne polarisée linéairement

La géométrie de l'antenne proposée est illustrée sur la **Figure III.34**. La structure est constituée d'un patch de forme carrée, alimentée par un câble coaxial, dont la position est optimisée afin d'assurer une adaptation d'impédance de 50 Ω. Le point d'alimentation est situé aux coordonnées (X_0 = 6 mm, Y_0 = 5,74 mm) par rapport au centre du patch.

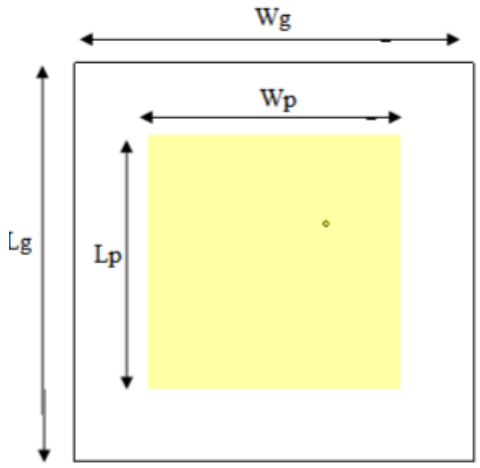


Figure III.34: Géométrie de l'antenne microruban carrée alimentée par un câble coaxial.

L'antenne est disposée sur un substrat FR-4 présentant une permittivité relative εr=4,3, une épaisseur h=1,6 mm et une tangente de perte tanδ=0,025. Un substrat d'air de hauteur h1=3,5 mm est introduit entre le patch et le plan de masse afin d'améliorer les performances de rayonnement. Les dimensions de l'antenne patch, à savoir sa longueur L et sa largeur W, sont déterminées de manière à exciter le premier mode de résonance TM_{10} à la fréquence de 2,4 GHz **[7] :**

$$f_r = \frac{c_0}{2l_e\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \quad \textbf{(III.5)}$$

- c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide.
- l_e la longueur effective de l'antenne tient compte des effets de bord aux extrémités du patch radiants. Elle est donnée par :

$$l_e = l + 2\Delta l \quad \textbf{(III.6)}$$

Avec Δl l'extension de longueur à chaque extrémité.

Étant donné que la ligne de propagation traverse un milieu inhomogène (air et substrat), on introduit une permittivité diélectrique effective ε_{reff} , définie par l'expression suivante, valide pour $W/h > 1$:

$$\varepsilon_{reff}(W) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[1 + 12\frac{h}{W}\right]^{-\frac{1}{2}} \quad \textbf{(III.7)}$$

- h : hauteur du substrat,
- ε_r : permittivité relative du substrat.

L'extension de longueur Δl est calculée à l'aide de la formule de Hammerstad :

$$\Delta l = 0.412 \times h \frac{\varepsilon_{reff} + 0.3}{\varepsilon_{reff} - 0.258} \times \frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.8} \quad \textbf{(III.8)}$$

La largeur du patch est ensuite déterminée à partir de l'expression suivante :

$$W = \frac{c_0}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad \textbf{(III.9)}$$

La largeur et la longueur du patch calculées par les expressions **(III.9)** et **(III.6)** donnent respectivement W = 38,39 mm et L = 29,77 mm. Les dimensions ont été réajustés pour avoir une structure carrée. L'ensemble des paramètres de l'antenne carrée adaptée se résume dans le tableau ci-dessous.

Tableau III.4: Les paramètres de l'antenne microruban carrée adaptée.

Les paramètres	Les dimensions (mm)
Wg	50.92
Lg	50.92
Wp	41.32
Lp	41.32
X0	6
Y0	5.74

La variation du paramètre S11et du rapport axial en fonction de la fréquence de l'antenne ainsi conçue est illustrée par les **Figures III.35(a) et III.35(b)** respectivement. À 2,4

GHz, un S11 de –33,30 dB est obtenu, avec une bande passante à –10 dB de 2,34 à 2,45 GHz (109,18 MHz) comme illustré sur la **Figure III.35(a)**. Cependant, nous remarquons que le rapport axial reste à 40 dB ce qui est veut dire que l'antenne est à polarisation linéaire. Le gain de l'antenne atteint environ 6,3 dB à la fréquence de fonctionnement **(Figure III.36)**.

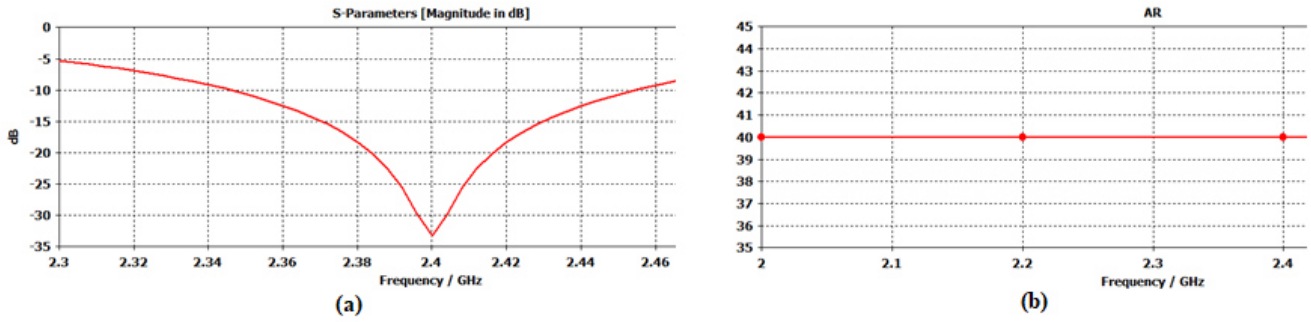


Figure III.35: (a) Coefficient de réflexion S11 et (b) Rapport Axial AR, en fonction de la fréquence.

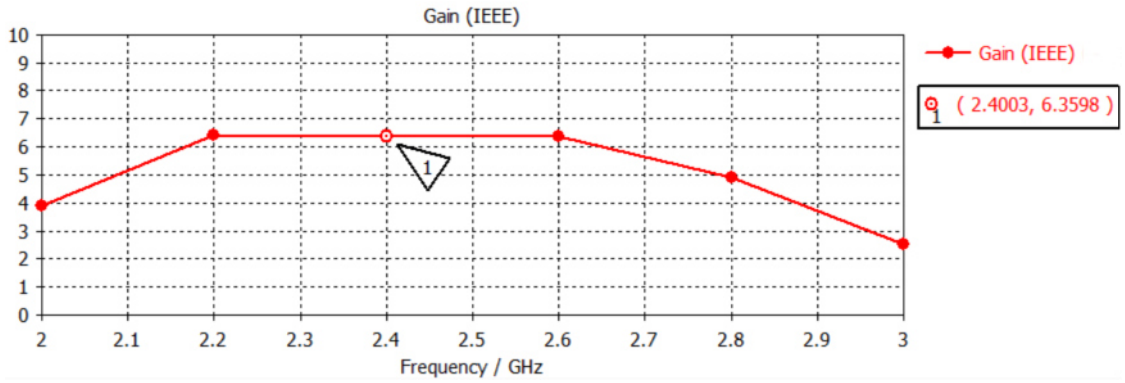


Figure III.36: Gain en fonction de la fréquence de l'antenne carrée.

III.2.3 Géométrie de l'antenne microruban à coins tronqués

Afin d'obtenir une antenne carrée à polarisation circulaire, une troncature de dimensions Ls×Ls$_1$ est appliquée sur deux coins opposés du patch, comme illustré sur la **Figure III.37[8]**.

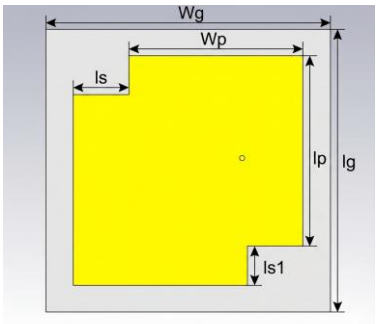


Figure III.37: Structure de l'antenne à coins tronquée.

Après simulation, un décalage de la fréquence de résonance vers une valeur plus basse a été observé, ce qui nous a conduit à réduire les dimensions de l'antenne afin de ramener la résonance à la fréquence souhaitée de 2,4 GHz. Les nouveaux paramètres géométriques sont alors définis dans le tableau ci-dessous :

Tableau III.5: Dimensions de l'antenne à coins tronqués.

Les paramètres	Wg	Lg	Wp	Lp	Ls	Ls1	h1
Dimensions (mm)	50.45	50.45	28.85	34.85	12	6	3.5

III.2.4 Résultats de simulation

Le module du coefficient de réflexion, ainsi que le rapport axial en fonction de la fréquence de l'antenne à coins tronqués conçue sont représentés par la **Figure III.38** et la **Figure III.39** respectivement. Une résonance est obtenue à 2,4 GHz avec un coefficient de réflexion S11 de −38,37 dB, témoignant d'une très bonne adaptation d'impédance. La bande passante à −10 dB couvre l'intervalle de 2,34 GHz à 2,48 GHz, correspondant à une largeur de bande de 143,8 MHz. Un rapport axial inférieur à 3 dB est obtenu sur une bande de fréquence de 46.84 MHz (de 2.37 GHz à 2.42 GHz), bande dans laquelle le rayonnement est à polarisation circulaire. Le rayonnement à trois dimensions de cette antenne est représenté dans la **Figure III.40.** Un gain maximal de 6.15 dB est réalisé avec cette antenne.

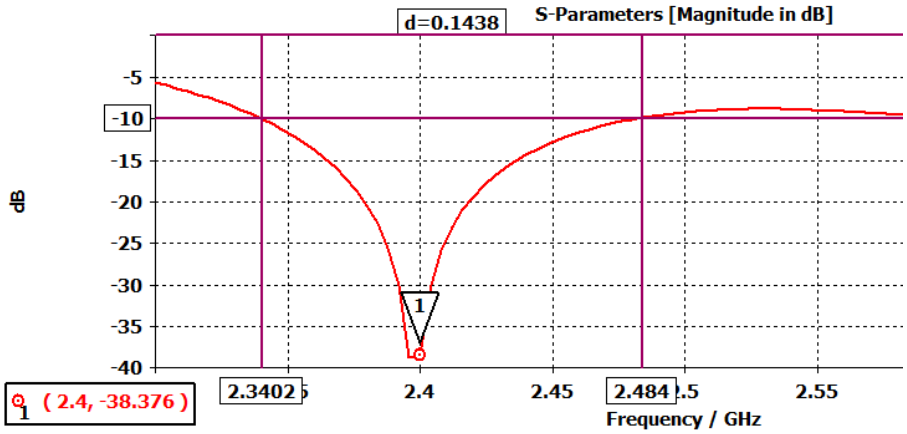


Figure III.38: Coefficient de réflexion de l'antenne à coins tronqués.

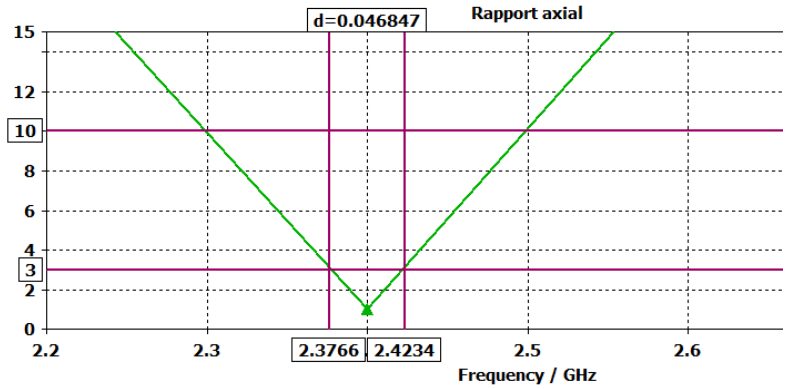


Figure III.39: Rapport axial de l'antenne à coins tronqués.

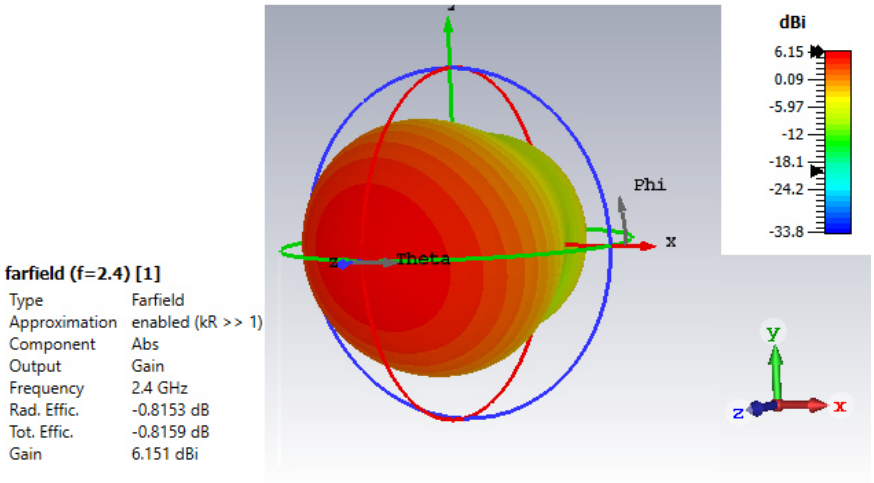


Figure III.40: Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne à coins tronqués.

III.2.5 Miniaturisation de l'antenne à coins tronqués

III.2.5.1 Cellule unitaire SRR

Dans cette section, nous utilisons la même technique de miniaturisation que précédemment, basée sur les cellules SRR en métamatériaux. Une simulation sous CST du résonateur SRR carré, proposé par **Moussa et al. [9]**, a été réalisée. Ce résonateur est constitué de trois anneaux métalliques concentriques disposés en orientations opposées et fonctionne selon le principe de la résonance électromagnétique, induisant une polarisation artificielle. Un réseau de SRR carrés est ensuite intégré au plan de masse, initialement composé de huit cellules puis étendu à seize cellules. La géométrie et les dimensions de la cellule SRR, illustrées à la **Figure III.41(a)**, ont été optimisées afin d'obtenir une permittivité effective négative autour de 2,4 GHz.

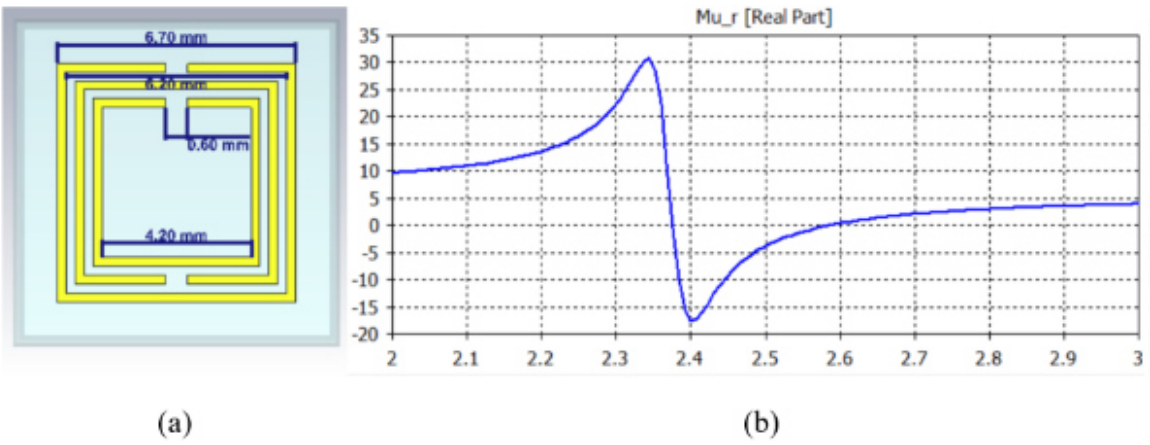


Figure III.41: Cellule unitaire SRR, (a) Géométrie de la cellule, (b) partie réelle de la perméabilité en fonction de la fréquence

L'insertion du réseau SRR au niveau du plan de masse de la structure dans les deux cas est illustrée par la **Figure III.42.**

III.2.5.2 Résultats de simulation

La Figure III.43 illustre les coefficients de réflexion des deux configurations en fonction de la fréquence. Un décalage significatif de la première résonance vers les basses fréquences est observé, plus prononcé dans le second cas. Ce comportement en fréquence permet de réduire les dimensions physiques de l'antenne afin d'ajuster la résonance à la fréquence cible de 2,4 GHz. Les dimensions optimisées ainsi que la structure finale de l'antenne sont présentées à la Figure **III.44**. Elles ont été réajustées de manière à assurer une résonance principale à 2,4 GHz, conduisant ainsi à une réduction de 14 % de la surface initiale.

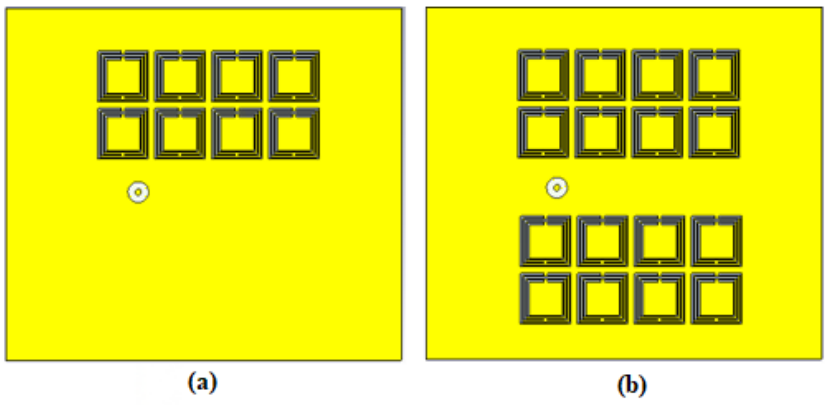


Figure III.42: Face inférieure de la structure après insertion du réseau de résonateurs (a) Réseau à 8 résonateurs et (b) Réseau à 16 résonateurs.

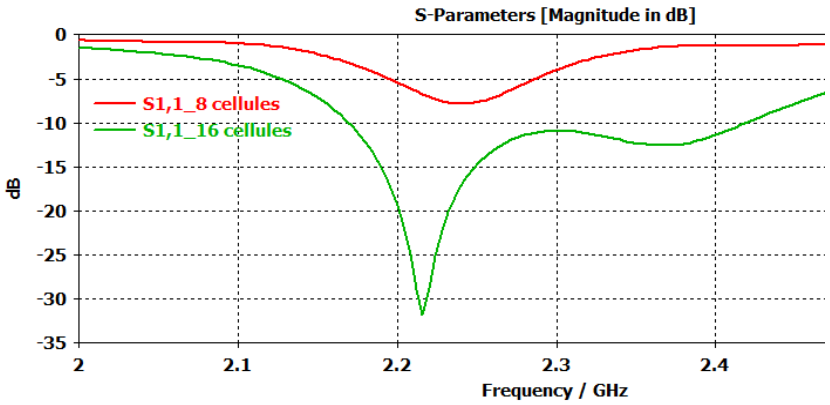


Figure III.43: Coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence de l'antenne à coins tronqués avec SRR.

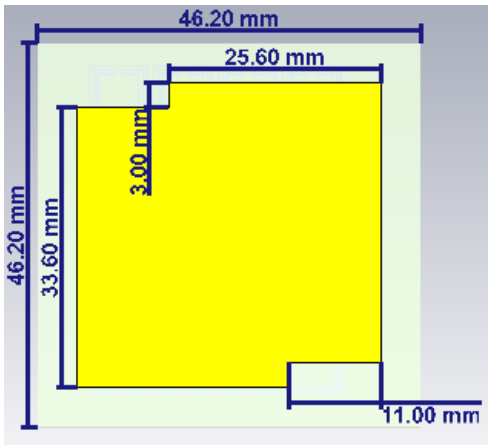


Figure III.44: Vue de face de la géométrie de l'antenne miniaturisée intégrant des SRR.

La simulation réalisée sous CST du coefficient de réflexion de l'antenne miniaturisée est présentée sur la **Figure III.45**. Cette dernière met en évidence une résonance à 2,4 GHz, avec un coefficient de réflexion minimal de –20,07 dB. La bande passante associée est de 140 MHz, couvrant l'intervalle de 2,34 à 2,48 GHz.

Les Figure III.46 et III.47 présentent les performances de l'antenne en termes de gain et de rapport axial. Ce dernier atteint une valeur minimale de 1,60 dB à la fréquence de fonctionnement de 2,4 GHz. La bande passante à 3 dB est de 42,19 MHz, s'étendant de 2,38 à 2,42 GHz, ce qui garantit le maintien des caractéristiques de polarisation circulaire dans cette plage de fréquences. Le gain de l'antenne à 2,4 GHz est de l'ordre de 6,26 dB, traduisant une bonne capacité de rayonnement malgré la miniaturisation de la structure.

En conclusion, l'antenne est bien adaptée aux applications WiFi 2,4 GHz en bande ISM, (2,400–2,4835 GHz) avec une bonne adaptation, une polarisation circulaire efficace et un gain

satisfaisant. Malgré une bande passante de polarisation circulaire relativement limitée, ses performances restent pleinement adaptées à la fréquence centrale de fonctionnement.

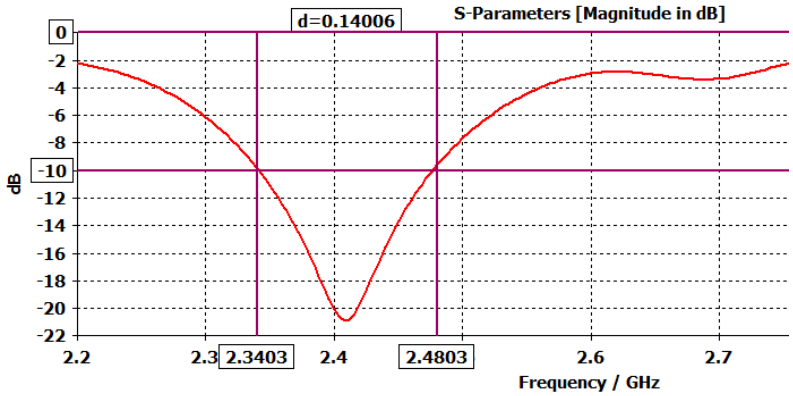


Figure III.45: Coefficient de réflexion de l'antenne miniaturisée à coins tronqués.

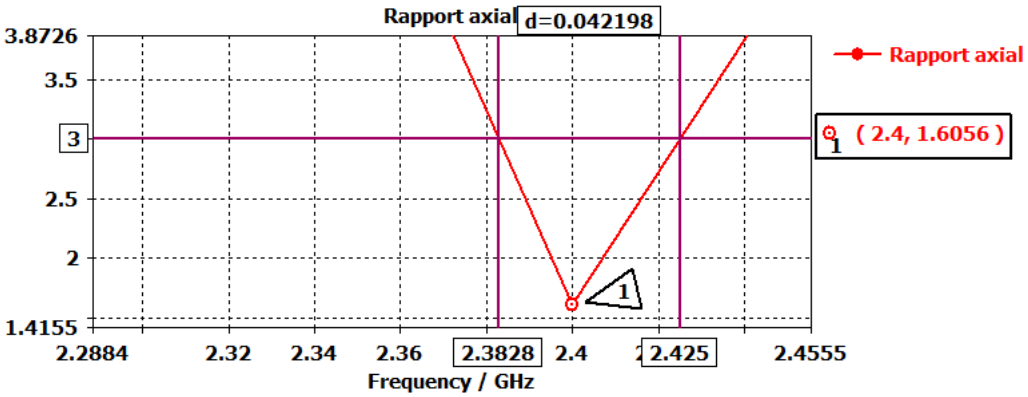


Figure III.46: Rapport axial de l'antenne miniaturisée à coins tronqués.

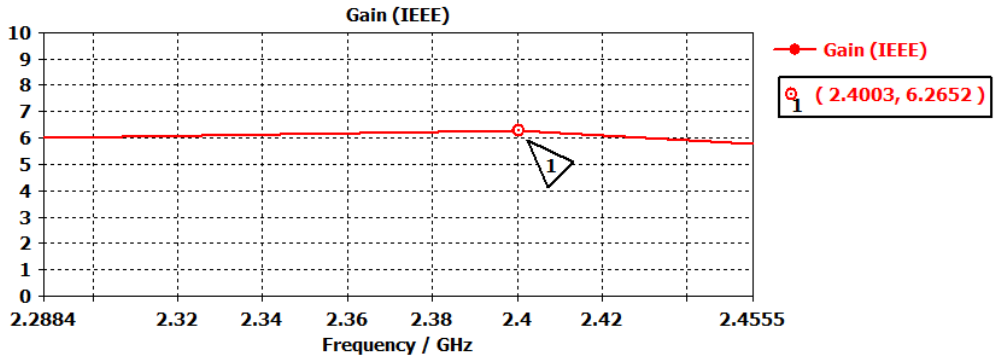


Figure III.47: Gain de l'antenne miniaturisée à coins tronqués.

Afin d'améliorer davantage les performances globales de l'antenne tout en conservant un encombrement réduit, d'autres techniques de miniaturisation peuvent être envisagées. Dans

ce contexte, la section suivante est consacrée à l'étude et à l'intégration de la technique DGS, afin d'optimiser davantage les performances de la structure proposée.

III.2.5.3 Miniaturisation de l'antenne à coins tronqués par la technique DGS

Dans cette partie, la structure de l'antenne à coins tronqués, ainsi que ses dimensions définies dans la section **III.2.3**, sont réutilisées afin d'y appliquer la technique de miniaturisation basée sur les Defected Ground Structures *(DGS)*. Celle-ci consiste à intégrer des fentes circulaires symétriques de rayon R dans le plan de masse, disposées verticalement, comme illustré sur la **Figure III.41**. L'introduction de ces discontinuités permet de modifier la répartition des courants sur le plan de masse et d'influencer ainsi le comportement électromagnétique global de l'antenne.

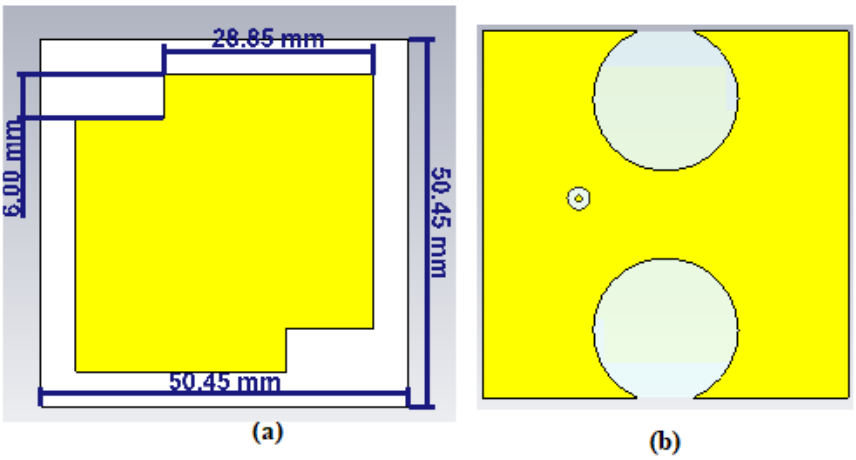


Figure III.48: Géométrie et dimensions de l'antenne à coins tronqués avec DGS : (a) vue de face, (b) vue arrière.

Une étude paramétrique portant sur le rayon des fentes circulaires intégrées au niveau du plan de masse a été réalisée afin d'évaluer son impact sur le coefficient de réflexion et la fréquence de résonance de l'antenne. Les valeurs de R considérées sont 8 mm, 9 mm et 10 mm. Les résultats présentés sur la **Figure III.42** montrent qu'une augmentation du rayon entraîne un décalage de la fréquence du mode fondamental vers les basses fréquences. Ce comportement confirme l'efficacité de la technique DGS dans le processus de miniaturisation. Les dimensions optimisées ainsi que la structure finale de l'antenne sont présentées à la **Figure III.43**. Elles ont

été ajustées afin d'assurer une résonance principale à 2,4 GHz, conduisant à une réduction de 61 % de la surface initiale.

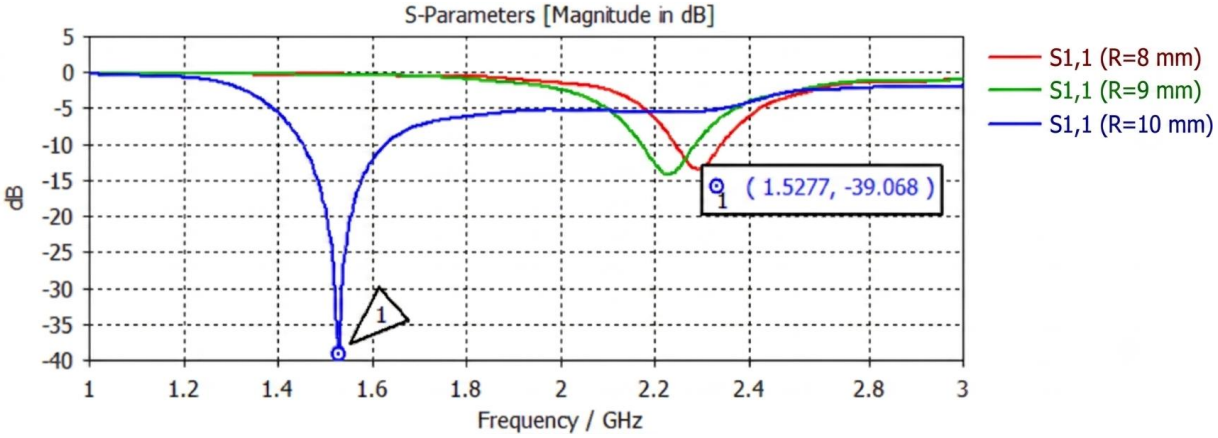


Figure III.49: Influence du rayon R des fentes circulaires DGS sur le coefficient de réflexion de l'antenne à coins tronqués.

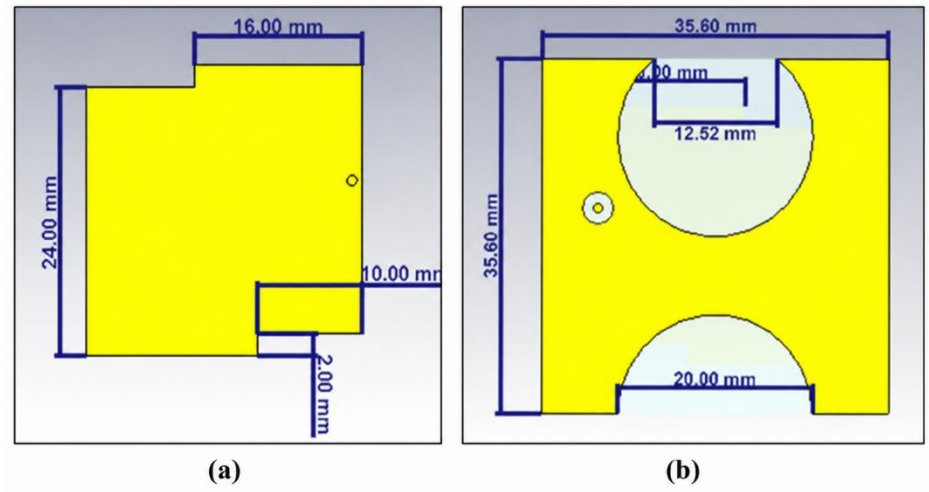


Figure III.50: Géométrie de l'antenne miniaturisée avec DGS : (a) vue de face, (b) vue arrière.

La **Figure III.51** présente le coefficient de réflexion simulé sous CST de l'antenne miniaturisée. Une résonance principale est observée à 2,23 GHz, pour laquelle le coefficient de réflexion atteint une valeur de −31,16 dB. La bande passante d'impédance, définie pour S11 <−10 dB, est de 460,78 MHz et s'étend de 2,059 GHz à 2,519 GHz.

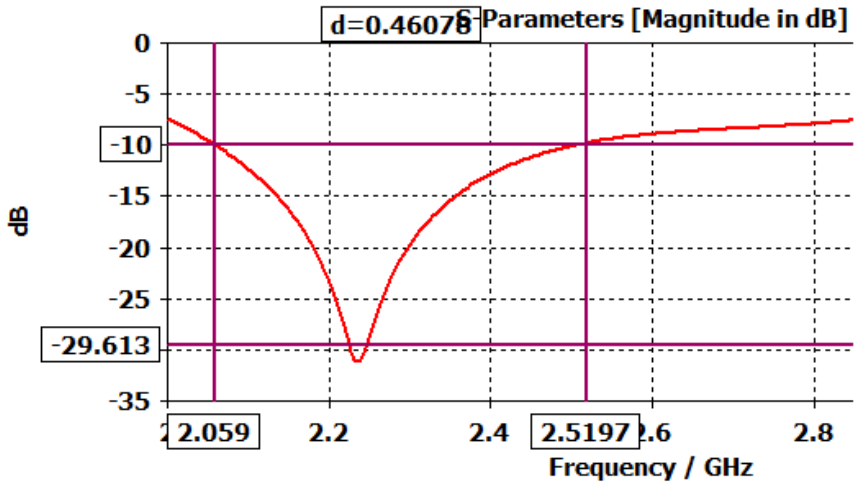


Figure III.51: Coefficient de réflexion de l'antenne miniaturisée à coins tronqués.

Les performances de l'antenne miniaturisée en termes de gain et de rapport axial sont illustrées à les **Figure III.52** et **III.53** À la fréquence de 2,4 GHz, le rapport axial est de 2,87 dB, ce qui traduit une bonne qualité de polarisation circulaire. La bande passante du rapport axial à 3 dB est de 488,35 MHz, allant de 2,38 GHz à 2,87 GHz couvrant la plage de fréquences de bande ISM. Par ailleurs, l'antenne atteint un gain maximal de 2,83 dB à la fréquence de fonctionnement.

Le diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne miniaturisée est illustré sur la **Figure III.54.** À la fréquence Wi-Fi de 2,4 GHz, l'antenne affiche des performances optimales avec un gain de 5,42 dBi et une efficacité de rayonnement de -0,08 dB (98,2 %), garantissant ainsi une couverture et une portée optimales pour les communications sans fil.

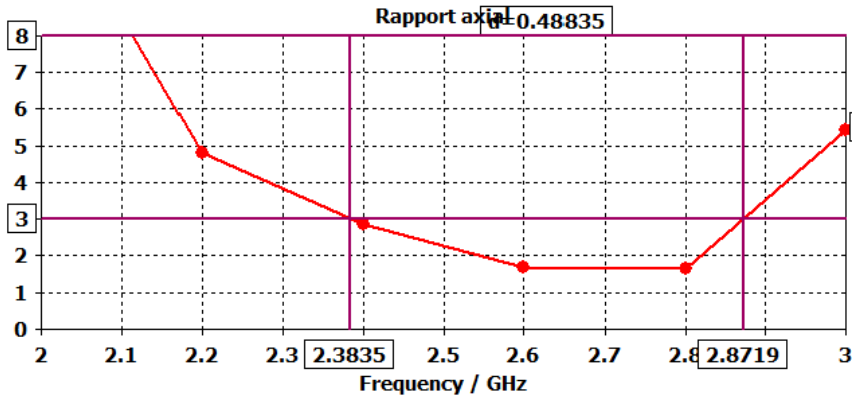


Figure III.52: Rapport axial de l'antenne miniaturisée à coins tronqués.

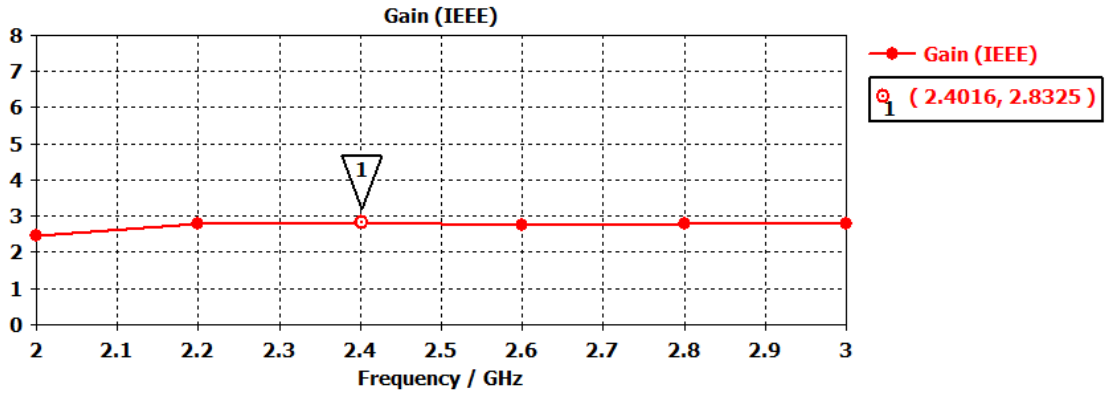


Figure III.53: Gain de l'antenne miniaturisée à coins tronqués.

Les résultats obtenus montrent que l'antenne proposée répond aux exigences des applications Wi-Fi dans la bande ISM de 2,4 GHz (2,400–2,4835 GHz). La résonance à 2,23 GHz avec un coefficient de réflexion de −31,16 dB assure une bonne adaptation d'impédance, tandis que la bande passante de S11 couvre l'ensemble de la bande Wi-Fi 2,4 GHz. Le rapport axial inférieur à 3 dB et le gain maximal de 2,83 dBi confirment des performances adaptées aux systèmes WLAN. Par ailleurs, ces résultats valident l'efficacité de la technique de miniaturisation basée sur la DGS, permettant une réduction de 61 % de la surface sans dégradation significative des performances.

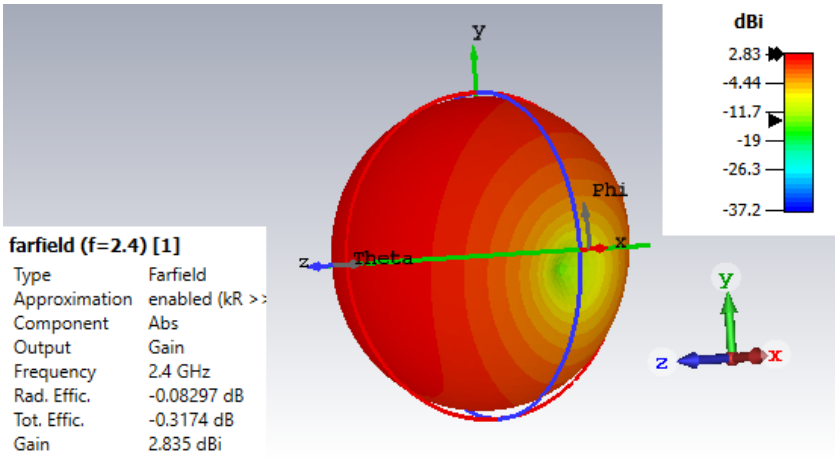


Figure III.54: Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne miniaturisée.

Le **tableau III.6** présente une synthèse comparative des antennes miniaturisées étudiées, en termes de fréquence de résonance, de coefficient de réflexion (S11), de bande passante, de rapport axial (AR), de gain et de taux de miniaturisation. Cette comparaison permet non seulement d'évaluer l'apport des CSRR par rapport aux DGS, mais également d'analyser

l'effet de la forme des résonateurs (circulaire ou carré) ainsi que l'influence de la fréquence de fonctionnement (2,4 GHz ou 5,8 GHz) sur les performances rayonnées.

Tableau III.6: Comparaison des performances des antennes miniaturisées.

Paramètres	Antenne triangulaire à SRR circulaire	Antenne triangulaire à SRR carré	Antenne carrée avec SRR	Antenne carrée avec DGS
Fréquence de résonance	5,8 GHz	5,8 GHz	2,4 GHz	2,23 GHz
S11 (dB)	-30,99	-40,27	-20,07	-31,16
BP S11 (MHz)	957,63	815,63	140	460,78
BP RA (MHz)	501,98	479,32	42,19	488,35
Gain (dB)	4,17	5,47	6,26	2,83
Taux de miniaturisation	25%	24%	14%	61%

Le **tableau III.7** présente une comparaison entre l'antenne miniaturisée proposée, basée sur la technique DGS, et différentes conceptions existantes issues de la littérature. Les performances obtenues se révèlent très satisfaisantes et adaptées aux applications Wi-Fi.

Tableau III.7: Comparaison avec les travaux de la littérature.

Source	Fréquence (GHz)	Gain (dB)	S11 (dB)	BP (GHz)	BP AR (GHz)
[10]	2.34	0.62	Non mentionné	2.275-2.397	2.322–2.348
[11]	2.388	5.34	-24.5	2.12-2.28	Non mentionné
Antenne proposée	2.4	5.18	-36.21	2.37-2.48	2.38-2.65

III.4 Conclusion

L'objectif de ce chapitre était de concevoir et de miniaturiser des antennes patch à polarisation circulaire destinées aux applications Wi-Fi à 5,8 GHz et 2,4 GHz, tout en préservant des performances comparables à celles de la structure initiale.

À 5,8 GHz, pour l'antenne patch triangulaire, l'insertion de fentes en forme de L associée à la troncature de l'apex a permis d'obtenir une polarisation circulaire satisfaisante. L'intégration d'un réseau de résonateurs CSRR sur le plan de masse a conduit à une réduction de surface de 25 % pour la configuration circulaire et de 24 % pour la configuration carrée, au prix d'une légère dégradation du gain.

À 2,4 GHz, pour l'antenne patch carrée, la troncature symétrique de deux coins opposés a permis de générer une polarisation circulaire adéquate. Deux techniques de miniaturisation ont été étudiées : les CSRR, avec une réduction de 14 %, et les fentes circulaires de type DGS, qui offrent le meilleur compromis avec une réduction de 43 % tout en conservant d'excellentes performances rayonnées. L'ensemble des simulations a été réalisé à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. Les résultats obtenus s'avèrent satisfaisants et conformes aux exigences de l'application envisagée.

Bibliographie

[1] Yunita, T., Usman, K., & Kurniawan, A. (2012). Experiment of slotted triangular triple-band antenna for WiMAX/WLAN application in Indonesia. In *2012 7th International Conference on Telecommunication Systems, Services, and Applications (TSSA)* (pp. 300–305). IEEE.

[2] Verma, S., Ansari, J. A., & Singh, A. (2017). Truncated equilateral triangular microstrip antenna with and without superstrate. *Wireless Personal Communications*, *95*(2), 873-889.

[3] Kallur, R. S., & Rosaline, S. I. (2020). CPW fed slotted triangular patch antenna for WLAN applications. In *International Conference on Advances in Electrical and Computer Technologies* (pp. 257–266). Springer Nature Singapore.

[4] Ni, C., Li, Y., & Zhang, L. (2024). Research on the electromagnetic characteristics of metasurfaces based on air dielectric substrates. *Journal of Applied Physics, 135*(7).

[5] Kamal, S., Ain, M. F. B., Ullah, U., Mohammed, A. S., Hussin, R., Omar, M. F. B. M., et al. (2022). A low-profile quasi-loop magneto-electric dipole antenna featuring a wide bandwidth and circular polarization for 5G mmWave device-to-device communication. *Journal of Electromagnetic Engineering and Science, 22*(4), 459–471.

[6] Falcone, F., Lopetegi, T., Baena, J. D., Marqués, R., Martín, F., & Sorolla, M. (2004). Effective negative-/spl epsiv/stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators. *IEEE microwave and wireless components letters*, *14*(6), 280-282.

[7] Indian Institute of Technology Bombay. (s.d.). *Virtual Electromagnetics Laboratory – Microstrip Patch Antenna* (contribution de Ruturaj Rao, sous la direction du Prof. S. V. Kulkarni, Electrical Department).

[8] Khan, I., Wu, Q., Ullah, I., Rahman, S. U., Ullah, H., & Zhang, K. (2022). Designed circularly polarized two-port microstrip MIMO antenna for WLAN applications. *Applied sciences*, *12*(3), 1068.

[9] Moussa, F. Z., Belhadef, Y., & Ferouani, S. (2023). *Design of miniature circular microstrip patch antenna based on metamaterial for Wi-Fi 5 and Wi-Fi 6 applications*. *Telecommunications and Radio Engineering, 82*(7), 27–42.

[10] Dey, A., Ghatak, R., & Poddar, D. R. (2019). Design of compact circularly polarized microstrip antennas for ISM band applications. *Microwave and Optical Technology Letters, 61*(12), 2738–2744.

[11] Shinde, J. P., Kumar, R., & Uplane, M. D. (2013). Circular polarization in defected hexagonal-shaped microstrip antenna. *Wireless Personal Communications, 75*(2), 843–856.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce mémoire porte sur la conception, la simulation et l'optimisation d'antennes microrubans miniaturisées à polarisation circulaire, destinées aux applications Wi-Fi fonctionnant dans les bandes de fréquences 2,4 GHz et 5,8 GHz. L'objectif principal est de proposer des structures compactes tout en maintenant des performances électromagnétiques satisfaisantes, notamment en termes d'adaptation d'impédance, de bande passante, de gain et de rapport axial.

Dans ce cadre, différentes structures d'antennes microrubans de géométries triangulaire et carrée ont été étudiées. La polarisation circulaire est obtenue grâce à des techniques géométriques telles que la troncature des coins et l'introduction de fentes. Afin de réduire l'encombrement des antennes, plusieurs techniques de miniaturisation ont été mises en œuvre, notamment les structures DGS et les résonateurs en anneaux fendus (SRR), issus des métamatériaux.

Le premier chapitre est consacré aux bases théoriques des antennes microrubans, en présentant leurs principes de fonctionnement, leurs mécanismes de rayonnement, ainsi que les notions fondamentales liées à la polarisation circulaire et aux paramètres caractéristiques des antennes.

Le deuxième chapitre traite des principales techniques de miniaturisation des antennes. Il passe en revue les approches les plus répandues dans la littérature, en accordant une attention particulière aux métamatériaux ainsi qu'aux structures à surface de masse défectueuse (DGS – Defected Ground Structure). Les principes physiques à ces techniques sont détaillés, et leur impact sur les performances des antennes, notamment en termes de réduction de taille et d'amélioration du comportement électromagnétique, est également étudié.

Le troisième chapitre regroupe les étapes de conception, de simulation et d'optimisation des structures d'antennes proposées. Il décrit les différentes configurations géométriques étudiées ainsi que les résultats obtenus à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. L'analyse des performances porte sur des paramètres essentiels tels que le coefficient de réflexion S11, le gain, le diagramme de rayonnement et le rapport axial. L'impact des techniques de

miniaturisation est également évalué, montrant une réduction significative de la surface pouvant atteindre 43 %, tout en conservant des performances globalement satisfaisantes.

Une étude comparative avec les travaux de la littérature est également réalisée afin de valider l'efficacité et la pertinence des solutions proposées. Les résultats obtenus montrent que les antennes développées constituent des solutions adaptées aux contraintes de miniaturisation et de performance imposées par les systèmes de communication modernes.

Les résultats de simulation confirment que les techniques utilisées permettent d'améliorer ou de maintenir les performances électromagnétiques malgré la réduction de taille, notamment en termes de gain, de bande passante et de qualité de polarisation circulaire.

En perspective, ce travail pourrait être enrichi par la réalisation et la caractérisation expérimentale des structures proposées afin de valider davantage les résultats de simulation. De plus, une optimisation multi-objectif des performances ainsi que l'exploration d'autres techniques de miniaturisation pourraient être envisagées afin d'améliorer encore les performances des antennes