

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة

Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا

Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك

Département d'Électronique



Mémoire de Master

Filière Télécommunication

Spécialité Réseaux et Télécommunication

présenté par

DRIOUECH Selma

BOULILA Maroua

Antenne reconfigurable à base de Méta-matériaux

Proposé par : Pr.DJABARI Mustapha

Année Universitaire 2019-2020

Remerciements

Au terme de cette étude, nous tenons à présenter nos sincères remerciements au bon dieu de nous avoir accordé la connaissance de la science et de nous voir aidé à réaliser ce modeste travail.

Nous remercions le Prof. **Djebari Mustapha**, chef de département d'électronique à l'Université Saad Dahlab Blida 1 d'avoir accepté de nous encadrer. Votre gentillesse extrême, vos qualités humaines et professionnelles, ainsi que votre compréhension à l'égard des étudiants, nous inspirent une grande admiration et un profond respect, Qu'ALLAH protège votre Famille.

Nous remercions le Doctorant **Abdelhak Kedjar** pour votre compétence pratique, votre patience et disponibilité et surtout vos judicieux conseils.

Nos remerciements s'adressent aussi à notre responsable de Master, le **Monsieur bensebti** et à tous nos enseignants.

Enfin, nous remercions tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail.

Monsieur, le Président et les membres du jury, nous sommes très sensibles à l'honneur que vous nous faites en acceptant de juger ce travail.

A mes très chers parents

A ceux que j'aime le plus au monde, A ceux qui m'ont tout donné sans compter. Vous avez été pour moi tout au long de mes études le plus grand symbole d'amour de dévouement qui n'a ni cessé ni diminué.

En ce jour, j'espère réaliser l'un de vos rêves, et j'espère ne jamais vous décevoir, ni trahir votre confiance.

Que dieu vous garde et procure santé, bonheur, et longue vie pour que vous demeuriez le flambeau illuminant le chemin de vos enfants maman.

Que le bon dieu accueille mon père dans son vaste paradis.

A mes très chères sœurs Yasmina et Fouzia

Vous m'avez toujours soutenue dans les moments difficiles. Vos affections n'ont d'égale que vos gentilleses.

Avec mon grand amour, je vous dédie ce travail en vous souhaitant beaucoup de bonheur et des avenir pleins de joie.

A mon très cher frère Rafik

Avec mon grand amour, je vous dédie ce travail en vous souhaitant beaucoup de bonheur et des avenir pleins de joie.

A toute ma famille

Je vous dédie ce travail en vous souhaitant tout le bonheur du monde.

A mes amis (es) et ceux qui me sont chers : Selma, Sara, Manel , Safa , Nada , Naziha et les étudiants de ma promotion

Je vous dédie ce travail avec mes sentiments les plus sincères, en mémoire de tous les moments agréables vécus ensemble.

Maroua

Je dédie ce travail

A l'homme de ma vie, mon exemple éternel, mon soutien moral et source de joie et de bonheur, celui qui s'est toujours sacrifié pour me voir réussir, **à toi mon père.**

A la lumière de mes jours, la source de mes efforts, la flamme de mon cœur, ma vie et mon bonheur ; **maman que j'adore.**

En témoignage, je t'offre ce modeste travail pour te remercier pour tes sacrifices et pour l'affection dont tu m'as toujours entourée.

A mes très chères frères Abd ElKarim et Abd Elhafid

Votre encouragement, affection et votre spontanéité de cœur me sont très chers.

Que dieu vous protège et vous offre un avenir plein du succès, du bonheur, et de santé.

Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui étaient toujours à mes côtés, et qui m'ont accompagnaient durant mon chemin d'études supérieures, mes aimables amis, collègues d'étude, et frères de cœur,

et vous dédie ce travail avec mes sentiments les plus sincères, en mémoire de tous les moments agréables vécus ensemble.

Selma

ملخص: تقدم أطروحة الماجستير هذه تصميمًا وتحليلًا لهوائي رقعة قابل لإعادة التشكيل بتردد واسع النطاق قائم على المواد الخام.

بعد تقديم نظرة عامة على المواد الخام والهوائيات المستوية وآلية عملها وعلى الهوائيات القابلة لإعادة التشكيل، اقترحنا هوائيًا يوفر إعادة تشكيل التردد من خلال تقديم سلوك النطاق العريض / متعدد النطاقات ويغطي معايير لاسلكية متنوعة مثل مثل GPS و GSM 1900 و WCDMA و Bluetooth و LTE و Wi-Fi و WiMAX و WLAN. تتوافق خصائص الإشعاع مثل الكسب والكفاءة وأنماط الإشعاع عبر جميع نطاقات العمل.

أخيرًا، قدمنا وعلقنا وفسرنا نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها والتي أثبتت كفاءة الهوائي المصمم.

كلمات المفاتيح: هوائي؛ المواد الخام؛ إعادة تشكيل؛ الكسب

Résumé : Ce mémoire de master présente une conception et analyse d'une antenne patch reconfigurable en fréquence large bande à base de métamatériaux.

Après avoir donné aperçu sur les métamatériaux, les antennes planaires, le mécanisme de leur fonctionnement et sur les antennes reconfigurables, nous avons proposé une antenne qui peut être reconfigurée en fréquence en présentant un comportement à large bande / multibande et couvre diverses normes sans fil telles que GPS, GSM 1900, WCDMA, Bluetooth, LTE, Wi-Fi, WiMAX et WLAN. Les caractéristiques de rayonnement telles que le gain, l'efficacité et les diagrammes de rayonnement sont cohérentes dans toutes les bandes de travail.

Finalement, nous avons présenté, commenté et interprété les résultats de simulation obtenus qui ont prouvé l'efficacité de l'antenne conçue.

Mots clés : Antenne, Méta-matériaux, Reconfigurable, gain.

Abstract: This master's thesis presents a design and analysis of a patch antenna reconfigurable in broadband frequency based on metamaterials.

After having given an overview on metamaterials, planar antennas, the mechanism of their functioning and on reconfigurable antennas, we proposed an antenna which can be reconfigured in frequency by presenting a broadband / multiband behavior and covers various wireless standards such as GPS, GSM 1900, WCDMA, Bluetooth, LTE, Wi-Fi, WiMAX and WLAN. Radiation characteristics such as gain, efficiency, and radiation patterns are consistent across all working bands.

Finally, we presented, commented and interpreted the simulation results obtained which proved the efficiency of the designed antenna.

Keywords: Antenna, Meta-materials, Reconfigurable, gain

Listes des acronymes et abréviations

| | |
|---------|---|
| BP | Bande Passante. |
| CSRR | Compliment Split Ring Resonator. |
| CMS | Composant Monté en Surface. |
| CST | Computer Simulation Technology. |
| CST MWS | Computer Simulation Technology MicroWave Studio. |
| DNG | Double Négative Materials. |
| dB | Decibel. |
| EBG | Electromagnetic Band Gap. |
| FIT | Finite Integration Technique. |
| GHZ | Gigahertz. |
| GND | Ground (plan de masse). |
| LHM | Left Handed Material (matériaux main gauche). |
| MG | milieu Main Gauche. |
| MMIC | Microwave Monolithic Integrated Circuit. |
| MEMS | Microelectromechanical systems (systèmes microélectromécaniques). |
| PBA | Perfect Boundary Approximation. |
| PEC | Perfect Electric Conductor (conducteur Parfait). |
| PMC | Perfect Magnetic Conductor. |
| PIFA | Planar Inverted-F Antenna. |
| PIN | Positive Intrinsic Negative diode. |
| RAF | Résonateur en Anneau Fendu (SRR : Split Ring Resonator). |
| RF | Radio Fréquence. |
| SHI | Surface Haute Impédance. |
| SNR | Signal to Noise Ratio (Rapport signal sur bruit). |
| THz | Téra Hertz. |
| TE | Transverse Electrique. |
| TM | Transverse Magnétique. |
| ULB | Ultra Large Bande (UWB : Ultra Wide Band). |
| UC | Unit Cell (motif élémentaire). |
| WLAN | Wireless Local Area Network. |

WIFI

Wireless-Fidelity.

2D et 3D

Deux et trois dimensions.

Liste des symboles

| | |
|-----------------|--|
| ζ | Conductivité. |
| β | Constante de phase. |
| C | Condensateur. |
| λ | Longueur d'onde dans le vide. |
| μ | Perméabilité magnétique. |
| μ_0 | Perméabilité magnétique du vide. |
| μ_r | Perméabilité relative. |
| ε_0 | permittivité relative. |
| ε | Permittivité diélectrique. |
| γ | Constante de propagation. |
| \vec{E} | Champ électrique. |
| \vec{H} | Champ magnétique. |
| L | Longueur. |
| L_{eff} | Longueur effective. |
| h | Epaisseur du substrat diélectrique. |
| S_{11} | Coefficient de réflexion (valeur linéaires). |
| Γ | Coefficient de réflexion (rapport d'onde stationnaire VSWR). |
| W | Largeur. |
| Z_{in} | Impédance d'entrée d'antenne. |
| Z_0 | Impédance caractéristique de la ligne. |
| \vec{K} | vecteur d'onde. |
| n | Indice de réfraction. |
| c | Célérité de la lumière. |

Liste des figures

| | | |
|----------------------|---|-----------|
| Figure 1.1 : | Diagrammes (ϵ, μ) et d'indices de réfraction des milieux homogènes | 06 |
| Figure 1.2 : | Système des vecteurs ($\vec{E}, \vec{H}, \vec{K}$) pour une électromagnétique :a) milieu conventionnel. b) milieu main-gauche | 08 |
| Figure 1.3 : | Tiges métalliques | 10 |
| Figure 1.4 : | Les SRR proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative | 11 |
| Figure 1.5 : | Anneaux métalliques doubles fendus | 12 |
| Figure 1.6 : | Variation de la perméabilité effective en fonction de la pulsation..... | 13 |
| Figure 1.7 : | Association d'un réseau de tiges avec des SRRs périodiques... | 14 |
| Figure 2.1 : | Antenne microruban | 19 |
| Figure 2.2 : | Formes des éléments rayonnants | 20 |
| Figure 2.3 : | Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire | 21 |
| Figure 2.4 : | Polarisation de l'onde électromagnétique | 24 |
| Figure 2.5 : | Antenne imprimée alimentée par ligne micro-ruban | 25 |
| Figure 2.6 : | Antenne imprimée alimentée par sonde coaxiale | 26 |
| Figure 2.7 : | Antenne imprimée alimentée par fente | 27 |
| Figure 2.8 : | Antenne imprimée alimentée par proximité | 27 |
| Figure 2.9 : | Antenne patch circulaire alimenté par une ligne microruban simple | 29 |
| Figure 2.10 : | Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB..... | 32 |
| Figure 2.11 : | Diverses techniques pour concevoir des antennes reconfigurables..... | 35 |
| Figure 2.12 : | Le circuit d'une diode équivalent dans les états ON et OFF..... | 36 |
| Figure 2.13 : | Le symbole et le circuit équivalent d'une diode varactor | 38 |
| Figure 2.14 : | Commutateur MEMS | 38 |

| | | |
|----------------------|---|-----------|
| Figure 2.15 : | Schéma des types d'antennes reconfigurables | 40 |
| Figure 3.1 : | Représentation d'une cellule élémentaire du RAF circulaire..... | 46 |
| Figure 3.2 : | Réflexion et transmission du RAF circulaire. H selon l'axe z..... | 47 |
| Figure 3.3 : | La partie réelle de perméabilité effective..... | 47 |
| Figure 3.4 : | Représentation d'une unité de cellule du RAF carré..... | 48 |
| Figure 3.5 : | Réflexion et transmission du RAF carré. H selon l'axe z..... | 48 |
| Figure 3.6 : | La partie réelle de perméabilité effective..... | 48 |
| Figure 3.7 : | Géométrie de l'antenne de base étudiée..... | 49 |
| Figure 3.8 : | Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne de base..... | 50 |
| Figure 3.9 : | Géométrie de l'antenne optimisée..... | 51 |
| Figure 3.10 : | Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne optimisée..... | 51 |
| Figure 3.11 : | Géométrie de l'antenne étudiée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous..... | 52 |
| Figure 3.12 : | Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne de base..... | 53 |
| Figure 3.13 : | Géométrie d'antenne de base avec fente sur le plan de masse. | 54 |
| Figure 3.14 : | S_{11} de l'antenne de base avec fente sur le plan de masse..... | 55 |
| Figure 3.15 : | Représentation des diagrammes de rayonnement d'antenne de base avec fente sur le plan de masse aux fréquences (a) f_1 = 1 GHz ; (b) $f_2 = 5.5$ GHz ; (c) $f_3 = 10$ GHz..... | 56 |
| Figure 3.16 : | Géométrie de l'antenne annulaire avec CSRR..... | 56 |
| Figure 3.17 : | Géométrie de CSRR..... | 57 |
| Figure 3.18 : | S_{11} en (dB) de l'antenne annulaire avec CSRR..... | 57 |
| Figure 3.19 : | Représentation des diagrammes de rayonnement d'antenne de base avec fente sur le plan de masse aux fréquences (a) f_1 = 1 GHz; (b) $f_2 = 5.5$ GHz; (c) $f_3 = 10$ GHz | 58 |
| Figure 3.20 : | Antenne ULB avec cellule unitaire..... | 59 |
| Figure 3.21 : | Coefficient de réflexion de l'antenne ULB..... | 60 |
| Figure 3.22 : | Représentation des diagrammes de rayonnement d'antenne de base avec fente sur le plan de masse aux fréquences (a) f_1 = 1 GHz ; (b) $f_2 = 5.5$ GHz ; (c) $f_3 = 10$ GHz..... | 61 |

| | | |
|----------------------|--|-----------|
| Figure 3.23 : | Antenne ULB reconfigurable avec deux cellules unitaires à base des diodes PIN..... | 62 |
| Figure 3.24 : | L'évolution du coefficient de réflexion correspondant à l'état OFF-OFF..... | 63 |
| Figure 3.25 : | Représentation des diagrammes de rayonnement d'antenne de base avec fente sur le plan de masse aux fréquences (a) $f_1 = 1$ GHz ; (b) $f_2 = 5.5$ GHz ; (c) $f_3 = 10$ GHz..... | 64 |
| Figure 3.26 : | L'évolution du coefficient de réflexion correspondant à l'état ON-ON..... | 65 |
| Figure 3.27 : | Représentation des diagrammes de rayonnement d'antenne de base avec fente sur le plan de masse aux fréquences (a) $f_1 = 1$ GHz ; (b) $f_2 = 5.5$ GHz ; (c) $f_3 = 10$ GHz | 66 |
| Figure 3.28 : | L'évolution du coefficient de réflexion correspondant à l'état ON-OFF..... | 67 |
| Figure 3.29 : | Représentation des diagrammes de rayonnement d'antenne de base avec fente sur le plan de masse aux fréquences (a) $f_1 = 1$ GHz ; (b) $f_2 = 5.5$ GHz ; (c) $f_3 = 10$ GHz..... | 68 |
| Figure 3.30 : | L'évolution du coefficient de réflexion correspondant à l'état OFF-ON..... | 69 |
| Figure 3.31 : | Représentation des diagrammes de rayonnement d'antenne de base avec fente sur le plan de masse aux fréquences (a) $f_1 = 1$ GHz ; (b) $f_2 = 5.5$ GHz ; (c) $f_3 = 10$ GHz..... | 70 |

Liste des tableaux

| | | |
|----------------------|--|-----------|
| Tableau 2.1 : | Comparaison entre les différentes techniques d'alimentation... | 30 |
| Tableau 3.1 : | Paramètres géométriques de l'antenne de base..... | 53 |
| Tableau 3.2 : | Dimensions optimisées de la fente..... | 54 |
| Tableau 3.3 : | Paramètres de CSRR..... | 57 |
| Tableau 3.4 : | les valeurs optimales de la cellule unitaire..... | 59 |
| Tableau 3.5 : | différents états des diodes PIN..... | 63 |

Table des matières

| | |
|---|-----------|
| Introduction générale..... | 01 |
| Chapitre 01 : Généralité sur les métamatériaux..... | 03 |
| 1.1.Introduction..... | 03 |
| 1.2. Historique..... | 04 |
| 1.3. Définition des métamatériaux..... | 04 |
| 1.3.1. Littérature et vocabulaire des métamatériaux..... | 05 |
| 1.4. Classification des Métamateriaux..... | 06 |
| 1.5. Définition de matériau main gauche..... | 07 |
| 1.6. Les Metamatériaux à indice de réfraction négatif..... | 09 |
| 1.7. Métamateriaux avec permittivité et / ou perméabilité négative..... | 09 |
| 1.7.1. Métamateriaux avec permittivité négative..... | 09 |
| 1.7.2. Métamateriaux avec perméabilité négative | 11 |
| 1.7.3. Métamatériaux doublement négatifs « DNG »..... | 13 |
| 1.8. Applications des métamateriaux..... | 14 |
| 1.8.1. Technologies de l'information et de la communication..... | 14 |
| 1.8.2. télécommunication spatial..... | 15 |
| 1.8.3. Domaine des antennes..... | 15 |
| 1.9. Conclusion..... | 16 |
| Chapitre 02 : Antenne reconfigurable..... | 17 |
| 2.1. Introduction..... | 17 |
| 2.2. Généralité sur les antennes imprimées..... | 18 |
| 2.2.1. Historique..... | 18 |
| 2.2.2. Antenne..... | 18 |
| 2.2.3. Définition et structure d'une antenne imprimée..... | 19 |
| 2.2.4. Mécanisme de rayonnement de l'antenne patch..... | 20 |
| 2.2.5. Les caractéristiques des antennes imprimées..... | 21 |
| A. Coefficient de réflexion..... | 22 |
| B. Impédance d'entrée..... | 22 |
| C. Impédance caractéristique | 22 |
| D. Rendement de l'antenne..... | 23 |
| E. Bande passante..... | 23 |
| F. Le gain..... | 23 |

| | |
|--|-----------|
| G. Angle d'ouverture..... | 24 |
| H. Polarisation..... | 24 |
| 2.2.6. Techniques d'alimentation..... | 24 |
| A. Alimentation par contact..... | 25 |
| B. Alimentation par proximité..... | 26 |
| 2.2.7. Avantages et limitation des antennes patches..... | 28 |
| 2.2.8. Modélisation des antennes patch..... | 28 |
| 2.2.9. Technologie Ultra Large Bande..... | 31 |
| A. Comparaison systeme ULB / systeme a bande étroite..... | 31 |
| B. Caractéristiques principales et avantages de l'Ultra Large Bande... | 32 |
| C. Inconvénients de l'ULB..... | 33 |
| 2.3. Antenne reconfigurable..... | 33 |
| 2.3.1. Introduction | 33 |
| 2.3.2. Définition d'une antenne reconfigurable..... | 34 |
| 2.3.3. Les techniques de reconfigurabilité..... | 35 |
| A. Les diodes | 36 |
| B. MEMS | 38 |
| C. Utilisation des transistors FET..... | 39 |
| D. Commutateur optique..... | 39 |
| E. Matériaux agiles..... | 39 |
| 2.3.4. Classification des antennes reconfigurable..... | 40 |
| 2.3.5. Antenne reconfigurable en fréquence..... | 40 |
| 2.3.6. Avantages et inconvénients d'une antenne reconfigurable..... | 41 |
| 2.4. Conclusion..... | 43 |
| Chapitre 3 : Résultats de simulation..... | 44 |
| 3.1. Introduction..... | 44 |
| 3.2. Unité de cellule élémentaire de résonateur en anneau fendu..... | 45 |
| 3.2.1. RAF circulaire..... | 45 |
| 3.2.2. RAF carré..... | 47 |
| 3.3. Exemple d'un modèle à base de métamatériaux..... | 49 |
| 3.4. Étude et conception d'une antenne de base ULB | 52 |
| 3.4.1. Ajout d'une fente rectangulaire dans le plan de masse..... | 54 |
| 3.5. Conception d'une antenne avec CSRR Ultra Large Bande..... | 56 |
| 3.6. Etude et conception d'une antenne ULB avec cellule unitaire..... | 59 |

| | |
|---|-----------|
| 3.7. Antenne ULB reconfigurable avec deux cellules unitaires à base des diodes PIN..... | 62 |
| 3.8. Conclusion..... | 71 |
| Conclusion générale..... | 72 |
| Bibliographie..... | 73 |

Introduction générale

Le développement rapide des systèmes des télécommunications a permis la création et l'innovation des plusieurs technologies. D'une part il y a une tendance vers la miniaturisation des composants liés aux dispositifs mobiles, d'autre part, il y a une demande croissante concernant le transfert des données rapides, qui exige alternativement des composants à large bande et à multi bandes. Ces deux contraintes contradictoires doivent être soulevées avec des solutions peu coûteuses, et fournissant un rendement élevé [1].

Alors l'apparition de la nouvelle classe des matériaux, connus sous le nom «métamatériaux» est arrivé à répondre à ces besoins. Les matériaux électromagnétiques artificiels avec la constante diélectrique et la perméabilité effective négatives, au moins dans une certaine bande de fréquence, forment un nouveau concept électromagnétique. L'indice de réfraction effectif négatif est une propriété électromagnétique intéressante pour un milieu et fournit de nouveaux effets électromagnétiques [2].

L'objectif de ce mémoire est de comprendre et de mettre en évidence les propriétés intéressantes de structures de MTM en vue d'applications aux antennes. Il s'agit aussi d'étudier des cellules métamatériaux ayant une perméabilité négative tel que les SRR (RAF's circulaire et carré), de faible encombrement et de performances élevées qui s'intègrent facilement aux systèmes de télécommunications ULB. Dans cette bande de fréquences, se situent des applications aux communications spatiales ainsi que de nombreuses applications commerciales et scientifiques : la télévision par satellite, en géodésie (pour les applications océanographiques TOPEX), en météorologie (les radars polar métriques) ou en radioastronomie [3].

Ce mémoire se divise en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art des métamatériaux. Nous présentons en premier lieu l'historique, ensuite nous présentons leurs définitions, leurs classifications, les principales caractéristiques telles que la perméabilité et la permittivité négatives. Pour clôturer ce chapitre, un ensemble d'applications de métamatériaux, dans les domaines d'optique et micro-onde (particulièrement à l'antenne plane), est exploré.

Le second chapitre expose deux parties, la première partie est consacrée à la présentation d'un état de l'art sur les antennes multi-bandes et large bande auxquelles nous donnons des définitions et les différentes techniques employées pour l'obtention d'antennes large bande / ou multi-bandes. Dans la deuxième partie, nous présentons la technologie de la reconfiguration en fréquence ainsi que ses différentes techniques et types.

Le dernier chapitre de ce mémoire s'intéresse dans la première partie à la présentation d'un deux modèles de RAF, puis nous allons présenter modèle à base de métamatériaux afin de montrer l'avantage de ce dernier, ensuite dans la deuxième partie on va proposer d'autres structures avec des cellules unitaires en introduisant des composants actifs (diode PIN) pour voir la reconfiguration de la fréquence.

Enfin notre travail s'achève par une conclusion générale.

Chapitre 1 : Généralité sur les métamatériaux

1.1. Introduction

Depuis plus d'une décennie, on observe une activité scientifique croissante traitant de matériaux aux propriétés fabriquées et non existant dans la nature. Une part importante de ces travaux est notamment dédiée à l'étude des métamatériaux [1]. Le préfixe "méta" signifie "au-delà de" en grec [2]. Les métamatériaux sont donc des matériaux ayant des propriétés "au-delà" de ce que l'on peut espérer observer dans des matériaux naturels [3].

Le terme de métamatériau a été introduit par J. B. Pendry en 1999. Il désigne un matériau artificiel, avec en général une répétition périodique structurée à une échelle inférieure à la longueur d'onde de travail, afin d'obtenir des propriétés singulières, autrement dit des propriétés qui ne sont pas accessibles à partir de matériaux homogènes [1]. La caractéristique la plus intéressante est la possibilité de contrôler ou de modifier la permittivité et la perméabilité du matériau pour obtenir un comportement adapté à une application spécifique.

Les métamatériaux sont utilisés pour améliorer les performances des antennes, des filtres et des coupleurs, Leur principal avantage est la miniaturisation des dispositifs grâce à un indice de réfraction assez facilement ajustable qui peut même être négatif à certaines fréquences [4].

Les paramètres électromagnétiques fondamentaux décrivant l'interaction onde matière sont la permittivité électrique et la perméabilité magnétique ; les métamatériaux permettent par exemple d'atteindre, selon les structures proposées et les gammes de fréquence visées, des valeurs extrêmes de la permittivité, soit inhabituellement grandes, soit au contraire proches de zéro [2].

1.2. Historique

L'histoire de métamatériaux commença en 1967 quand le physicien V. Veselago se demanda, d'un point de vue conceptuel, quelles propriétés auraient un matériau dont la permittivité et la perméabilité seraient négatives dans la même gamme de fréquence, après l'étude théorique certaines propriétés ont été prévues par V. Veselago dans son article de 1967, Malheureusement cette étude est confrontée à une réalité physique c'est-à-dire un tel matériau n'existe pas dans la nature, ce qui rendra la démonstration expérimentale de ses propriétés prédictibles impossible [4].

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

- 1996 : Pendry montre théoriquement qu'il est possible d'obtenir des perméabilités négatives ($\mu < 0$).
- 1999 : Pendry montre qu'il est possible d'obtenir des perméabilités négatives ($\mu < 0$) à partir d'un élément artificiel connu sous le nom de Résonateur en Anneau Fendu (RAF) dans une bande de fréquence étroite autour de sa fréquence de Résonance.
- 2000 : Smith montre théoriquement la faisabilité d'un méta matériau qui se compose d'un RAF couplés à un réseau de fils conducteurs verticaux.
- 2001 : Validation expérimentale de la réfraction négative par Smith.
- 2002 : Concept de lentille parfaite de Pendry.
- 2005 : Approche ligne de transmission par Caloz et Itoh.
- 2006 : Application métamatériaux : antenne, coupleur par J. Pendry et U. Leonhardt.

1.3. Définition des métamatériaux

Par définition, les métamatériaux sont des matériaux artificiels dont la structuration, à des échelles très inférieures aux longueurs d'onde de travail, permet de les assimiler à des matériaux homogènes [6].

Généralement les métamatériaux sont fabriqués à partir d'inclusions métalliques noyées dans un substrat diélectrique, ce qui leur confère une structure hétérogène. La représentation électromagnétique de ces milieux à partir d'une permittivité ϵ et d'une perméabilité μ effective, est limitée aux cas des cellules élémentaires dont les dimensions sont très largement inférieures à la longueur d'onde [1].

V. G. Veselago a montré théoriquement, dès 1967, qu'un milieu dont la permittivité et la perméabilité étaient simultanément négatives possédait un indice de réfraction négatif. Cet indice négatif provenait des propriétés de réfraction électromagnétique observées à l'interface entre un milieu à indice positif avec ($\epsilon_{r1}>0$ et $\mu_{r1}>0$) et un milieu tel que ($\epsilon_{r2}<0$ et $\mu_{r2}<0$).

En effet, lorsqu'on calcule l'indice à partir des paramètres ϵ_r et μ_r , deux solutions sont possibles lorsque $\epsilon_r<0$ et $\mu_r<0$ [3] :

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (1.1)$$

1.3.1. Littérature et vocabulaire des métamatériaux

Comme les métamatériaux présentent des structures qui ont montré un comportement inhabituel, les chercheurs les ont nommés « métamatériaux ». Cependant, beaucoup de chercheurs préfèrent éviter cette appellation, donc plusieurs synonymes de « métamatériaux » existent dans la littérature pour désigner ces structures. Elles se résument comme suit [7] :

- Matériaux main gauche (MMG) ou (left-handed materials LHM) : ce terme souligne l'une des propriétés fondamentales des métamatériaux, qui est l'opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe.
- Matériaux doublement négatif (double negative materials) : cette appellation mentionne les signes de la permittivité et la perméabilité du matériau. Ce terme ne peut pas donc être utilisé hors contexte.
- Matériaux à indice de réfraction négatif (negative refractive index materials) : ce terme décrit les matériaux 2D et 3D. Par contre, il ne peut être utilisé pour les matériaux 1D.

- Matériaux à onde inversée (backward wave materials) : ce terme souligne une autre propriété des métamatériaux, mais ne donne pas de réelle information sur la définition de ces structures car les ondes réfléchies peuvent être également visibles dans des structures classiques.
- Matériaux de Veselago (Veselago medium) : cette appellation ne donne aucune propriété physique du matériau mais elle rend hommage au scientifique considéré comme le père des métamatériaux.
- Matériaux à vitesse de phase négative (negative phase velocity medium) : ce terme est très peu utilisé par les scientifiques.

1.4. Classification des Métamatériaux

Cette classification est basée sur les différentes valeurs de la permittivité ϵ et de la perméabilité μ , et par conséquent sur les valeurs de l'indice de réfraction et de la constante de phase, définies par [5] :

$$n = \sqrt{\epsilon\mu} \quad (1.2)$$

$$\beta = \omega\sqrt{\epsilon\mu} \quad (1.3)$$

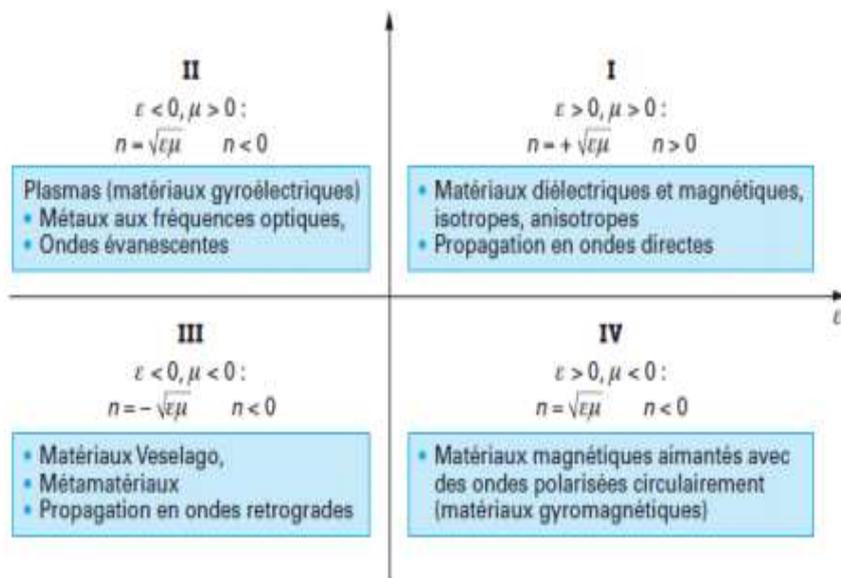


Figure 1.1. Diagramme permittivité(ϵ), perméabilité(μ) et indice de réfraction(n) [5].

Région I ($\epsilon > 0$, $\mu > 0$) : C'est la plus connue, où se situe l'ensemble des diélectriques et des magnétiques non-aimantés qu'ils soient isotropes ou anisotropes. Cette région peut comporter des milieux composites homogènes et gouvernée par des permittivités et des perméabilités complexes positives [7].

Région II ($\epsilon < 0$, $\mu > 0$) : L'indice est alors négatif. Cette région décrit principalement les plasmas fonctionnant en dessous de la fréquence de plasma électrique et les métaux aux fréquences optiques. C'est le domaine des milieux gyroélectriques, c'est-à-dire des plasmas électroniques où un champ magnétique transverse externe est appliqué. Le milieu devient anisotrope en permittivité [7].

Région III ($\epsilon < 0$, $\mu < 0$) : par contre aux trois autres régions qui correspondent à des milieux naturels existant dans la nature, cette région ne correspond à aucun milieu naturel. Ces "matériaux" ont pris le nom de "métamatériaux" [7].

Région IV ($\epsilon > 0$, $\mu < 0$) : C'est le domaine des matériaux magnétiques comme les ferrites qui sont aimantées par un champ magnétique externe ou interne dans le cas de hexaferrites. Ces milieux sont anisotropes (dites, aussi, composants gyromagnétiques) [7].

1.5. Définition de matériau main gauche

Le matériau main gauche MG (Left-Handed Material 'LHM') est un milieu électromagnétique possédant une perméabilité et une permittivité simultanément négatives. Ce terme main gauche vient du fait que le champ électrique \vec{E} , le champ magnétique \vec{H} et le vecteur d'onde forment un trièdre indirecte

(figure 1.2.b), en conséquence le vecteur de Poynting et le vecteur d'onde \vec{K} pointent dans des directions opposées, tandis que dans le milieu conventionnel, ces deux vecteurs sont dans la même direction, cela est dû au trièdre formé par les trois vecteurs précédents qui est direct (figure 1.2.a) [4].

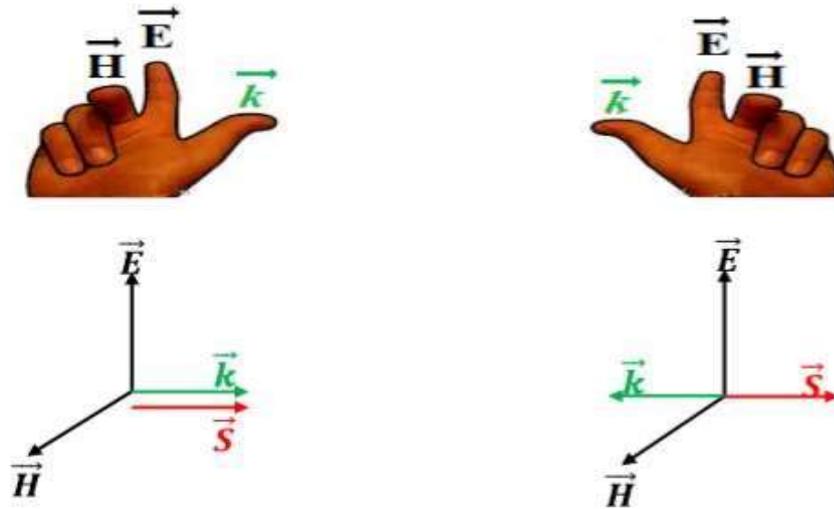


Figure 1.2 : Système des vecteurs $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$ pour une électromagnétique :a) milieu conventionnel. b) milieu main-gauche.

Les équations de Maxwell du premier ordre sont données par :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -i\omega\mu\vec{H} \quad (1.4)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = -i\omega\varepsilon\vec{E} \quad (1.5)$$

Pour une onde plane dans le milieu conventionnel dont la permittivité et la perméabilité sont positives les équations précédentes sont réduites à :

$$\vec{k} \times \vec{E} = -i\omega\mu\vec{H} \quad (1.6)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -i\omega\varepsilon\vec{E} \quad (1.7)$$

Cependant pour une permittivité et perméabilité simultanément négatives, les équations de Maxwell du premier ordre deviennent [4] :

$$\vec{k} \times \vec{E} = -i\omega\mu\vec{H} \quad (1.8)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = i\omega\varepsilon\vec{E} \quad (1.9)$$

1.6. Les Métamatériaux à indice de réfraction négatif

Nous nous restreignons dans cette partie à la sous-catégorie de métamatériaux qui a formé un des centres d'intérêt principaux de notre travail de mémoire : les métamatériaux à indice négatif qui ont été les premiers métamatériaux à avoir été imaginés et parmi les premiers à être fabriqués (dans la gamme micro-onde) [2].

Les premiers métamatériaux à indice négatif étaient composés d'un agencement de résonateurs électriques et magnétiques de dimensions millimétriques, résonant dans la gamme micro-onde. Depuis, de nombreuses équipes de recherche ont cherché à faire évoluer ces structures pour qu'elles fonctionnent dans d'autres gammes de fréquences, La gamme des fréquences visibles étant particulièrement visée puisque des applications d'imagerie sub-diffraction seraient une véritable révolution en physique, chimie, biologie et médecine [2].

1.7. Métamatériaux à permittivité et / ou perméabilité négative

1.7.1. Métamatériaux à permittivité négative :

À l'époque de Veselago, on connaissait déjà des matériaux à permittivité négative dans une gamme de fréquence donnée tels que les plasmas gazeux et les métaux. Dans ces matériaux la permittivité est négative pour des fréquences inférieures à la fréquence plasma (pour les métaux usuels, celle-ci se situe dans la gamme UV). Pour obtenir une permittivité négative dans la gamme micro-onde, on peut utiliser des "wire medium" comme proposé par Brown en 1953 et Rotman. Cette idée fut ensuite reprise par Pendry à la fin des années 90 puis utilisée pour la fabrication du premier métamatériau. On sait maintenant fabriquer des structures donnant une permittivité négative pour quasiment tout le spectre électromagnétique, à partir de tels milieux à fil soit à partir de structures plasmoniques [2].

L'élément de base constitué par un arrangement périodique des tiges métalliques peut avoir une permittivité négative, dans le domaine micro-ondes [1].

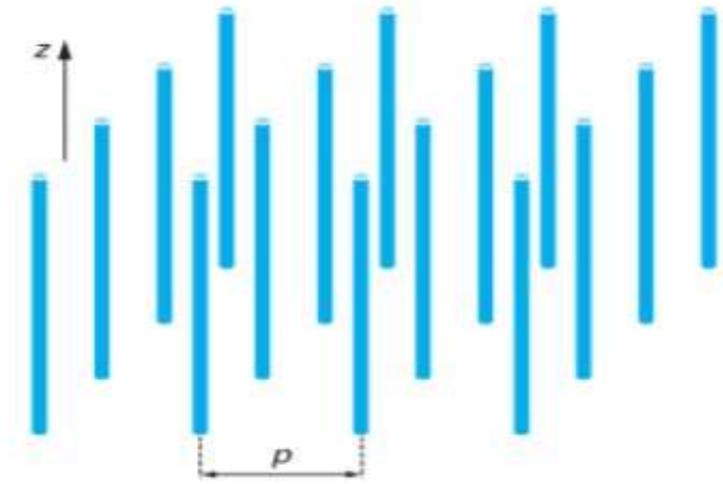


Figure 1.3 : Tiges métalliques [1].

La distance entre chaque cellule, p , est inférieure à la longueur d'onde des ondes guidées dans le milieu. De ce fait, on peut considérer le milieu fait de cet assemblage comme homogène, d'où le nom de métamatériaux (MTM). Si le champ électrique est parallèle à l'axe z des tiges, un courant induit est généré qui va créer un moment dipolaire électrique. Cet ensemble de tiges présente une permittivité dépendant de la fréquence qui s'exprime par la relation [1] :

$$\boldsymbol{\varepsilon}(\boldsymbol{\omega}) = \mathbf{1} - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + i\omega\zeta} \quad (1.10)$$

Où $\omega_{pe}^2 = \frac{2\pi c^2}{p^2 \ln(\frac{p}{a})}$: représente la fréquence de plasma électrique,

, $\zeta = \varepsilon_0 \left(\frac{p\omega_{pe}}{a}\right)^2 \frac{1}{\pi\sigma}$: représente le facteur d'amortissement du aux pertes dans

le métal, avec a : rayon des tiges, c : vitesse de la lumière, σ conductivité du métal, p distance entre les tiges.

$\text{Re}(\epsilon(\omega)) < 0$ pour $\omega < \omega_{pe}$: dans ce cas, nous avons un milieu à permittivité négative pour que la fréquence du plasma électrique soit supérieure à la fréquence d'excitation [1].

1.7.2. Métamatériaux avec perméabilité négative :

Ils ont proposé différents types de résonateurs en anneau fendu « RAF » ou en anglais Split Ring Resonator « SRR » sous plusieurs formes géométriques (carré, circulaire, oméga), Il s'agit de deux cercles métalliques ouverts imbriqués. Ils sont excités par un champ électromagnétique dont le champ magnétique est dirigé selon l'axe des cercles (Figure 1.4) [5].

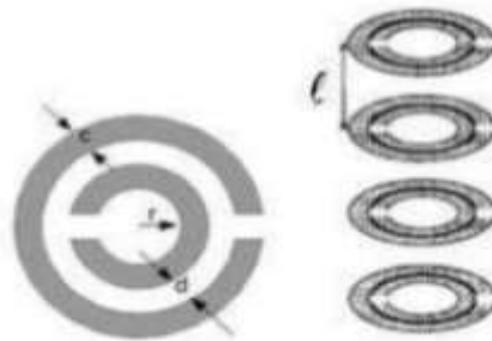


Figure 1.4 : Les SRR proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative [5].

La structure avec perméabilité négative ($\mu < 0$) décrite par Pendry est constituée d'un arrangement de résonateurs en anneaux fendus (Split Ring Resonator "SRR") (figure 1.5). Ces structures ont le pouvoir de présenter une perméabilité négative dans une bande de fréquence bien déterminée et ont une réponse similaire aux matériaux ferromagnétiques [5].

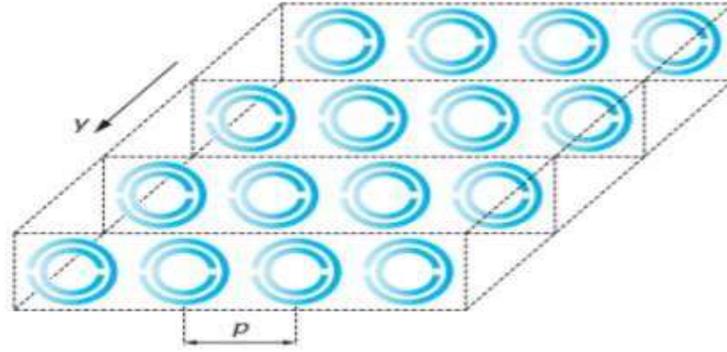


Figure 1.5 : Anneaux métalliques doubles fendus [1].

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

Si l'excitation de champ magnétique H est perpendiculaire au plan des anneaux ($H // y$), de façon à induire des courants dans la boucle de résonance et de générer des moments dipolaires magnétiques équivalents, la dépendance fréquentielle de la perméabilité suit un modèle de Lorentz donné par l'équation (1.11) [5].

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{F \omega^2}{\omega^2 - \omega_{om}^2 + j\omega\xi} \quad (1.11)$$

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{F \omega^2(\omega^2 - \omega_{om}^2)}{(\omega^2 - \omega_{om}^2)^2 + (\omega\xi)^2} + j \frac{F \omega^2(\omega^2 - \omega_{om}^2)}{(\omega^2 - \omega_{om}^2)^2 + (\omega\xi)^2} \quad (1.12)$$

$$\text{Ou } F = \pi \frac{a}{p}$$

a : est le rayon de petit anneau,

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

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

Dans le cas sans perte ($\xi \neq 0$), la perméabilité est négative lorsque : (figure1.6)

$$\omega_{om} < \omega < \frac{\omega_{om}}{1-F} \text{ tel que } \omega_{pm} = \frac{\omega_{om}}{1-F} \quad (1.13)$$

Où : ω_{pm} est la pulsation magnétique de plasma Ces fréquences peuvent s'écrire en fonction des paramètres géométriques des SRR à l'aide des équations [5] :

$$\omega_m = \sqrt{\frac{3LC_0^2}{\pi \ln\left(\frac{2C}{d}\right)r^3}} \quad (1.14)$$

$$\omega_{pm} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{\pi r^3}{a^2}}} \quad (1.15)$$

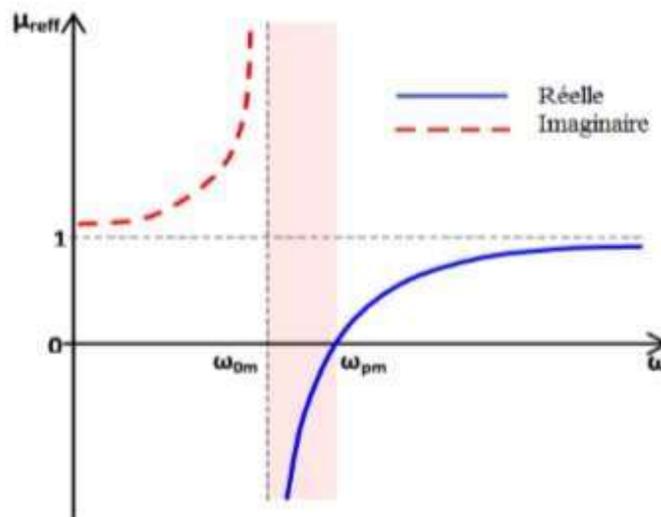


Figure 1.6 : Variation de la perméabilité effective en fonction de la pulsation [5].

1.7.3. Métamatériaux doublement négatifs « DNG »

L'association des deux structures, l'une qui présente une perméabilité négative (RAF), et l'autre qui présente une permittivité négative (réseau de tiges métalliques) forme un matériau pouvant être doublement négatif (DNG), c'est-à-dire affichant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives au niveau de la résonance des RAF. Le premier prototype de telle structure a été expérimentalement testé avec succès en 2000 par l'équipe de D.R. Smith et que nous présentons dans la figure (1.7) [1] :

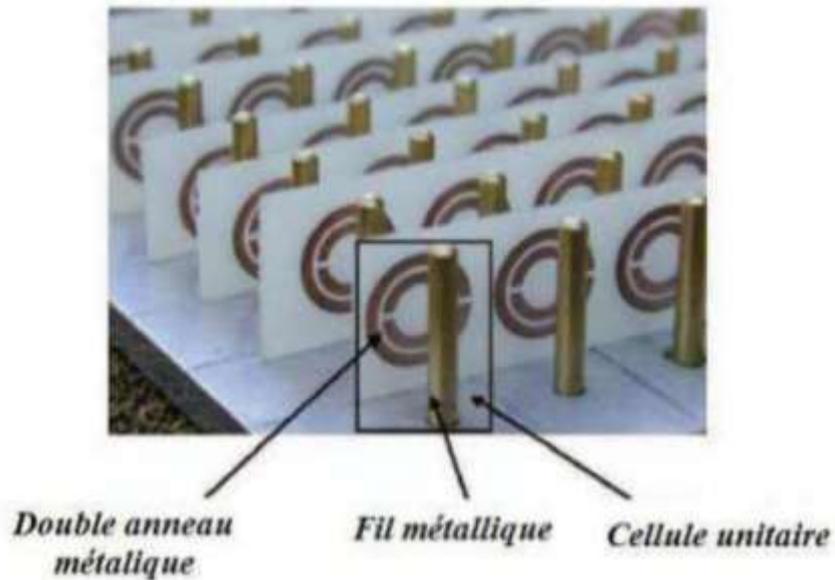


Figure 1.7 : Association d'un réseau de tiges avec des SRRs périodiques [5].

1.8. Applications des métamatériaux

De nombreuses applications ont été développées tout d'abord dans le domaine des fréquences centimétriques et millimétrique, puis dans celui de l'optique. Les principaux domaines où l'on attend de nouveaux produits pouvant intégrer des composants ou des systèmes à base de métamatériaux sont : les technologies de l'information et de la communication, le spatial, la défense et la sécurité, et les nanotechnologies.

1.8.1. Technologies de l'information et de la communication

Grâce à la possibilité de mieux contrôler et mieux maîtriser la propagation des ondes EM dans des matériaux de dimensions réduites, les métamatériaux sont envisagés comme de réels candidats pour les applications des micro-ondes. Les avantages escomptés de l'emploi des métamatériaux sont [1] :

- La miniaturisation des composants.
- Un meilleur contrôle des paramètres.
- Une opération multi-bande.

1.8.2. Télécommunication spatiale

Les systèmes de communication par satellite sont demandeurs de composants à taille réduite. Les métamatériaux peuvent fournir des possibilités avec des systèmes d'antennes miniaturisées avec des fonctionnalités augmentées et une réduction des coûts de fabrication [1].

1.8.3. Domaine des antennes

Les antennes constituent un maillon très important du segment radiofréquence. Depuis l'apparition pratique des Métamatériaux en 2001, les chercheurs ont proposé des structures d'antennes basées sur des motifs Métamatériaux et ceci dans le but d'améliorer ou de rendre configurable les performances par exemple : la taille, la fréquence de résonance, la bande passante, le gain, la polarisation et les diagrammes de rayonnement [5].

En 2000, Hansen et al ont publié une étude sur la conception d'antenne patch imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique. Ils ont démontré que l'utilisation de tels matériaux contribue fortement à la réduction de la taille électrique des antennes tout en conservant les mêmes propriétés de bande passante offerte par un matériau diélectrique ordinaire. Avec le développement de nouvelles cellules MMA et notamment les cellules magnétiques, une nouvelle étude a exploité le travail théorique pour proposer la réalisation d'une antenne PIFA imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique artificiel. Les auteurs ont prouvé par une caractérisation expérimentale la réduction de la taille de l'antenne PIFA MMA comparée à une antenne classique PIFA. On peut noter aussi un élargissement sensible de la bande passante de l'antenne suivant la même configuration. L'utilisation des cellules MMA pour la réduction de la taille du patch dans les antennes imprimées a été proposée dans plusieurs études [5].

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

une amélioration notable du gain de l'antenne par rapport à l'antenne sans radôme [5].

1.9. Conclusion

Ce chapitre introductif nous a permis d'évoquer l'historique de création de métamatériaux.

Dans la première partie, nous avons défini et situé les métamatériaux électromagnétiques dans une classification globale qui s'appuie sur les paramètres constitutifs qui sont la permittivité et la perméabilité.

Ensuite, dans la deuxième partie on a présenté les différents types de métamatériaux selon la perméabilité négative, permittivité négative ou les deux simultanément et les conditions pour obtenir ces paramètres négatifs.

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

Enfin, nous avons consacré la dernière partie de ce chapitre à différentes applications.

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

Chapitre 2 : Antenne reconfigurable

2.1. Introduction

D'après des années, les télécommunications sans fils connaissent une évolution très rapide dans tous les domaines de la vie quotidienne, cette évolution nécessite à utiliser des nouvelles technologies pouvant améliorer les performances des échanges de l'information, d'augmenter la couverture, d'améliorer la qualité de service pour les abonnés, par conséquent, d'augmenter d'avantage le nombre d'utilisateurs.

Les antennes imprimées sont les plus utilisées dans les systèmes des télécommunications à cause de leurs faibles poids, leurs coûts de réalisation et leurs capacités d'intégration aux différentes applications [8].

Le concept des antennes imprimées (antennes micro-ruban aussi connues sous l'appellation anglaise patch antenna) est apparu dans les années 1950. Le véritable développement ne s'est fait que dans les années 1970, en faisant apparaître les premières réalisations qui seront essentiellement réservées à des applications militaires. La technologie actuelle qui vise de plus en plus la miniaturisation des composants a permis de mettre en évidence l'importance et l'utilité des antennes imprimées dans la radiocommunication. Ce chapitre est divisé en deux parties nous présentons en premier lieu la description de la structure simplifiée des antennes imprimées (antennes patch), leurs avantages et limitations, leurs caractéristiques, en suite on se penche sur les différents types d'alimentation et les méthodes d'analyse de ces antennes [9].

Dans la deuxième partie nous focalisons sur les antennes reconfigurables, leurs différents types et techniques, ainsi que leurs avantages et inconvénients.

2.2. Généralité sur les antennes imprimées

2.2.1. Historique

L'idée d'un élément rayonnant à micro-ruban date de 1950. Il a été proposé par Deschamps. Quelques années plus tard en France Gutton et Baissinot ont breveté une antenne à base micro-ruban, à cause du manque des bons substrats la recherche a stagné pour une période de 15 ans. Mais le besoin d'une antenne mince pour l'industrie militaire et spatiale a réanimé le développement des antennes imprimées au début des années 1970. La structure planaire qui est constituée d'une plaque conductrice gravée sur un substrat diélectrique qui repose sur un plan de masse a été décrite par Byron, un peu plus tard Munson a réalisé la première antenne micro-ruban. En 1979 un colloque sur les antennes tenues au Mexique lance un intérêt international pour les antennes micro-ruban, plusieurs articles ont été proposés dans cette réunion. L'un des premiers livres qui définit les caractéristiques des antennes microruban a été écrit par Bahl et Bhartia [9].

2.2.2. Antenne

Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement (une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes), une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur [10].

L'antenne a plusieurs rôles dont les principaux sont les suivants [11] :

- Permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation.
- Assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées.
- Transmettre le plus fidèlement possible une information.

2.2.3. Définition et structure d'une antenne imprimée

Une antenne imprimée est généralement constituée d'un plan de masse, d'une ou plusieurs couches de substrat qui de permittivités ϵ_{ri} égales ou différentes.

Sur la surface, on a un élément rayonnant de géométrie quelconque (rectangulaire, circulaire, carrée...). Il existe plusieurs mécanismes d'excitations qui permettent d'avoir des diagrammes de rayonnements en polarisations linéaires ou circulaires [3].

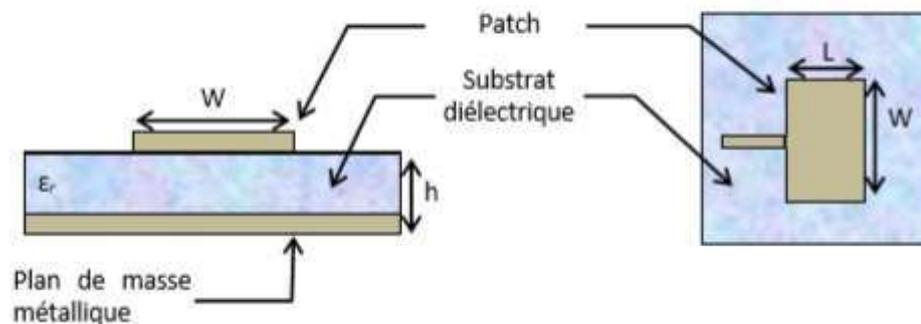


Figure 2.1 : Antenne microruban.

➤ **Plan de masse :**

Doit être théoriquement de dimension infinie mais en pratique celui-ci est plutôt, pour des raisons d'encombrement, de l'ordre de 3 ou 4 longueur d'onde. Il arrive cependant que celui-ci soit très réduit, ce qui bien évidemment modifie les caractéristiques de l'antenne initiale, parfois de manière très prononcée [8].

➤ **Substrat :**

Les caractéristiques du substrat conditionnent également le comportement de l'antenne. On choisit en général un diélectrique de faible hauteur vis-à-vis de la longueur d'onde λ d'utilisation (quelques $10/\lambda$), idéalement la permittivité relative du substrat doit être faible ($\epsilon_r \leq 3$) de façon à permettre le rayonnement, en évitant le confinement des champs dans la cavité comprise entre l'élément imprimé et le plan de masse [8].

➤ **Éléments rayonnants :**

Le patch est généralement fabriqué à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or, et il peut prendre n'importe quelle forme possible [13].

Les éléments rayonnants présentent différentes formes : carrée, rectangulaire, triangulaire, circulaire, elliptique ou d'autres formes plus complexes.

Les divers types d'éléments rayonnants les plus simples sont indiqués dans la figure 2.2 [8].

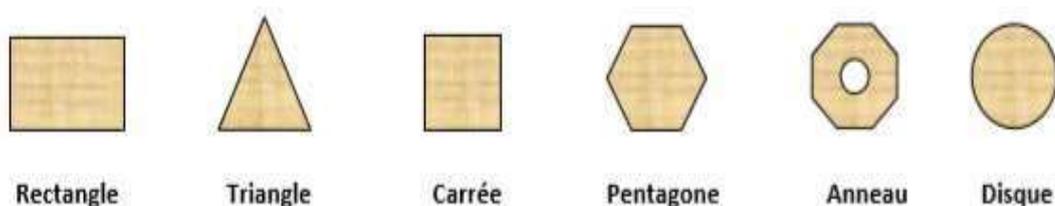


Figure 2.2 : Formes des éléments rayonnants.

Parmi toutes les formes des éléments rayonnants, le rectangle est le plus facile à modéliser pour la compréhension des mécanismes de rayonnement des antennes micro bandes [13].

2.2.4. Mécanisme de rayonnement de l'antenne patch :

La forme géométrique de l'antenne patch nous permet de mieux comprendre son mécanisme de rayonnement. L'onde électromagnétique qui se forme après l'excitation de la ligne d'alimentation va se propager tout au long pour rencontrer l'élément rayonnant qui est généralement plus large que la ligne. Dans ce cas, on a une distribution de charge qui va s'établir sur et sous l'élément et entre le plan de masse et substrat. La Figure 2.3 illustre ce phénomène [14].

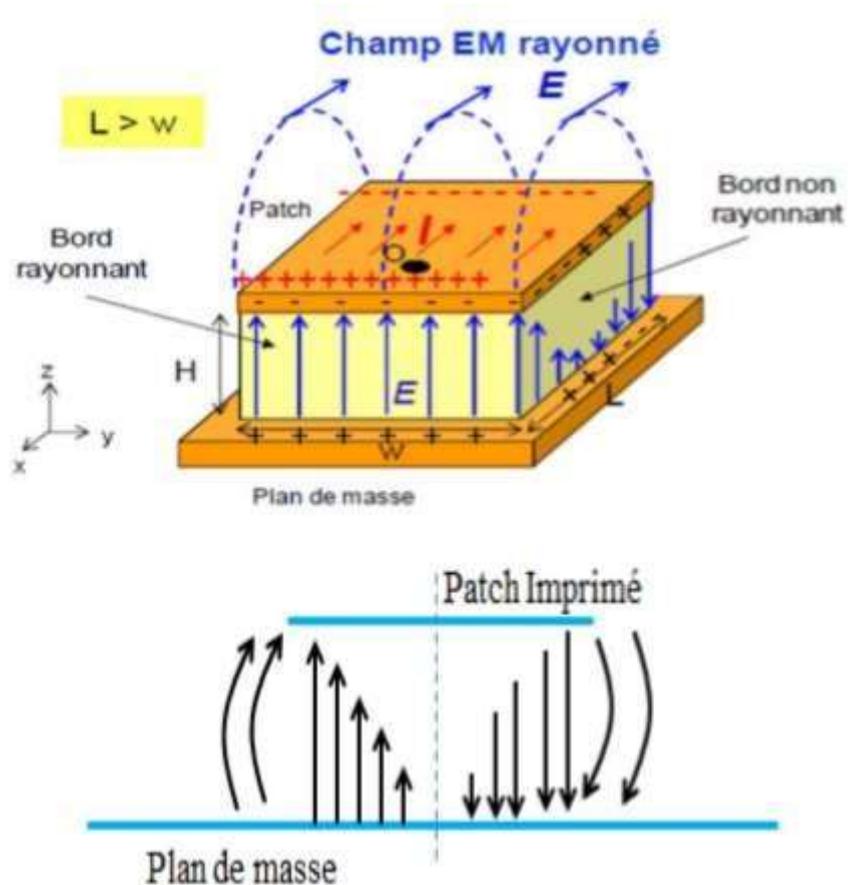


Figure 2.3 : Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire [15].

Le champ présent entre les bords du patch et le plan de masse va déborder et contribuer à générer le champ électromagnétique rayonné ; celui généré par les bords séparés par L étant maximum et en opposition de phase vont avoir tendance à s'additionner de manière constructive et optimale, et générer un rayonnement inscrit dans le plan YZ . Ces deux bords sont donc appelés fentes rayonnantes [15].

2.2.5. Les caractéristiques des antennes imprimées

Les paramètres électriques définissent l'antenne comme élément du circuit dans laquelle elle est connectée. Ils permettent d'évaluer la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation et, ainsi, de caractériser l'efficacité du transfert de puissance entre le système radioélectrique et le milieu de propagation. Plusieurs paramètres peuvent servir à cette caractérisation, nous définirons les principaux paramètres [8].

A. Coefficient de réflexion :

Le coefficient de réflexion S_{11} met en évidence l'absorption de l'énergie par l'antenne. C'est sur ce paramètre que l'on se base lors de l'optimisation [16].

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} = \frac{\text{onde réfléchie}}{\text{onde incidente}} \quad (2.1)$$

$$S_{11}(\text{dB}) = 10 \log \left| \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \right| \quad (2.2)$$

Z_e : Impédance d'entrée de l'antenne

Z_c : Impédance caractéristique de la ligne qui alimenté l'antenne ($Z_c = 50\Omega$).

Une antenne est un circuit résonnant qui a une impédance ramenée dont laquelle peut être égale à l'impédance caractéristique à cette fréquence de résonance.

Une antenne résonne si la partie imaginaire de son impédance d'entrée est nulle (Pratiquement on prend le minimum de la partie imaginaire) [8].

B. Impédance d'entrée :

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

$$: Z_{in} = Z_0 \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \quad (2.3)$$

Z_0 = impédance caractéristique de la ligne d'alimentation, en générale égale 50Ω [16].

C. Impédance caractéristique :

L'impédance caractéristique d'une ligne de transmission est une représentation d'une forme de perméabilité du milieu. Dans une ligne de transmission, elle correspond à l'impédance qu'on pourrait mesurer à ses bornes si elle avait une longueur infinie.

D. Rendement de l'antenne :

Le rendement de l'antenne est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne, soit :

$$\eta = \frac{P_r}{P_f} \quad (2.4)$$

Avec :

P_r : Puissance rayonnée

P_f : Puissance fournie.

Ce rapport caractérise la perte à l'intérieur de l'antenne [8].

E. Bande passante :

La bande passante en pourcent est donnée par la relation suivante :

$$B(\%) = 100 \times \frac{f_s - f_i}{f_c} \quad (2.5)$$

f_s : La fréquence limite supérieur.

f_i : La fréquence limite inférieur.

f_c : La fréquence centrale d'utilisation pour laquelle l'antenne est conçue [8].

F. Le gain :

Le gain est le résultat de deux effets : la directivité et la perte. Si G est le gain, alors [17].

$$(\theta, \varphi) = \eta \times (\theta, \varphi) \quad (2.6)$$

Avec :

- $D(\theta, \varphi)$: Directivité .

- η : Rendement de l'antenne.

G. Angle d'ouverture :

L'angle d'ouverture d'une antenne est l'angle de direction pour lequel la puissance rayonnée est la moitié (-3 dB) de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable [18].

H. Polarisation :

Une onde électromagnétique est caractérisée par sa direction de propagation, son amplitude et sa direction dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation. Ces paramètres dépendent du temps. L'évolution en fonction du temps de la direction de cette onde permet de définir la polarisation de l'antenne dans une direction de propagation donnée. Une polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique, comme représenté sur la figure 2.4 [5].

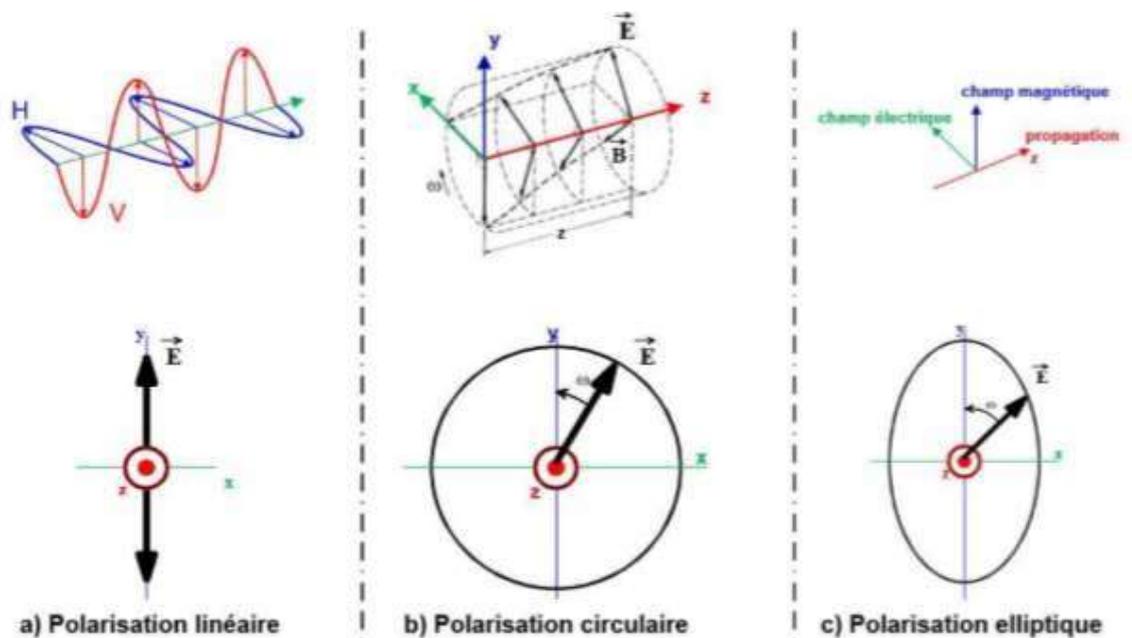


Figure 2.4 : Polarisation de l'onde électromagnétique.

2.2.6. Techniques d'alimentation :

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont cette dernière est intégrée dans le dispositif. Elle peut être alimentée par plusieurs techniques qui peuvent être classées en deux catégories : avec contact et sans contact. Dans la première

technique, la puissance est transmise directement au patch rayonnant en utilisant un élément de liaison comme une ligne micro-ruban ou sonde coaxiale. Dans la deuxième technique, un couplage magnétique est fait pour le transfert de puissance entre la ligne micro-ruban et le patch rayonnant en utilisant une fente dans le plan de masse ou la ligne micro ruban [4].

A. Alimentation par contact

❖ Alimentation par ligne micro-ruban :

L'alimentation peut se faire par connexion directe avec une ligne micro-ruban, (généralement de 50Ω), c'est-à-dire en reliant cette ligne au patch rayonnant tel que la largeur de la ligne est petite par rapport à celle du patch rayonnant. Ce genre d'alimentation a l'avantage qu'elle peut être gravée sur le même substrat pour fournir une structure plane ; Il existe cependant un inconvénient dans ce type d'alimentation vu qu'elle génère un rayonnement parasite. Cette technique est facile à réaliser, simple à modéliser et facilite l'adaptation d'impédance [9].

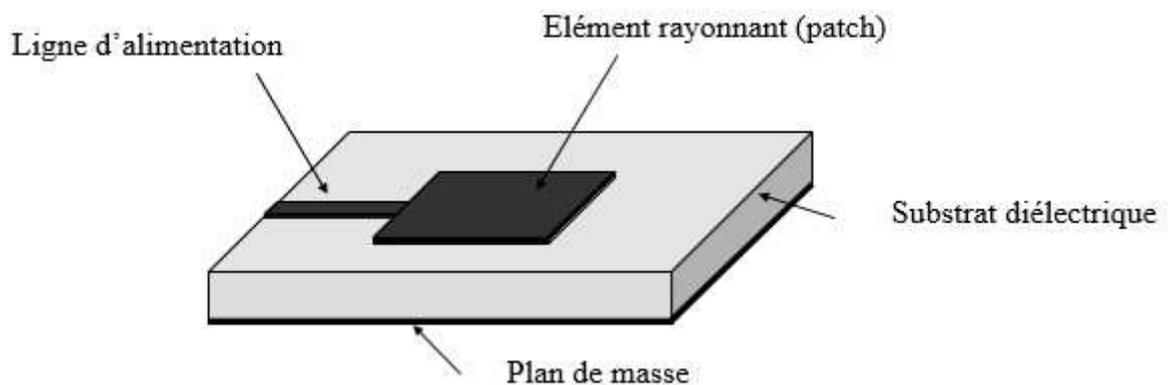


Figure 2.5 : Antenne imprimée alimentée par ligne micro-ruban.

❖ Alimentation par sonde coaxiale

Elle est aussi effectuée par connexion directe à sonde coaxiale (Figure 2.6), où le conducteur intérieur du connecteur coaxial est soudé au patch après avoir traversé le diélectrique et le plan de masse, alors que le conducteur externe est relié au plan de masse. Le principal avantage de cette alimentation est la possibilité de placer la

sonde coaxiale à n'importe quel endroit du patch afin de rechercher la meilleure adaptation.

Ce type d'alimentation est mécaniquement délicat à réaliser, en plus des pertes qui apparaissent avec le perçage du plan de masse et du diélectrique [4].

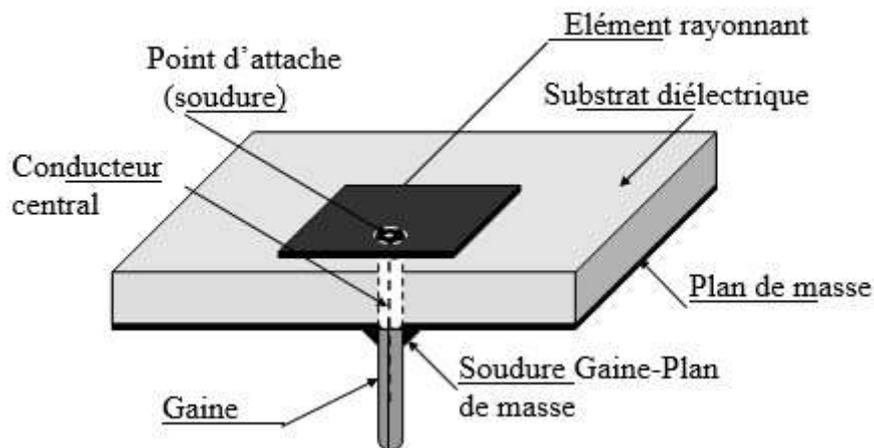


Figure. 2.6 : Antenne imprimée alimentée par sonde coaxiale.

B. Alimentation par proximité

❖ Alimentation couplée par fente (ouverture) :

L'élément rayonnant et la ligne micro-ruban d'alimentation sont placés de part et d'autre du plan de masse. La fente de couplage dans le plan de masse permet la circulation de l'énergie entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant (figure 2.7). Cette méthode nécessite un positionnement précis de la fente. Elle apporte les avantages suivants :

- Isolation du circuit d'alimentation par l'intermédiaire du plan de masse. De ce fait, un rayonnement parasite faible, en fait ce rayonnement parasite se situe au-dessous du plan de masse, ce qui n'est pas la direction de propagation.
- Adaptation facile à réaliser en raison de grand nombre de paramètres comme la taille de l'ouverture et la longueur du stub de la ligne d'alimentation.

Mais cette technique présente quelques inconvénients, tels que :

- Faible bande passante, mais peut être amélioré en jouant sur l'épaisseur du diélectrique et en superposant plusieurs éléments rayonnants.
- Difficile à mettre en œuvre,

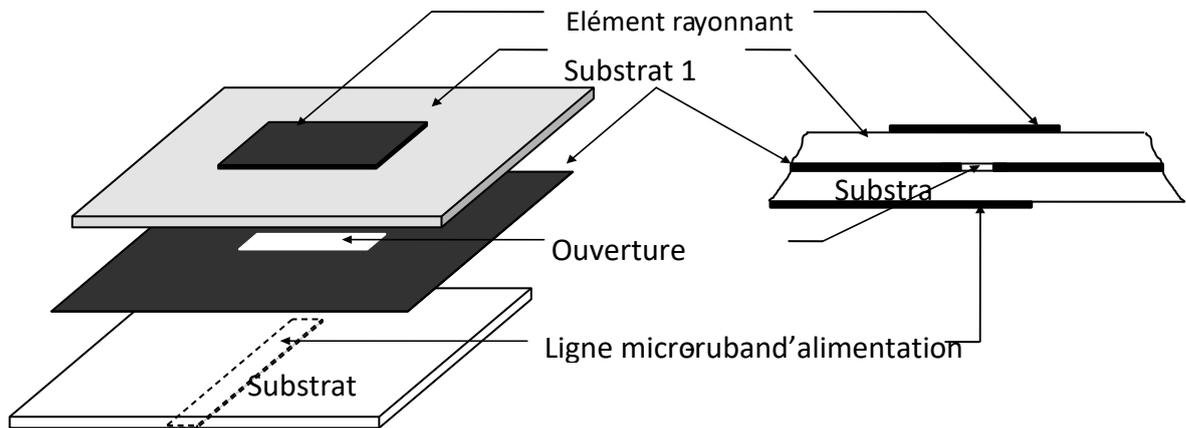


Figure 2.7 : Antenne imprimée alimentée par fente.

❖ Alimentation par proximité

L'antenne est constituée de deux substrats diélectriques entre lesquels est située la ligne d'alimentation. L'élément rayonnant est imprimé sur le substrat supérieur (figure 2.8). L'excitation se fait par couplage électromagnétique. Cette technique permet d'améliorer la bande passante mais elle est difficile à réaliser.

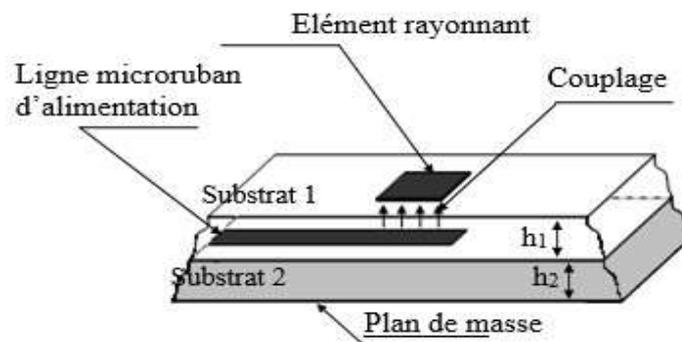


Figure 2.8 : Antenne imprimée alimentée par proximité

2.2.7. Avantages et limitation des antennes patches

Les antennes patches présentent de nombreux avantages et leurs utilisations couvrent un large domaine de fréquences allant de 100 MHz à 100 GHz, Parmi ces avantages :

- ✓ Un faible coût de fabrication.
- ✓ Légères et peu encombrantes.
- ✓ La possibilité de mise en réseaux pour améliorer la directivité et pour des applications de balayage électronique de l'espace,
- ✓ Compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit),
- ✓ Les réseaux d'alimentation et d'adaptation sont fabriqués simultanément avec l'antenne,
- ✓ La polarisation de l'onde électromagnétique linéaire ou circulaire en ajustant la géométrie et l'excitation de l'élément rayonnant.

Malgré les avantages précédemment cités, ces antennes ont des inconvénients de limitation d'utilisation tels que :

- ✓ Une bande passante limitée (de 1 à 5 %) par rapport à la fréquence.
- ✓ Un faible gain (de l'ordre de 5 dB).
- ✓ Rayonnement limité à un demi-plan d'espace.
- ✓ Supportent uniquement les faibles puissances.
- ✓ Pertes de rayonnement par des ondes de surface [15].

2.2.8. Modélisation des antennes patch

Dans le domaine de télécommunication les antennes imprimées sont les plus utilisées avec des diverses structures, et parmi ces derniers nous avons choisi d'étudier et de simuler dans notre travail d'antenne patch circulaire [19].

- **Antenne patch circulaire**

Les patches circulaires sont largement utilisés dans la pratique à cause de sans contexte le plus facile, L'alimentation est se fais par une ligne microruban [19].

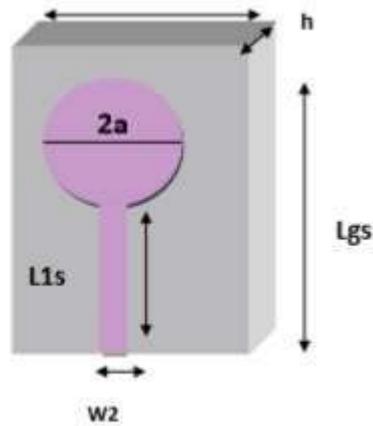


Figure 2.9 : Antenne patch circulaire alimenté par une ligne micro-ruban simple [19].

Les paramètres de modélisation sont présentés dans le tableau 2.1

Tableau 2.1 : Equations d'antenne patch circulaire [19]

| Paramètres de l'antenne patch circulaire | | Equations |
|--|------------------------|--|
| | Le rayon réel | $a = \frac{F}{\left\{1 + \frac{2h}{\pi\epsilon_r F} \left[\text{Ln} \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}}$ |
| | | $F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}$ |
| | Fréquence de résonance | $f_r = \frac{c}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{eff}}}$ |

| | | |
|--|---|--|
| Patch | Constant diélectrique (ϵ_{eff}) | $\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{1/2}$ |
| | L'extension de la longueur (ΔL) | $\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8 \right)}$ |
| Substrat et plan de masse | La longueur | $L_{gs} = L_{1s} + 2a + 6 \times h$ |
| | La largeur | $W_{gs} = 2a + 6 \times h$ |
| La longueur de la ligne | Simple | $L_{1s} = \frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}}$ |
| L'impédance caractéristique de la ligne microruban | | $Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{8h}{W_2} + \frac{W_2}{4h} \right] & \frac{W_2}{h} \leq 1 \\ \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W_2}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_2}{h} + 1.44 \right) \right]} & \frac{W_2}{h} \geq 1 \end{cases}$ |

Avec :

W : Largeur de la ligne micro ruban ; h : Epaisseur du substrat diélectrique ; ϵ_r : Permittivité relative ; ϵ_{reff} : Permittivité effective.

2.2.9. Technologie Ultra Large Bande

L'Ultra Large Bande (ULB ou UWB pour Ultra Wide Band) est une technique de transmission radio qui consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. Elle fut d'abord utilisée pour des applications radars, puis transposée aux applications de télécommunications, suscitant ainsi un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique et industrielle. Les propres caractéristiques de l'Ultra Large Bande comme son large support spectral et sa forte résolution temporelle permettent de proposer des systèmes de communications à très hauts débits, pouvant ainsi atteindre plusieurs centaines de Mbits/s, voire 1 Gbits/s. Cette largeur de bande est favorable pour des émissions en milieux perturbés tels les applications "indoor" où plusieurs fréquences et normes différentes y sont présentes [19].

A. Comparaison système ULB / Système à bande étroite

Les caractéristiques de la technique ultra à large bande (ULB) diffèrent largement de celles des techniques classiques. En effet, cette technique transmet et reçoit des formes d'onde basées sur des impulsions de très courtes durées (1 ns) alors que les techniques conventionnelles envoient et reçoivent des formes d'onde sinusoïdales étalées dans le temps ayant de ce fait une densité spectrale de puissance beaucoup plus étroite que celle des signaux ULB [5].

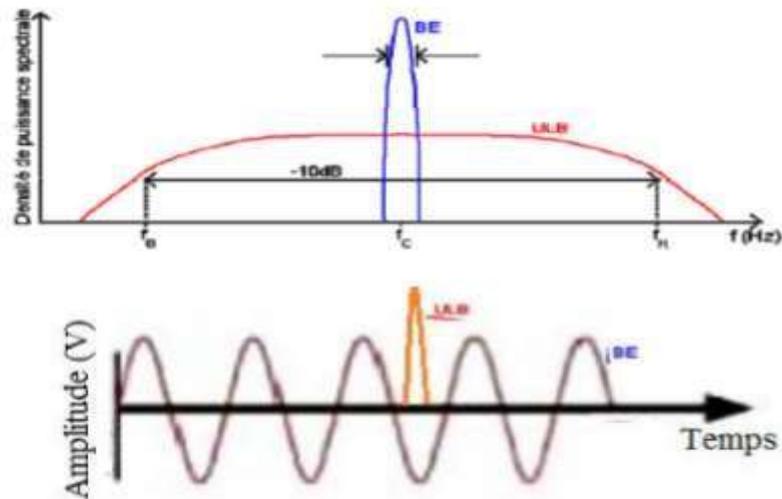


Figure 2.10 : Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB [5].

B. Caractéristiques principales et avantages de l'Ultra Large Bande

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

- La capacité d'un système croît linéairement avec la bande passante mais elle croît aussi logarithmiquement avec le rapport de signal à bruit. Le théorème de Shannon nous enseigne que la capacité d'un système est donnée par la formule suivante : $C=B.\log_2 (1 +SNR)$.

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

- Communications protégées : les signaux ULB sont potentiellement plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunication classiques, parce qu'ils occupent une grande largeur de bande.
- Simplicité relative des systèmes : dans les systèmes de communication sans fil qui utilisent la technologie ULB, l'information de la bande de base peut moduler directement des impulsions courtes au lieu de moduler une

onde sinusoïdale. Dans cette forme de mise en œuvre, l'émetteur-récepteur ULB ne comprend aucun synthétiseur à boucle à verrouillage de phase, ni oscillateur commandé par tension, ni mélangeur, ni amplificateur de puissance l'émetteur-récepteur ULB a donc une architecture relativement simple par comparaison à l'émetteur-récepteur superhétérodyne, ce qui pourrait se traduire par des coûts inférieurs de l'équipement [5].

C. Inconvénients de l'ULB

Elle présente également quelques inconvénients :

- Une faible couverture la très large bande et la faible puissance du signal UWB limitent le type d'applications possibles qui utilisent cette technologie.
- Le haut débit induit l'utilité du traitement d'un signal très dense à la réception, avec une rapidité raisonnable, ce qui est difficile à réaliser [5].

2.3. Antenne reconfigurable

2.3.1. Introduction :

De nos jours, les antennes sont amenées à équiper des objets usuels de toutes sortes. La diversité des applications s'étend des télécommunications (cellulaire, connectivité) aux moyens de transport en passant par la médecine (implants). L'intégration des antennes dans les systèmes consiste à disposer des aériens sur/dans des dispositifs dont les dimensions peuvent être variables [20].

La multiplication future des systèmes sans fil exigera des antennes plus de fonctionnalités que ne le permettent des conceptions classiques. Les objets communicants du futur devront être capables de se reconfigurer en fonction de leur environnement et de leur contexte d'utilisation afin d'optimiser leurs performances.

Ainsi, une approche pour relever ce défi est de développer des antennes reconfigurables [21]. Le terme antenne reconfigurable a été utilisé pour la première fois par Brown dans son article paru en 1998 [22]. Il s'agit alors de réaliser une antenne capable de s'adapter à des conditions changeantes en ajustant sa fréquence de fonctionnement, sa polarisation ou son diagramme de rayonnement [21].

Les antennes reconfigurables (en fréquence, en polarisation et en diagramme de rayonnement) ont reçu beaucoup d'attention ces dernières décennies en particulier dans le domaine des télécommunications multistandards grâce à leur flexibilité [23].

Il existe en fait de nombreuses manières de classifier les antennes reconfigurables ; ce peut être fait, par exemple, en fonction de la propriété physique qui les rend reconfigurables (modification des lignes de courants, modification de propriétés diélectriques/diamagnétiques d'éléments de l'antenne, déformation géométrique) du type de composants reconfigurables employés (diodes, transistors, MEMS...) ou de leur structure géométrique (type de structure reconfigurable, géométrie a priori de l'antenne...) [24].

2.3.2. Définition d'une antenne reconfigurable :

Les antennes reconfigurables sont des antennes passives auxquelles sont ajoutées des composants actifs qui permettent de modifier les propriétés de ces dernières, dans le domaine fréquentiel ou spatial. Ainsi, de telles antennes peuvent changer leur comportement en temps réel [20].

Une antenne est dite reconfigurable (ou agile) si elle est capable de modifier dynamiquement sa fonctionnalité après sa fabrication, c'est-à-dire de modifier une ou plusieurs de ses caractéristiques de fonctionnement (en terme de fréquence, de polarisation ou de diagramme de rayonnement) et cela en fonction des besoins dictés par l'environnement de l'antenne et les besoins de l'application [8].

L'agilité des paramètres peut être envisagée par l'utilisation de composants discrets commutables ou accordables (diodes PIN, RF MEMS, diodes varicap, commutateurs photoconducteurs...), l'intégration de matériaux commandables (ferrites, cristaux liquides) ou par une modification de la structure physique de l'antenne [25].

2.3.3. Les techniques de reconfiguration

La reconfiguration de l'antenne peut être obtenue par diverses approches. Certaines techniques ont recours à des composants localisés actifs qui permettent de modifier de façon quasi-ponctuelle les lignes de courant ou l'impédance, d'autres s'appuient sur une altération mécanique de la structure constituant l'antenne, tandis que d'autres utilisent des substrats à caractéristiques accordables. D'autres approches s'appuient sur la reconfiguration des réseaux d'alimentation, ou encore excitent de façon appropriée les réseaux d'antennes [8].

Il existe plusieurs techniques pour la reconfiguration des antennes. Parmi ces techniques les plus utilisés sont les composants actifs (les diodes PIN, les diodes varicap, les commutateurs MEMS et les commutateurs optiques ou l'utilisation des matériaux particulière (métamatériaux, ferromagnétique, cristaux liquide) [8].

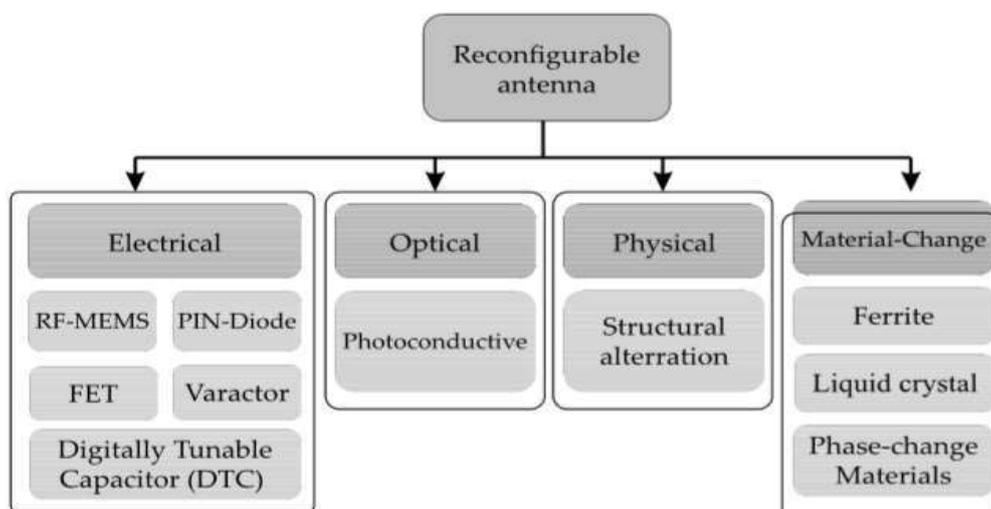


Figure 2.11 : Diverses techniques pour concevoir des antennes reconfigurables [26].

A. Les diodes :

Les diodes sont des dipôles de base de l'électronique de puissance classique. Il existe de nombreux types de diodes dont le principe de fonctionnement diffère légèrement. Diodes PIN, Varactor, Schottky, Zener..., toutes se basent sur l'utilisation des propriétés des semiconducteurs [19].

- **Diode PIN**

La diode PIN (Positive Intrinsic Negative diode en anglais) est un composant à semiconducteur utilisée comme un interrupteur rapide pour les signaux de hautes fréquences. Lorsqu'elle est polarisée en direct, la diode présente une impédance relativement faible, et par conséquent, elle se comporte comme un circuit fermé (l'état ON). Mais une polarisation dans le sens inverse elle offre une très grande impédance en parallèle avec une très faible conductance, elle se comporte donc comme un circuit ouvert (l'état OFF).

Pour un circuit planaire, en plaçant la diode sur le chemin de propagation de l'onde hyperfréquence, il est possible de laisser passer ce signal (polarisation directe) ou de le réfléchir (polarisation inverse) ; on réalise de cette manière un interrupteur. Cette technique est largement utilisée pour réaliser des antennes reconfigurables, que ce soit pour la reconfiguration en fréquence, pour la reconfiguration de la polarisation, ou de la phase des ondes électromagnétiques [19].

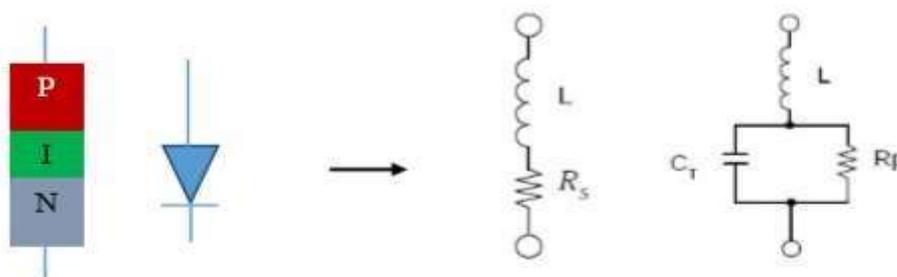


Figure 2.12 : Le circuit d'une diode équivalent dans les états ON et OFF [19].

➤ **Avantages et inconvénients d'une diode PIN**

❖ **Les avantages**

- ✓ Facilité d'intégration dans les structures antennaires.
- ✓ Bonne tenue en puissance ($>10\text{dBm}$).
- ✓ Tension de polarisation basse pour les diodes PIN ($<10\text{V}$).
- ✓ Temps de commutation rapide ($0.001\text{-}0.1\mu\text{s}$).
- ✓ Possibilité d'avoir de faibles pertes.
- ✓ Coût bas.

❖ **Les inconvénients**

- ✓ Circuit de polarisation complexe.
- ✓ Pertes élevées ($1\text{-}5\Omega$).

• **Diode varicap**

La diode varicap, est une diode qui se comporte comme un condensateur dont nous pouvons contrôler sa capacité en appliquant une tension inverse à ses bornes (Figure 2.13). Contrairement aux diodes PIN qui offrent une variation discrète des caractéristiques de l'antenne, la diode varicap offre une variation continue en fonction de la tension de polarisation.

Les diodes varicap présentent plusieurs avantages, nous pouvons citer par exemple la grande agilité continue, la facilité d'intégration, et une faible consommation de puissance DC. Cependant, les pertes d'insertion sont parfois importantes et la complexité du réseau de polarisation augmente avec le nombre des diodes varicap utilisées. Il est à noter que ces diodes sont souvent utilisées pour obtenir la reconfigurabilité de fréquence. Dans la littérature, la combinaison de diodes PIN et varactor est souvent utilisée pour obtenir un recouvrement fréquentiel important [19].

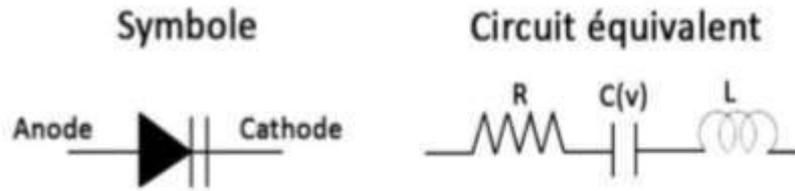


Figure 2.13 : Le symbole et le circuit équivalent d'une diode varicap [19].

B. MEMS

Le MEMS (Système Micro Electromécanique) est un commutateur utilisé dans la reconfiguration des antennes, c'est un composant microsystème qui permet par une déformation mécanique de microstructures, d'obtenir un court-circuit ou un circuit ouvert [8]. Utilisant l'électricité comme source d'énergie [25]. Il est caractérisé par son coût élevé, la fiabilité n'est pas garantie, et une tension importante pour son activation, cependant, Ce type de commutateur se distingue par une faible perte d'insertion et un temps de réponse extrêmement rapide [8].

Leurs inconvénients restent en premier lieu la tension élevée qu'ils nécessitent (parfois jusqu'à 60V) et en second lieu, le coût relativement élevé de leur fabrication [20].

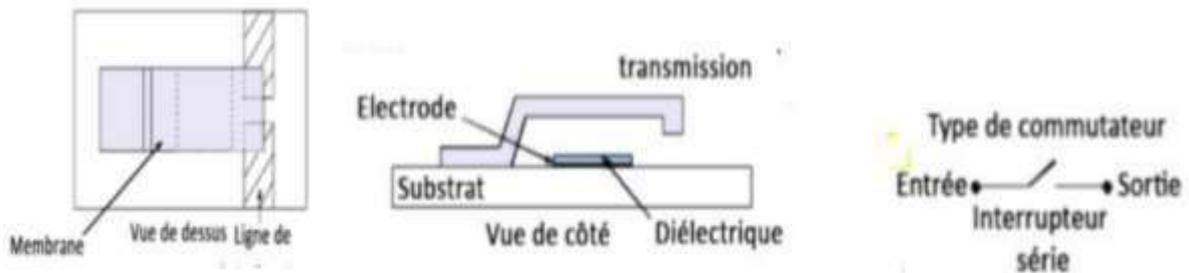


Figure 2.14 : Commutateur MEMS [20].

C. Utilisation des transistors FET :

Le transistor à effet de champ ou Field Effect Transistor (FET) est un commutateur commandé et utilisé pour des applications hyperfréquences. Ce transistor est constitué d'un canal (entre la source et le drain) dans lequel va circuler un courant contrôlé par le biais d'un champ électrique appliqué sur la grille. Les commutateurs FET présentent une faible tension de polarisation avec une consommation du courant quasiment nulle [8].

D. Commutateur optique :

L'utilisation des commutateurs optiques est la meilleure technique que les autres mais son coût est très élevé. Elle est utilisée pour éviter le recours aux circuits de polarisation [8]. Utilisés par d'autres techniques qui peuvent ajouter de la complexité et perturber le rayonnement de l'antenne [19].

E. Matériaux agiles :

Cette technique consiste à utiliser des matériaux agiles (commandable) tel que les métamatériaux, les cristaux liquides, les ferromagnétiques et les ferroélectriques caractérisent par des propriétés diélectriques ou magnétiques modifiables selon l'application d'un champ électrique ou magnétique externe et on peut les utiliser comme un substrat de l'élément rayonnant réalisé [8]. Les avantages de ces matériaux restent le faible encombrement et la faible consommation d'énergie nécessaire à la commande. Cependant, les inconvénients de cette technique sont nombreux, nous pouvons citer la complexité de fabrication, les réseaux d'alimentation sont complexes, et le temps de réponse est élevé [19].

2.3.4. Classification des antennes reconfigurables

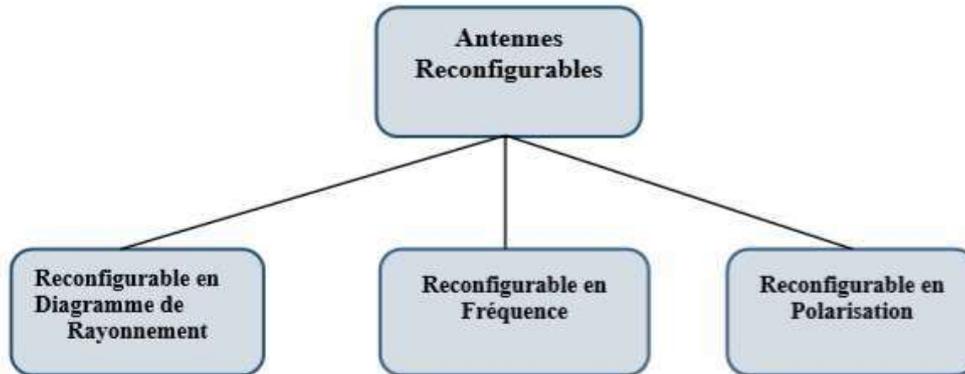


Figure 2.15 : Schéma des types d'antennes reconfigurables [19].

Il existe plusieurs critères pour classer les antennes reconfigurables, selon la fonctionnalité nous distinguons trois grandes familles :

- **Antennes agiles en fréquence** : qui consiste de modifier la fréquence de résonance afin de couvrir une bande de fréquence déterminée sans aucun changement dans la structure physique d'antenne.
- **Antennes agiles en diagramme de rayonnement** : qui sont capables de modifier la forme et la direction des diagrammes de rayonnement sans aucun changement de fréquence de fonctionnement.
- **Antennes agiles en polarisation** : qui consiste à modifier uniquement l'orientation vectorielle du champ électrique E .

2.3.5. Antennes reconfigurables en fréquence

Le développement de la téléphonie mobile a permis l'émergence de nouvelles méthodes permettant de réaliser des antennes reconfigurables en fréquence. En effet, leur intégration assure une augmentation de la fonctionnalité des dispositifs ainsi

qu'une diminution significative du nombre global de fonctions RF utilisées, ce qui rend le système plus efficace et moins coûteux. Afin de rendre une antenne miniature agile en fréquence, il est nécessaire d'intégrer des éléments actifs accordables qui permettent de modifier la longueur électrique effective de l'antenne [24].

Dans cette section, deux techniques utilisées pour obtenir une reconfiguration en fréquence sont présentées à savoir : l'utilisation de court circuits commutables et l'insertion de fentes ou de lignes commutables. Ces techniques permettent à l'antenne de fonctionner dans plusieurs bandes de fréquences [22].

➤ **Court-circuit commutable**

Une première technique dans le domaine des antennes reconfigurables consiste en l'utilisation de court-circuits commutables. En effet, l'activation d'un court-circuit commutable permet de modifier la circulation des courants sur l'antenne et en conséquence sa fréquence de fonctionnement [22].

➤ **Fente ou ligne commutables**

Les fentes et les lignes commutables sont également très utilisées pour rendre une antenne reconfigurable en fréquence. En effet l'ajout de fentes ou des lignes chargées par des composantes (Diode PIN, Varactors ...etc) entraîne la perturbation de courant sur l'élément rayonnant permettant ainsi d'accorder l'antenne à différentes fréquences de fonctionnement [22].

2.3.6. Avantages et inconvénients d'une antenne reconfigurable :

❖ Avantages

Parmi ces avantages, on peut citer

- La réallocation et la gestion dynamique du spectre
- Offre la flexibilité et répond aux exigences de plate-forme radio sans fil (des services multiples dans un seul appareil).

- Réduction du nombre d'antennes dans le système ce qui réduit la taille et le coût de l'appareil.
- Une bonne isolation entre les différentes normes sans fil et les bandes.
- La reconfiguration de rayonnement permet d'avoir une diversité spatiale.
- Reconfiguration fréquence est utile à l'appui de nombreuses applications sans fil.
- Reconfiguration en polarisation permet de réduire divers problèmes tels que l'affaiblissement du signal dû à la propagation par trajets multiples, la sensibilité de l'émetteur-récepteur de signaux à l'orientation de l'antenne et la sécurité [8].

❖ Inconvénients

Bien que les antennes reconfigurables aient beaucoup d'avantages, elles ont aussi des méfaits. Parmi ces méfaits, on peut citer

- Plus chers que les antennes classiques (introduire des composants actifs)
- Consommation énergétique élevée (composants actifs à polariser econtinu)
- Difficultés de conception et de simulation à cause de l'intégration des composants actifs dans l'antenne (le besoin d'utiliser des packages, circuit de polarisation) et Une efficacité réduite [8].

2.4. Conclusion

Les antennes ont des propriétés et des caractéristiques selon lesquelles elles sont valorisées. Plusieurs techniques existent pour les réaliser. Alors, pour assurer un bon fonctionnement il faut choisir celle la plus adaptée à l'application envisagée.

On a abordé dans ce chapitre des initiations de base sur les antennes imprimées, Nous avons présenté également quelques techniques d'alimentation, ainsi que des généralistes sur la technologie ULB. Ensuite nous avons expliqué brièvement le principe des antennes agiles, en citant leurs avantages ainsi que leurs inconvénients, et les différents types et classes d'antennes reconfigurables (en fréquence, en diagramme de rayonnement, en polarisation). Les différentes techniques utilisées dans la littérature pour apporter la reconfiguration à une antenne ont été mentionnées telles que l'utilisation de diode PIN, de varicap, de MEMS et aussi de matériaux à propriétés spécifiques.

Chapitre 3 : Conception et résultats de simulation

3.1. Introduction

Les simulations électromagnétiques des antennes étudiées, ont été réalisées à l'aide du simulateur commercial CST-MWS. Le simulateur CST-MWS est un outil spécialisé dans la simulation électromagnétique en trois dimensions (3D) des structures fonctionnant dans les hautes fréquences. Il se base sur la combinaison de la méthode de l'approximation des conditions aux limites "PBA" (Perfect Boundary Approximation) avec la technique d'intégration finie "FIT" (Finite Integration Technique).

Nous avons utilisé le logiciel Microwave Studio de CST (Computer Simulation Technologie) pour concevoir les antennes reconfigurables à base de métamatériaux.

Dans ce chapitre, notre étude sera consacrée. dans la première partie sur l'analyse et la conception des cellules des métamatériaux qui ont un comportement magnétique permettant d'obtenir une perméabilité négative dans un spectre donné, deux modèles de RAFs seront présentés et analysés, puis nous allons présenter modèle à base de métamatériaux afin de montrer l'avantage de ce dernier.

Ensuite dans la deuxième partie, nous focalisons sur les antennes imprimées ultra large bande, à l'aide d'une fente SRR circulaire (CSRR) pour une adaptation meilleure.

Enfin, nous réalisons une antenne ULB reconfigurable en fréquence à base des diodes PIN, La simulation va prendre les différentes combinaisons possibles, en l'occurrence (ON-ON, OFF-OFF, OFF-ON, ON-OFF).

3.2. Unité de cellule élémentaire de résonateur en anneau fendu :

Dans cette partie, on étudiera les différents éléments qui constituent les matériaux à indice de réfraction négatif. Comme nous l'avons déjà vu dans le premier chapitre, les matériaux main gauche sont basés sur l'utilisation de deux éléments. Le premier est le résonateur en anneau fendu qui permet d'avoir une perméabilité négative (sous certaines conditions) et la structure en fils métalliques fins qui permet d'avoir une permittivité négative (sous certaines conditions). Deux modèles de RAFs seront présentés et analysés. Le premier est le RAF circulaire, et le deuxième est le RAF carré, les résultats seront commentés.

3.2.1. RAF circulaire :

Le résonateur fonctionne dans la bande [1 GHz : 10GHz]. Le rayon de l'anneau externe est de 2 mm, tandis que le rayon de l'anneau interne égal à 0.84 mm, la largeur de la piste en cuivre est de 0.25 mm, la largeur de la coupure des anneaux est de 0.5 mm et l'espacement entre les deux anneaux est de 0.25 mm. Le substrat utilisé est le FR-4(lossy) qui présente une permittivité relative de 4.4. La boîte de rayonnement définie par CST a un volume de $4 \times 4 \text{ mm}^2 \times 1.6$, figure 3.1).

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

- PMC (Perfect Magnetic Conductor) est définie sur les deux murs perpendiculaires à l'axe z (murs avant et arrière), Dans ce cas tous les champs magnétiques tangentiels et les flux électriques normaux sont mis à zéro.
- PEC (Perfect Electric Conductor) est définie sur les deux murs perpendiculaire à l'axe y (murs haut et bas), Dans ce cas tous les champs électriques tangentiels et les flux magnétiques normaux sont mis à zéro. En conséquence,

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

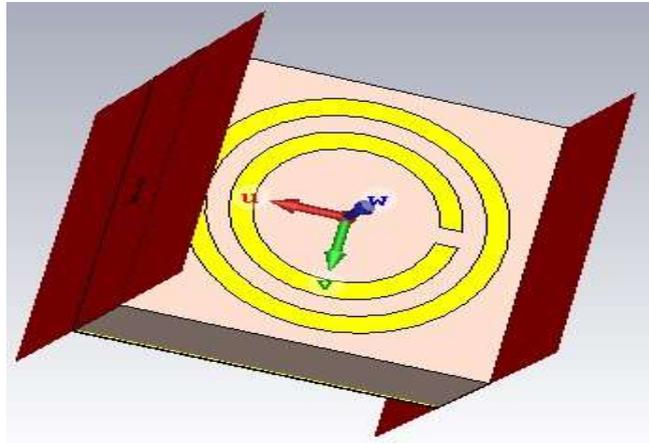


Figure 3.1 : Représentation d'une cellule élémentaire du RAF circulaire.

La figure 3.2 montre le coefficient de transmission et le coefficient de réflexion. La fréquence de résonance est de 6.43 GHz avec une transmission de l'ordre de -24.11 dB. Cette fréquence de résonance dépend de la capacité qui, à son tour, dépend de l'espacement entre les deux anneaux d'une part et du vide dans chaque anneau d'une autre part.

Quand le champ magnétique pénètre le RAF, cela induit un courant dans celui-ci.

La figure 3.3 montre la partie réelle de la perméabilité calculée. A la fréquence de résonance $f_{rs} = 6.43$ GHz, la partie réelle de μ est négative.

La perméabilité est négative dans la bande 6.41GHz -7GHz et est varié entre 0 et 60.

Remarque :

Le champ H doit être parallèle à l'axe de l'anneau pour avoir une perméabilité négative, il faut que le champ magnétique doit être parallèle à l'axe de l'anneau pour avoir des valeurs négatives de μ autour de la fréquence de résonance.

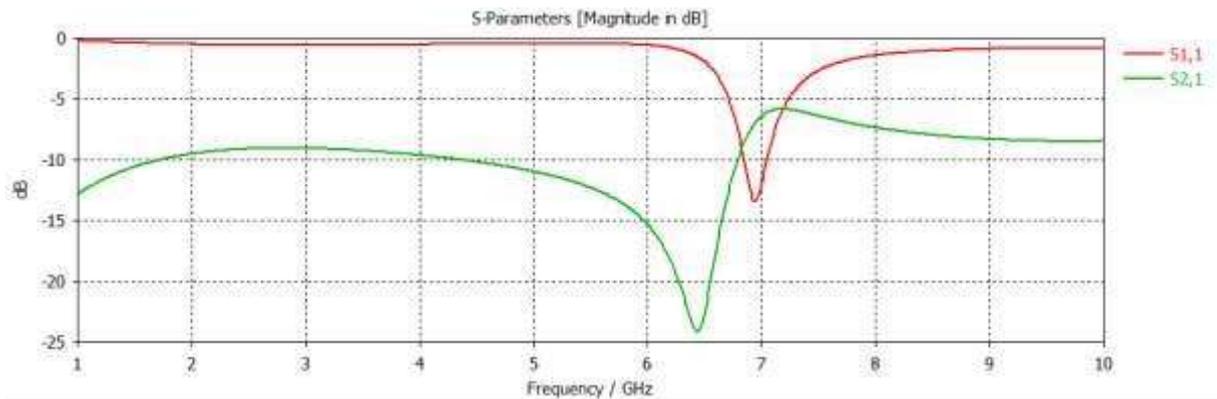


Figure 3.2 : Réflexion et transmission du RAF circulaire. H selon l'axe z.

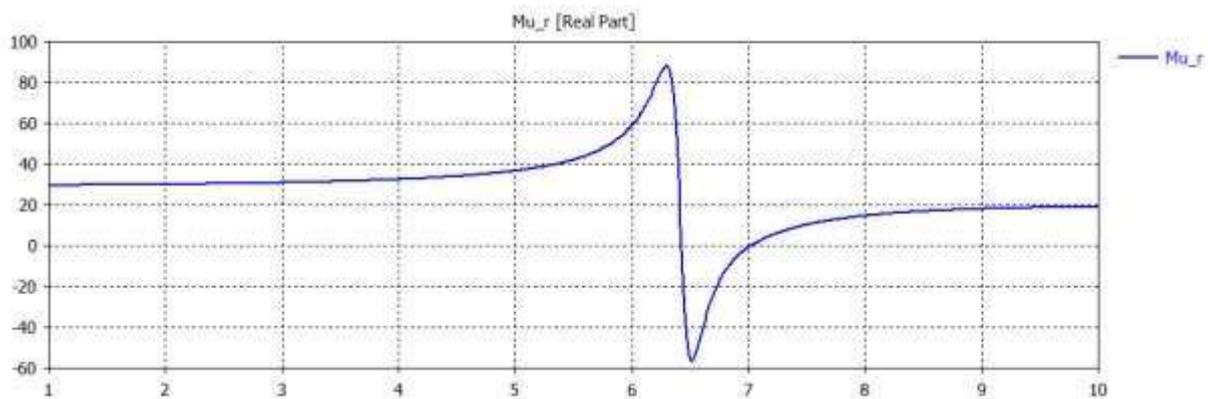


Figure 3.3 : La partie réelle de perméabilité effective.

3.2.2. RAF carré :

Ce résonateur a été dimensionné pour fonctionner dans la bande [1GHz ; 10GHz]. La largeur de la piste en cuivre égale à 0.25 mm, la largeur de la fente entre les deux anneaux est de 0.25 mm, la largeur de la coupure des deux anneaux est de 0.25 mm, le coté du grand anneau égale à 3.5 mm. Le substrat utilisé est le FR-4 (lossy) de longueur 4 mm, de largeur 4 mm est d'épaisseur 1.6 mm. Comme le RAF circulaire, on a défini les mêmes conditions aux limites (Figure 3.4).

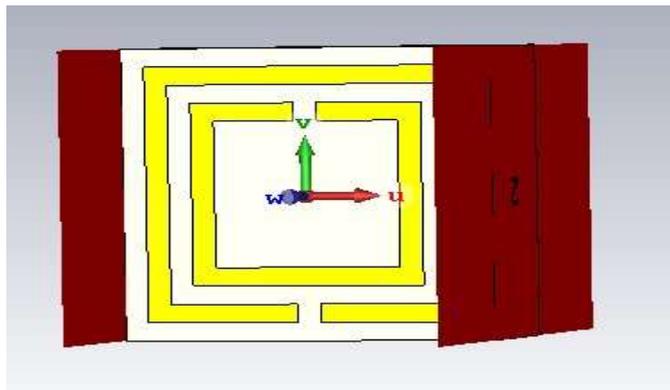


Figure 3.4 : Représentation d'une unité de cellule du RAF carré.

La figure 3.5 montre le coefficient de transmission et de réflexion, la fréquence de résonance égale à 4.98 GHz et le paramètre S21 vaut -26.48 dB à cette fréquence.

La perméabilité est négative dans la bande 5.23GHz -5.92GHz et est varié entre 0 et -60.

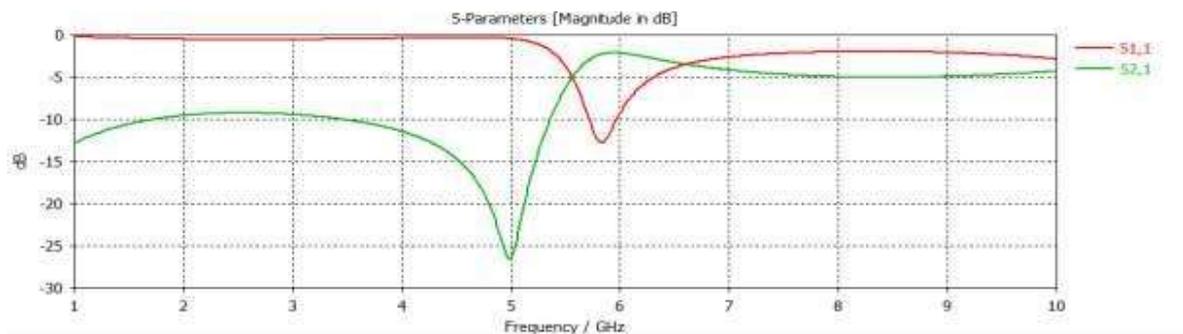


Figure 3.5 : Réflexion et transmission du RAF carré. H selon l'axe z.

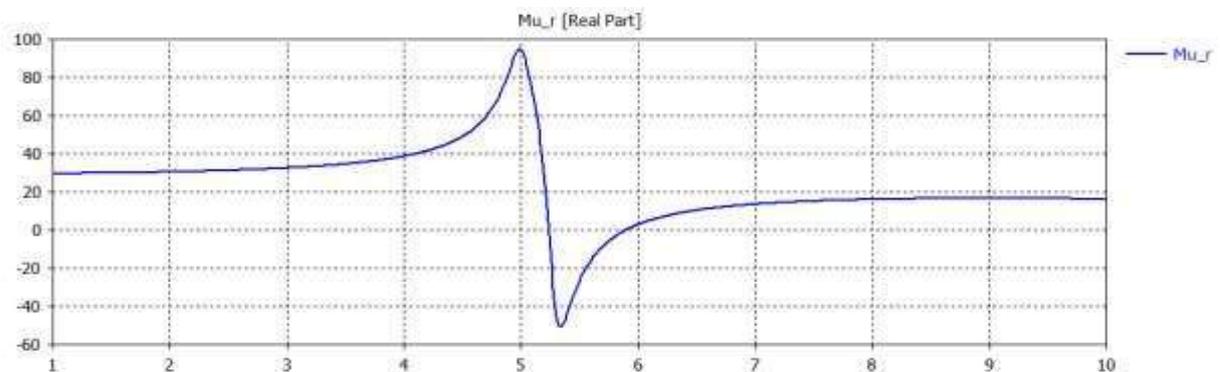


Figure 3.6 : La partie réelle de perméabilité effective.

- ❖ Afin d'arriver aux résultats souhaitable on va citer dans tous les modèles suivants les paramètres optimisés pour avoir une amélioration sur les performances de l'antenne de base, la bande choisissiez est 1 Ghz jusqu'à 10 Ghz.

3.3. Exemple d'un modèle à base de métamatériaux

Cet exemple montre l'influence du métamatériaux sur la miniaturisation de l'antenne

➤ **Antenne de base :**

Le substrat utilisé est le FR4 (lossy) de longueur 40 mm, de largeur 36 mm et d'épaisseur 1.6 mm.

L'élément rayonnant est de longueur 16 mm, de largeur 12 mm et d'épaisseur 0.035 mm. Avec une ligne d'alimentation de longueur 12 mm et de largeur 2.46 mm.

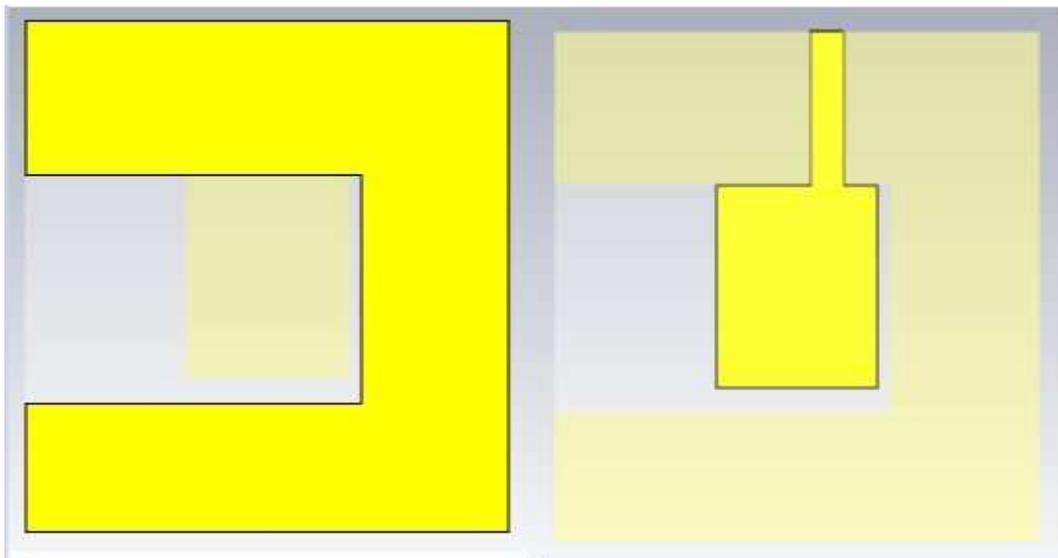


Figure 3.7 : Géométrie de l'antenne de base étudiée.

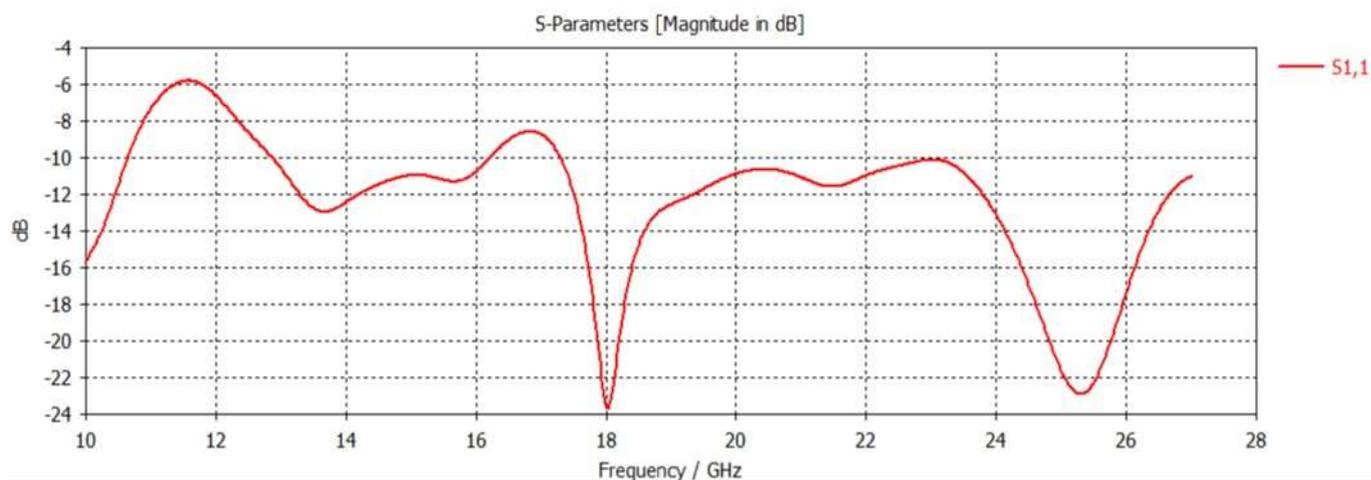


Figure 3.8 : Coefficient de réflexion S11 de l'antenne de base.

Il est évident des résultats de simulation du coefficient de réflexion que l'antenne n'est pas adaptée ($S_{11} > -10\text{dB}$) dans les bandes [10.65GHz, 12.89GHz] et [16.24 GHz, 17.27 GHz]. D'après le S11 Simulé (figure 3.8), nous observons deux bandes de fréquence :

- La première (3.35 GHz) s'étend de 12.89 GHz jusqu'à 16.24 GHz
- La deuxième ultra large bande (9.73 GHz) est entre 17.27 GHz et 27 GHz. et leurs fréquences de résonnantes sont localisées aux 18.024 Ghz, 25.32 GHz , avec les coefficients de réflexion respectives -23.68 dB , -22.89 dB.

❖ On va ajouter des cellules unitaires à la structure d'origine dans le plan de masse ainsi dans le patch. Dont ces cellules sont des éléments fondamental de métamatériaux, Ces ajouts entraînent évidemment des modifications sur performances de l'antenne.

➤ Antenne optimisée

Le substrat utilisé est le FR4 (lossy) de longueur et de largeur 24 mm, et d'épaisseur 1.6 mm.

L'élément rayonnant est de longueur 12 mm, de largeur 8.10 mm et d'épaisseur 0.035 mm. Avec une ligne d'alimentation de longueur 6 mm et de largeur 2 mm, et d'épaisseur 0.035 mm

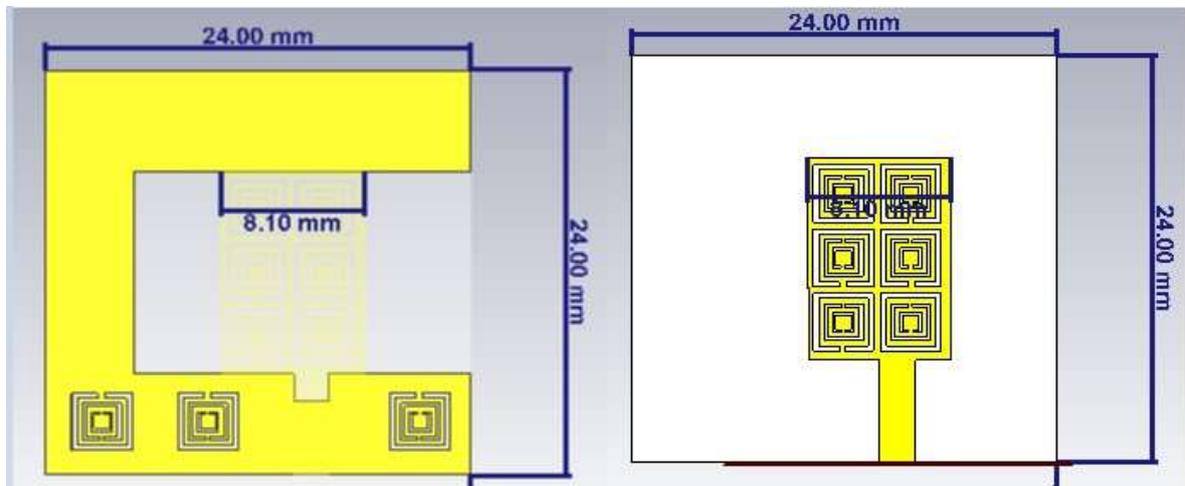


Figure 3.9 : Géométrie de l'antenne optimisée.

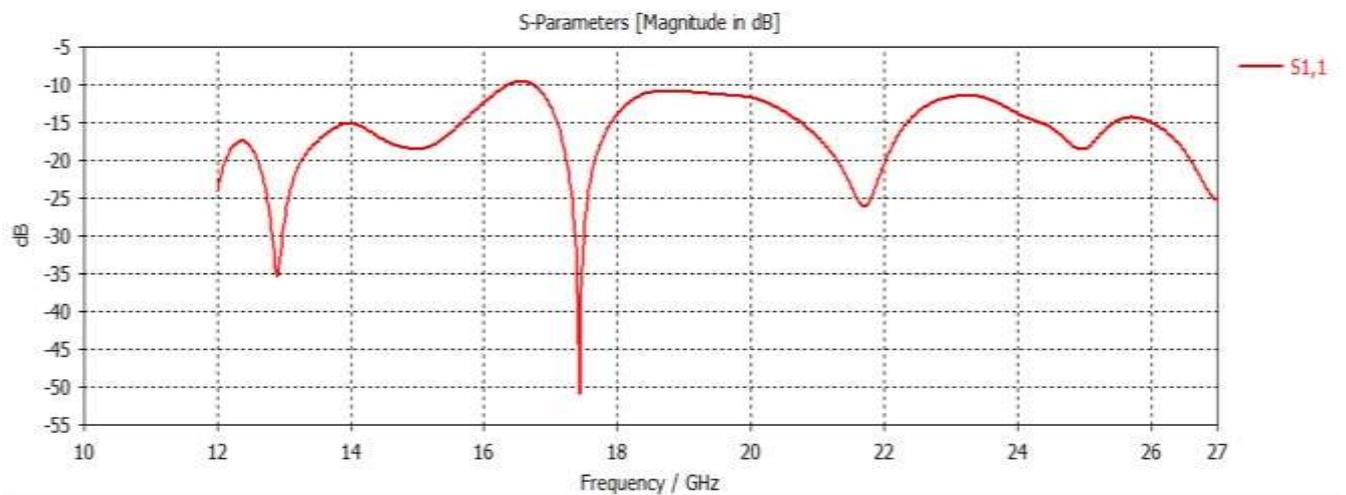


Figure 3.10 : Coefficient de réflexion S11 de l'antenne optimisée.

Ces résultats montrent que la bande passante de cette antenne optimisée est ultra large (=15 GHz), de 12 GHz à 27 GHz, et leurs fréquences des résonnantes sont localisées par ordre aux 12.90 GHz, 17.43GHz, 21.71GHz, avec les coefficients de réflexion respectifs -35.04 dB, -50.90 dB, -26.08 dB .Parmi les applications, nous citons, par exemple : la radionavigation sur les bandes Ku (12.5 → 18 GHz) et K (18 → 26GHz) .

3.4. Étude et conception d'une antenne de base ULB :

Dans cette partie, on commencer notre étude par la conception d'une antenne ULB simple, structure tirée à partir de la littérature, puis on va ajouter des cellules unitaires et des composants actifs et des structures résonantes à la structure d'origine. Ces ajouts entraînent évidemment des modifications sur la distribution du courant surfacique ce qui altère à leur tour les caractéristiques de rayonnement de l'antenne.

L'antenne imprimée ultra large bande choisie est de forme circulaire alimentée par ligne microbande. La géométrie de cette antenne est donnée dans la Figure 6

L'antenne est constituée d'un patch circulaire, imprimé sur la face de dessus d'un substrat de type FR4 de permittivité relative = 4.4, de tangente de pertes $\tan \delta = 0.02$ et d'épaisseur $H = 1.6$ mm. Le plan de masse est un plan partiel imprimé sur la surface de dessous du substrat. Le patch est alimenté par une ligne microbande d'impédance 50 Ohms.

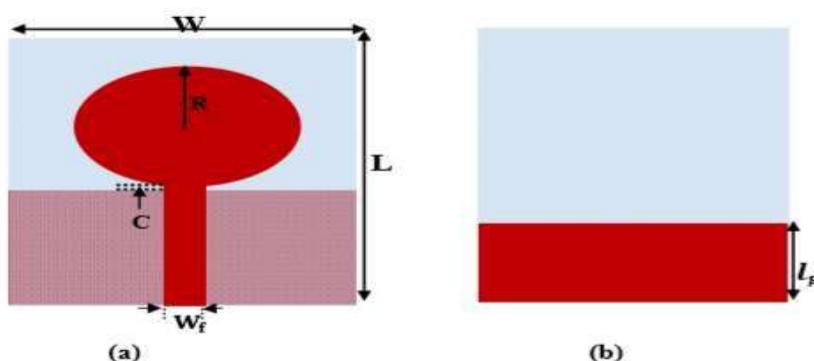


Figure 3.11 : Géométrie de l'antenne étudiée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

Tableau 3.1 : Paramètres géométriques de l'antenne de base.

| Paramètres | W | L | R | W_f | l_g | C |
|--------------|----|----|----|-------|-------|---|
| Valeurs (mm) | 80 | 90 | 26 | 4 | 37 | 1 |

- **Coefficient de réflexion S11 :**

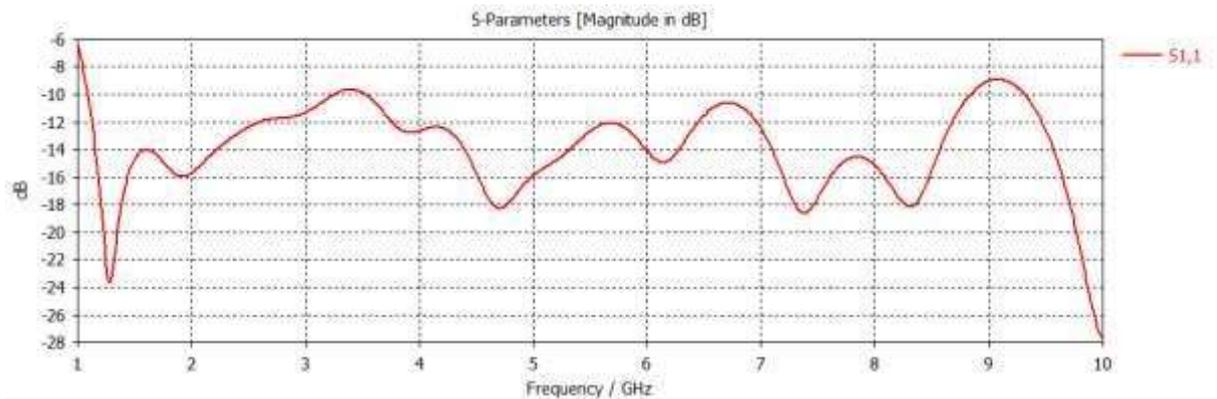


Figure 3.12 : Coefficient de réflexion S11 de l'antenne de base.

Il est évident des résultats de simulation du coefficient de réflexion que l'antenne n'est pas adaptée ($S_{11} > -10\text{dB}$) dans les bandes [3.25GHz, 3.53GHz] et [8.85 GHz, 9.33 GHz]. D'après le S11 Simulé (figure 3.12), nous observons deux bandes de fréquence :

- La première (2.44 GHz) s'étend de 1.08 GHz jusqu'à 3.25 GHz et leur fréquence de résonnante est localisées à 1.28 GHz, avec le coefficient de réflexion - 23.57dB.
- La deuxième ultra large bande (5.32 GHz) est entre 3.53 GHz et 8.85 GHz. et leur fréquence de résonnante est localisées à 7.43GHz avec le coefficient de réflexion -18.61 dB.

3.4.1. Ajout d'une fente rectangulaire dans le plan de masse :

En incluant une fente rectangulaire sur le plan de masse pour améliorer l'adaptation de l'antenne comme elle est montrée par la figure 3.13 D'après l'étude paramétrique, les valeurs optimisées des dimensions de la fente sont :

Tableau 3.2 : Dimensions optimisées de la fente.

| Paramètres | l_s | w_s | l_g |
|--------------|-------|-------|-------|
| Valeurs (mm) | 4 | 4 | 37 |

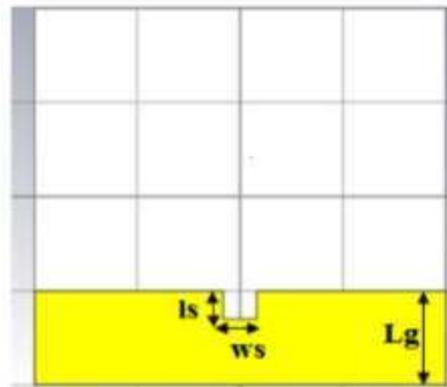


Figure 3.13 : Géométrie d'antenne de base avec fente sur le plan de masse.

- Coefficient de réflexion S11 :

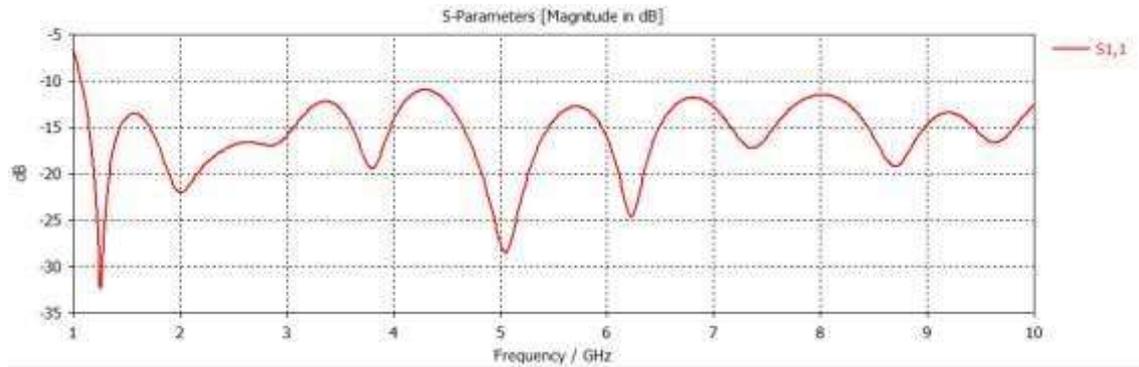
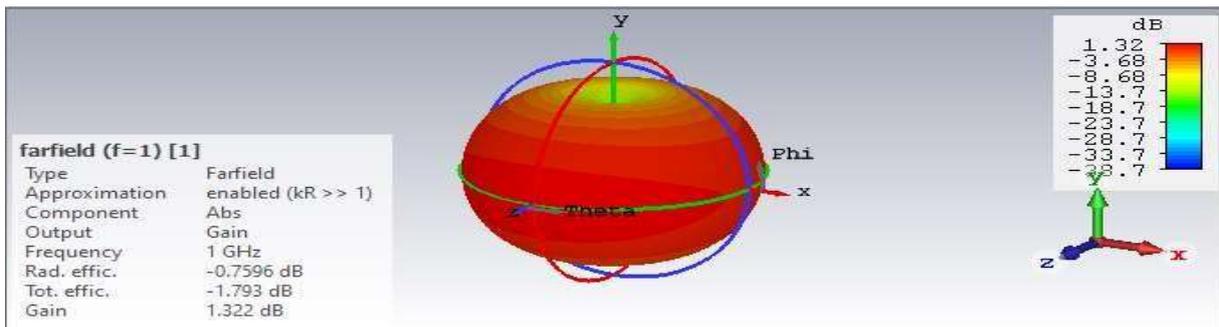


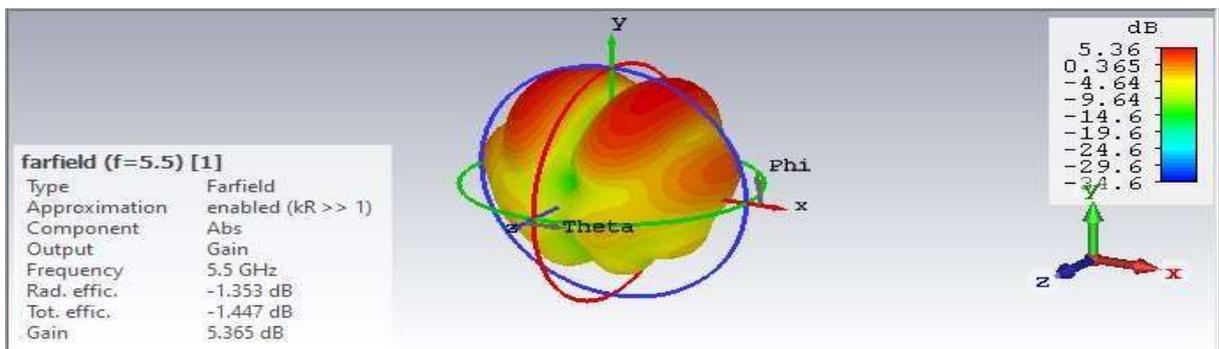
Figure 3.14 : S11 de l'antenne debase avec fente sur le plan de masse.

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

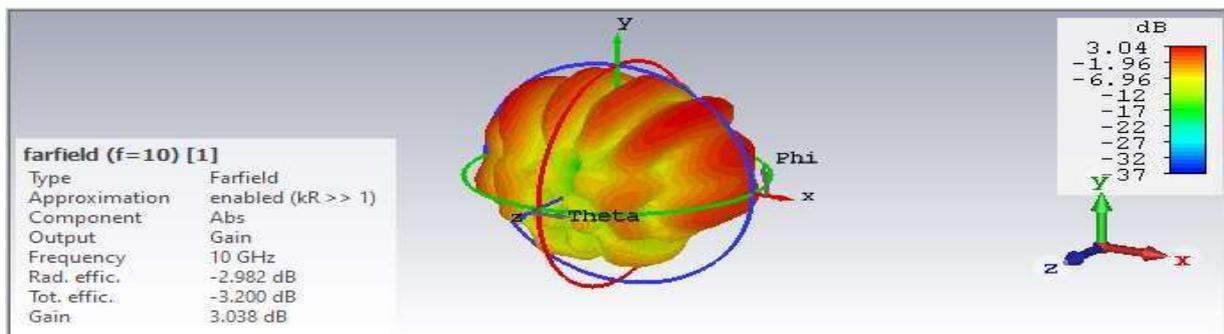
Les diagrammes de rayonnement en 3D sont représentés par la figure 3.15.



(a)



(b)



(c)

Figure 3.15 : Représentation des diagrammes de rayonnement d'antenne de base avec fente sur le plan de masse aux fréquences (a) $f_1 = 1$ GHz ; (b) $f_2 = 5.5$ GHz ; (c) $f_3 = 10$ GHz.

3.5. Conception d'une antenne avec CSRR Ultra Large Bande :

Afin de mieux analyser l'influence de différentes modifications de l'antenne sur les performances de l'antenne et en particulier sur le coefficient de réflexion (adaptation de l'antenne) et le diagramme de rayonnement, nous proposons une autre structure d'antenne ULB, il s'agit de la structure précédente mais avec une fente SRR circulaire (CSRR) dont la configuration est donnée par la figure 3.16. Les dimensions du résonateur en anneau fendu complémentaire sont mentionnées dans le tableau 3.3.

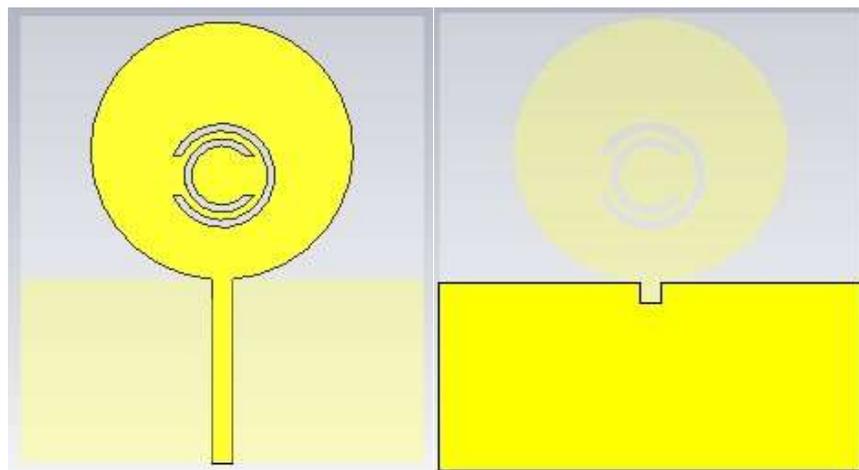


Figure 3.16 : Géométrie de l'antenne annulaire avec CSRR.

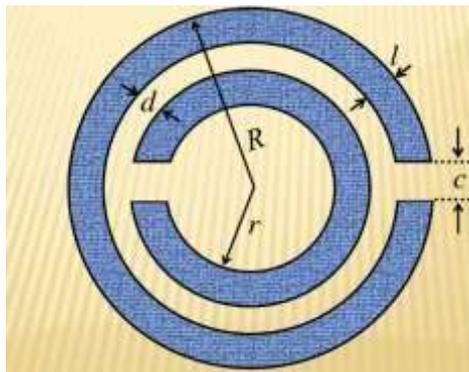


Figure 3.17 : Géométrie de CSRR.

Tableau 3.3 : Paramètres de CSRR.

| paramètres | R | r | l | D | C |
|--------------|------|---|-----|-----|---|
| Valeurs (mm) | 10.5 | 6 | 1.5 | 1.5 | 8 |

- **Coefficient de réflexion S11 :**

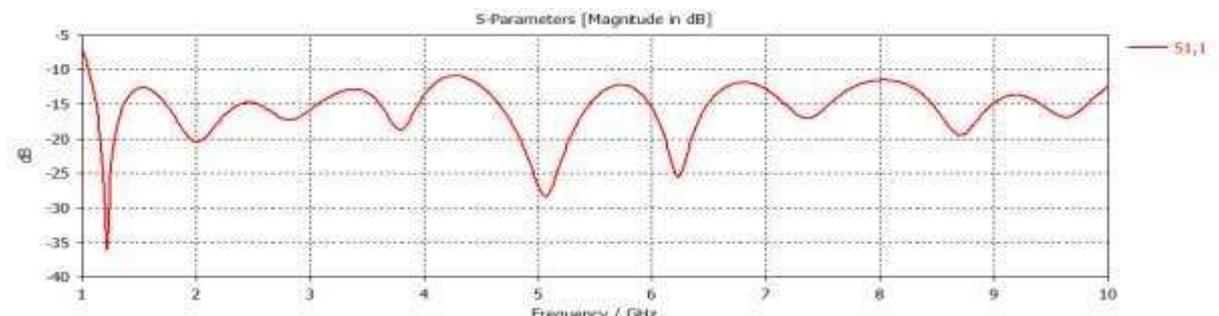


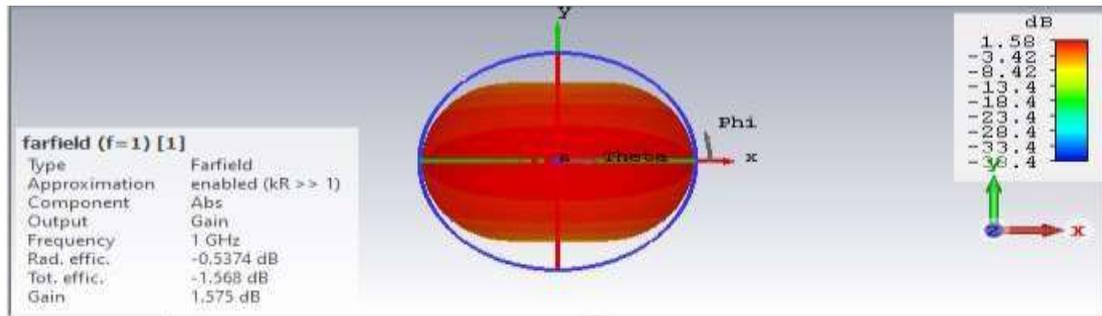
Figure 3.18 : S11 en (dB) de l'antenne annulaire avec CSRR.

La figure 3.18 représente le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

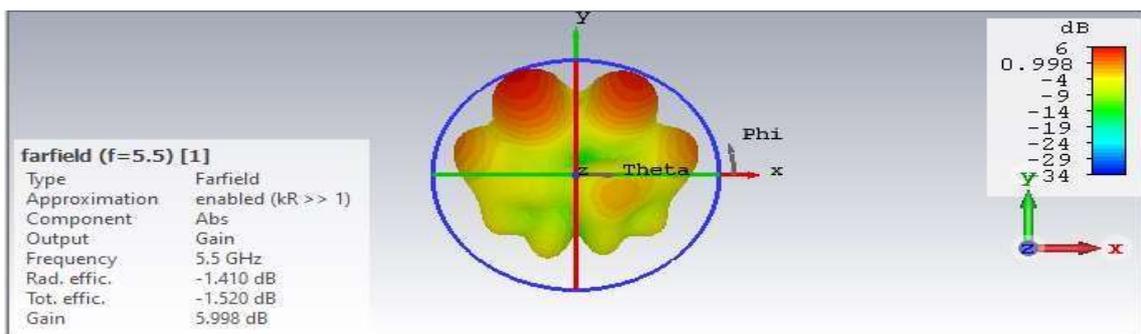
D'après cette figure, on peut observer que la courbe obtenue par CST studio est en accord dans la gamme de fréquence considérée. Ces résultats montrent que la bande passante de cette antenne est ultra large (=8.95GHz), de 1.05 GHz à 10 GHz, et leurs fréquences des résonnantes sont localisées par ordre aux 1.21GHz, 5.07GHz,

6.23GHz, avec les coefficients de réflexion respectifs -36.08 dB, -28.29 dB, -25.60 dB. Parmi les applications, nous citons, par exemple : la bande WIMAX (2 à 5GHz), Wifi 2.4 GHz.

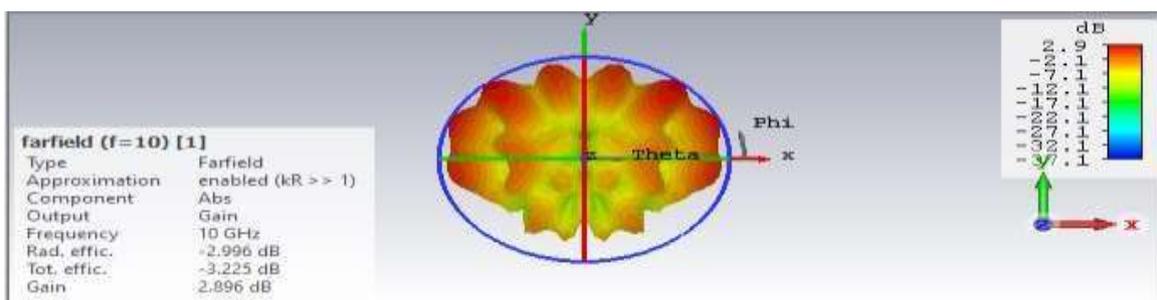
- **Diagramme de rayonnement**



(a)



(b)



(c)

Figure 3.19 : Représentation des diagrammes de rayonnement de l'antenne avec CSRR aux fréquences (a) $f_1 = 1$ GHz ; (b) $f_2 = 5.5$ GHz ; (c) $f_3 = 10$ GHz.

En moyenne cette antenne présente une amélioration du gain par rapport à l'antenne de base avec fente sur le plan de masse.

3.6. Etude et conception d'une antenne ULB avec cellule unitaire :

La bande de fréquence pour les systèmes ULB cause des interférences aux systèmes de communications radio existants. Pour rendre l'antenne ultra large bande, nous avons placé cellule unitaire comme le montre la Figure 3.20.

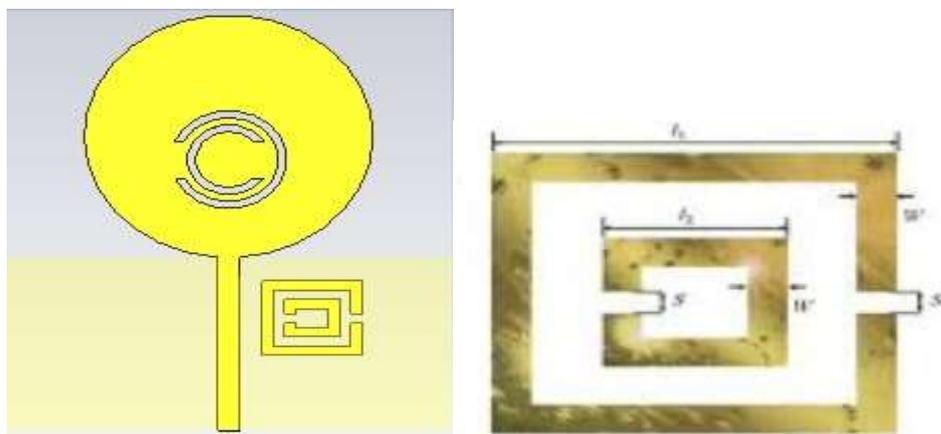


Figure 3.20 : antenne ULB avec cellule unitaire.

Les paramètres géométriques de cellule unitaire. Sont regroupés dans le tableau paramétrique suivant :

Tableau 3.4 : les valeurs optimales de la cellule unitaire.

| paramètres | l_1 | l_2 | w | S |
|--------------|-------|-------|---|---|
| valeurs (mm) | 18 | 10 | 2 | 2 |

Les paramètres du Tableau 3.4 sont implémentés dans le simulateur pour calculer les différentes caractéristiques de l'antenne. Il est évident à partir des résultats de

simulation du coefficient de réflexion (Figure 3.21), que l'antenne est bien adaptée ($S_{11} \leq -10$ dB) dans la bande [1.05, 10 GHz].

- **Coefficient de réflexion S11 :**

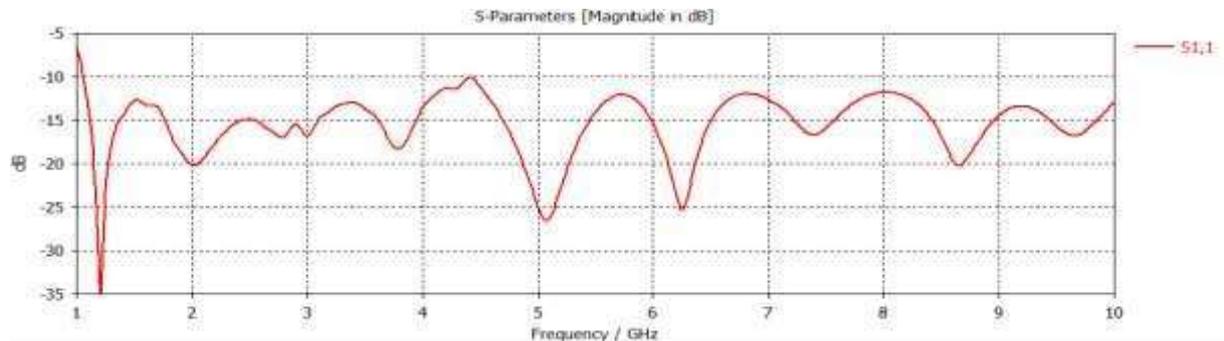
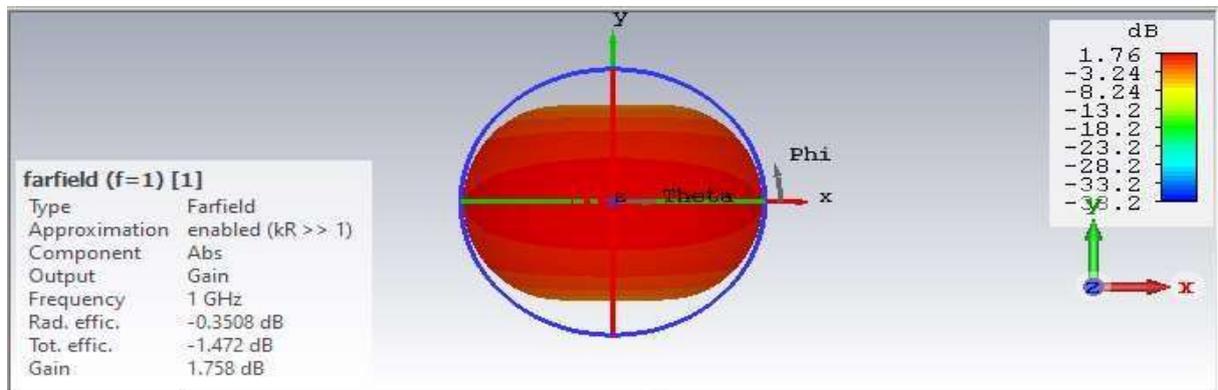
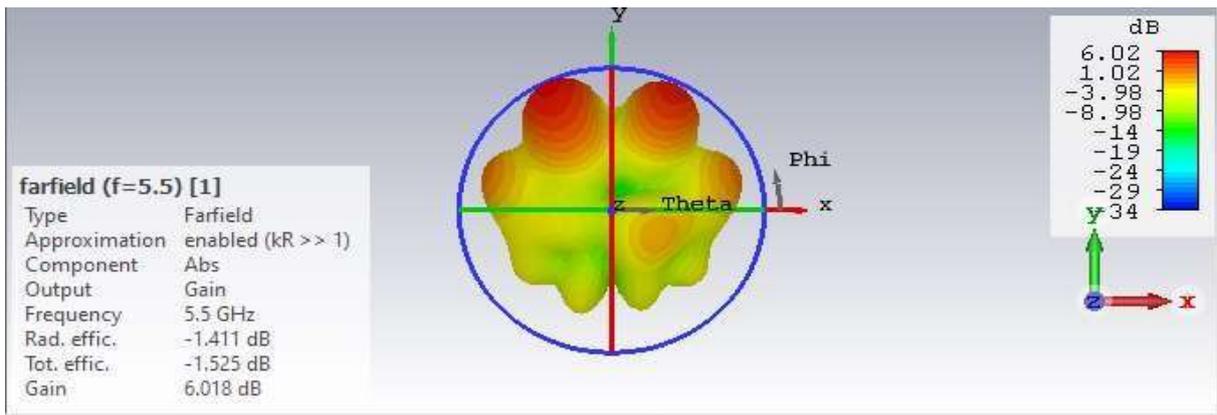


Figure 3.21 : Coefficient de réflexion de l'antenne ULB.

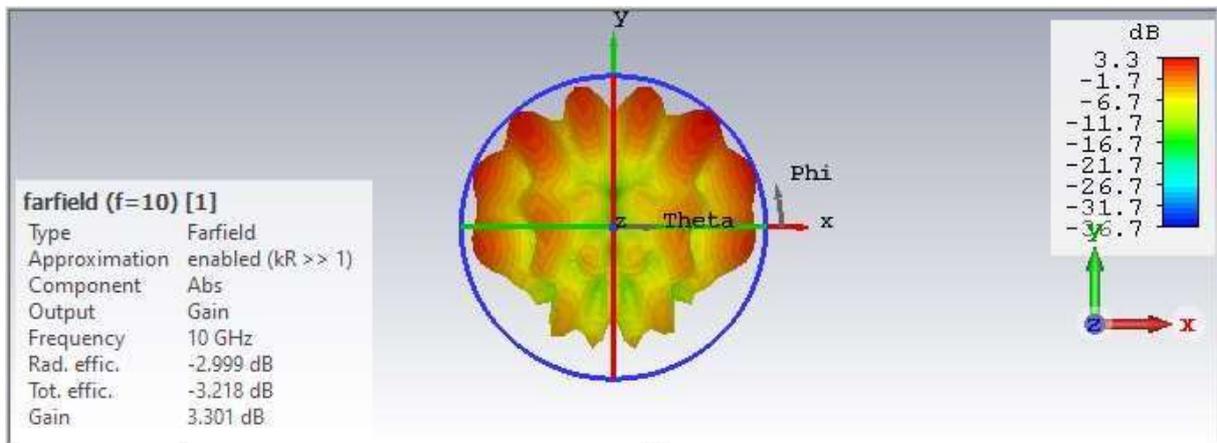
- **Diagramme de rayonnement :**



(a)



(b)



(c)

Figure 3.22 : Représentation des diagrammes de rayonnement de l'antenne avec cellule unitaire aux fréquences(a) $f_1 = 1$ GHz ; (b) $f_2 = 5.5$ GHz ; (c) $f_3 = 10$ GHz.

3.7. Antenne ULB reconfigurable avec deux cellules unitaires à base des diodes PIN :

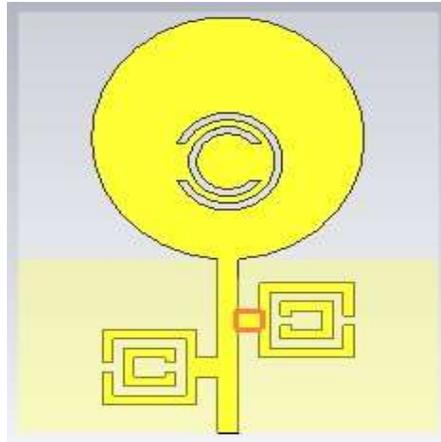


Figure 3.23 : Antenne ULB reconfigurable avec deux cellules unitaires à base des diodes PIN.

Pour rendre l'antenne reconfigurable en fréquence, on va placer des diodes PIN qui fonctionnent comme des switch qui vont prendre deux états (ON, OFF), dans la structure. Dans l'état ON, la diode PIN est considérée comme une résistance de faible valeur et dans l'état OFF elle est considérée comme une résistance de grande valeur.

- **Modélisation de la diode PIN**

Comme nous avons cité, la diode PIN a deux états ON et OFF. Pour simplifier notre tâche, on va utiliser un morceau de métal pour modéliser la diode PIN en CST Studio.

La simulation va prendre les différentes combinaisons possibles, en l'occurrence (ON-ON, OFF-OFF, OFF-ON, ON-OFF).

Les modèles des deux diodes sont associés entre le fed et les cellules unitaires pour altérer la distribution du courant surfacique (qui va affecter à son tour l'adaptation de l'antenne) dans le patch rayonnant.

Le Tableau 3.5 résume les quatre cas possibles pour les deux diodes PIN.

Tableau 3.5 : différents états des diodes PIN

| Diode | Etat 1 | Etat 2 | Etat 3 | Etat 4 |
|---------|--------|--------|--------|--------|
| Diode 1 | OFF | ON | ON | OFF |
| Diode 2 | OFF | ON | OFF | ON |

- **Etat 1 : OFF-OFF**

La Figure 3.24 montre le coefficient de réflexion de l'antenne correspondant à l'état 1, avec la diode 1 en état OFF (switch ouvert) et la diode 2 en état OFF (switch ouvert).

Ce modèle présente une adaptation suffisante ($S_{11} \leq -10\text{dB}$) sur toute la bande de l'ULB. On peut constater dans cette configuration l'absence de bandes rejetées ceci est dû à l'état OFF des deux diodes.

- **Coefficient de réflexion S11 :**

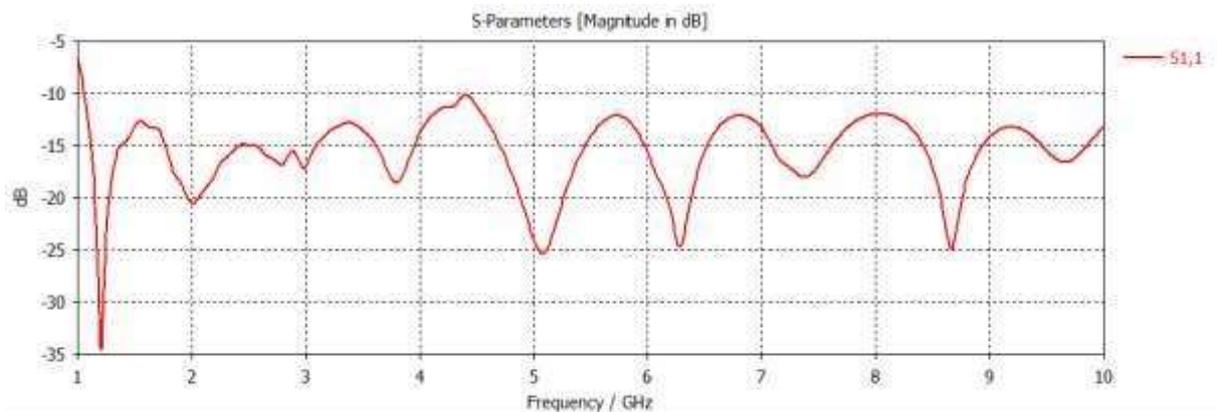
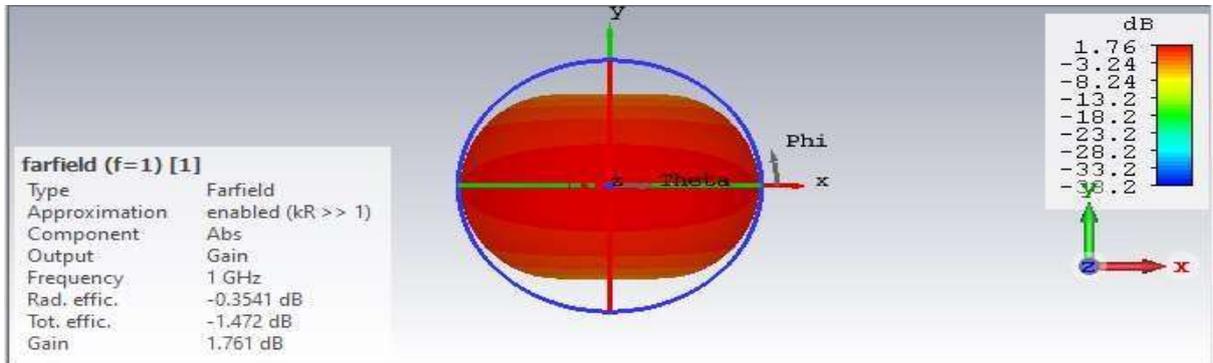
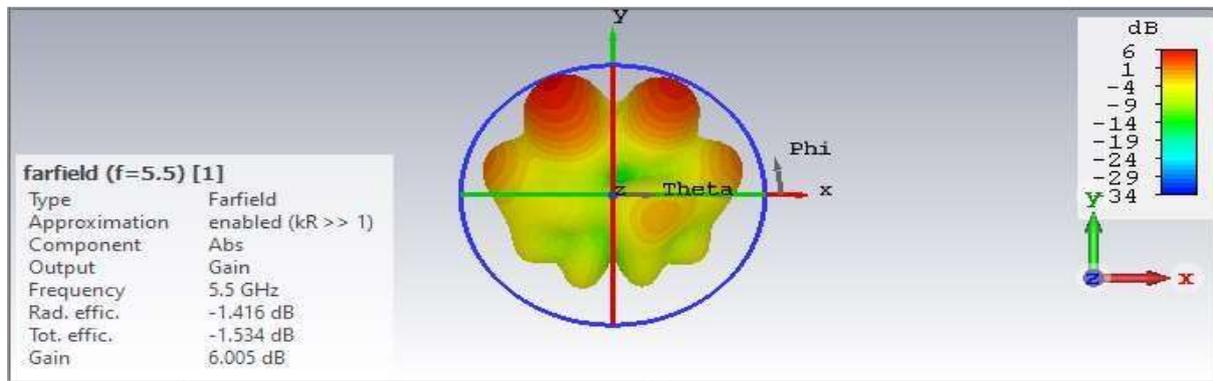


Figure 3.24 : L'évolution du coefficient de réflexion correspondant à l'état OFF-OFF.

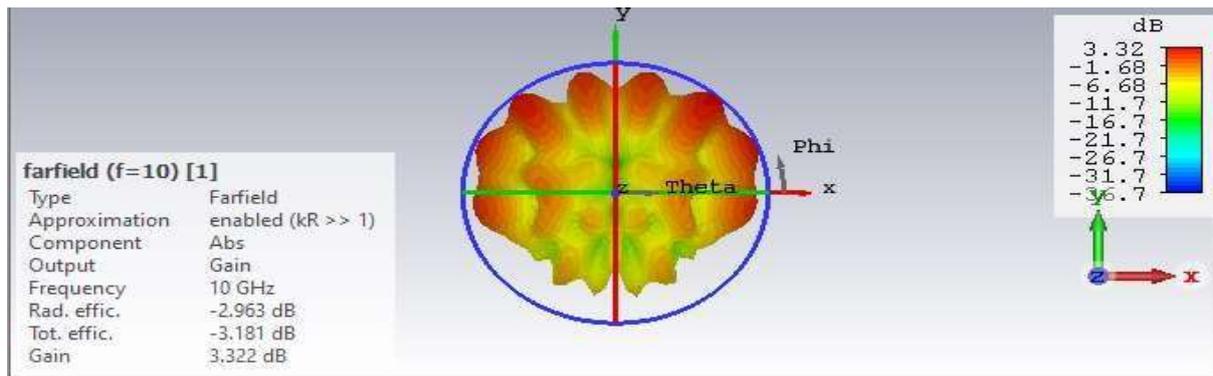
- Diagramme de rayonnement :



(a)



(b)



(c)

Figure 3.25 : Représentation des diagrammes de rayonnement d'antenne ULB correspondant à l'état OFF-OFF (a) $f_1 = 1$ GHz ; (b) $f_2 = 5.5$ GHz ; (c) $f_3 = 10$ GHz.

❖ Le gain maximal est égal à 6.005 dB pour la fréquence 5,5GHz.

- **Etat 2 : ON-ON**

La Figure 3.26 montre le coefficient de réflexion de l'antenne correspondant à l'état 2, avec la diode 1 en état ON (switch fermé) et la diode 2 en état ON (switch fermé).

Ce modèle présente une adaptation suffisante ($S_{11} < -10\text{dB}$) sur tout la bande 2.44 GHz à 10 GHz sauf la bande 3.28 GHz jusqu'à 4.41 GHz et la bande 6 GHz jusqu'à 7.12 GHz et la bande 8.15 GHz jusqu'à 9.20 GHz saut des pic. Cette configuration permet d'avoir une antenne multi bande reconfigurable grâce à lien des diodes PIN avec la ligne d'alimentation.

- **Coefficient de réflexion S11 :**

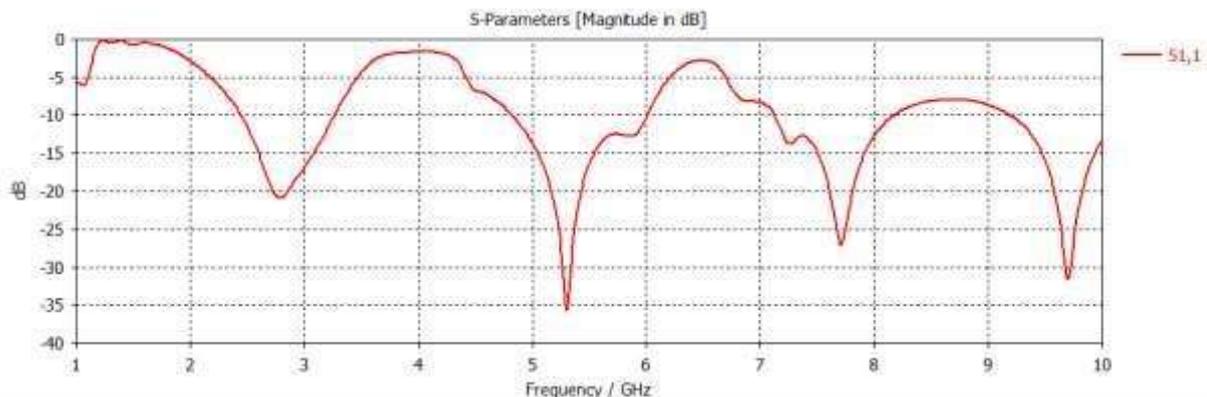
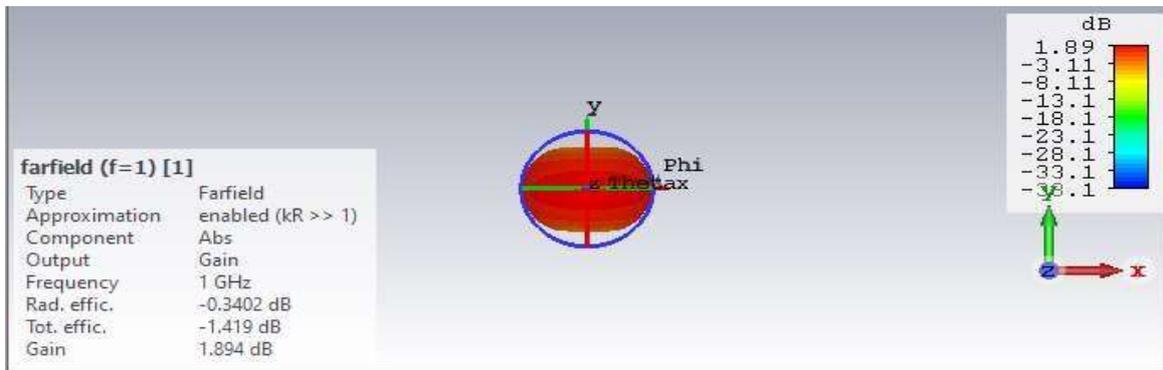
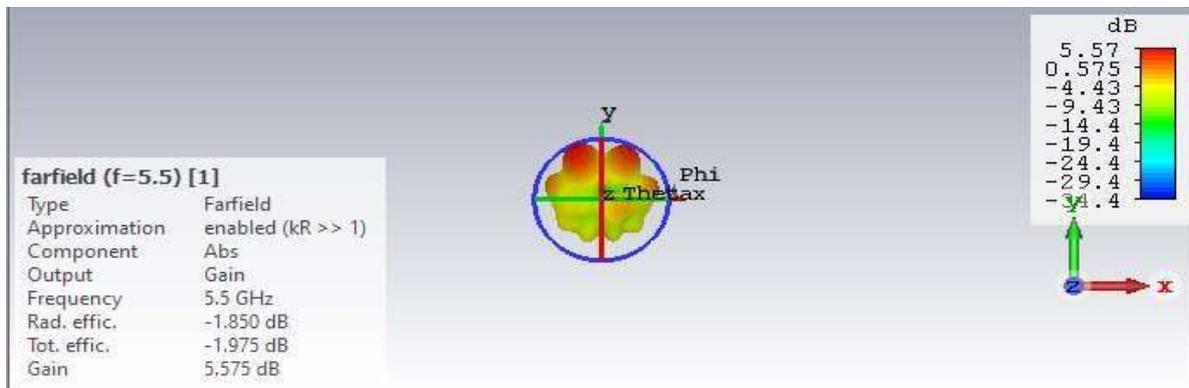


Figure 3.26 : L'évolution du coefficient de réflexion correspondant à l'état ON-ON.

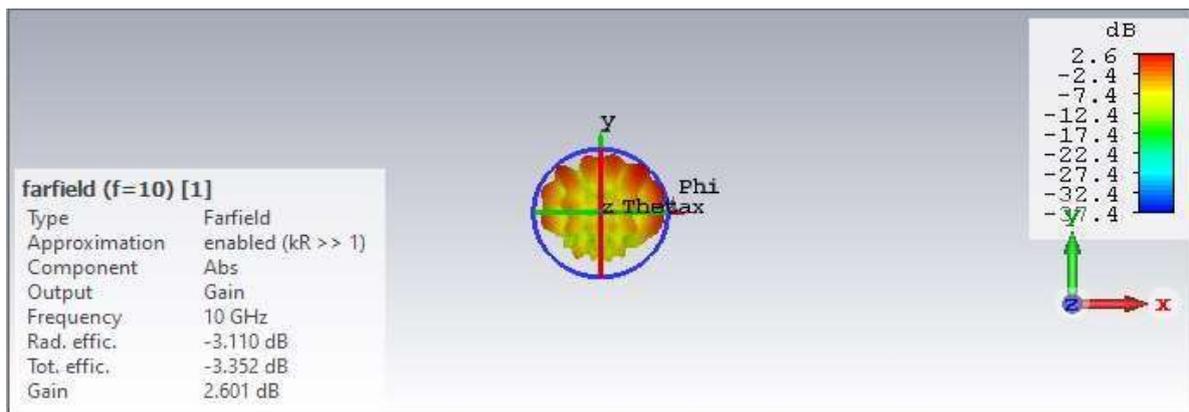
- Diagramme de rayonnement :



(a)



(b)



(c)

Figure 3.27 : Représentation des diagrammes de rayonnement d'antenne multibande correspondant à l'état ON-ON (a) $f_1 = 1$ GHz ; (b) $f_2 = 5.5$ GHz ; (c) $f_3 = 10$ GHz.

❖ Le gain maximal est égal à 5.575 dB pour la fréquence 5,5GHz.

- **Etat 3 : ON-OFF**

La Figure 3.28 montre le coefficient de réflexion de l'antenne correspondant à l'état 3, dont la diode 1 est ON (switch fermée) et la diode 2 est OFF (switch ouvert).

Ce modèle présente une adaptation suffisante ($S_{11} < -10\text{dB}$) sur tout la bande 2.32GHz à 10 GHz sauf la bande 3.20 GHz jusqu'à 4.93 GHz et la bande 6.08 GHz jusqu'à 7.13 GHz. Cette configuration permet d'avoir une antenne multi bande reconfigurable grâce à lien des diodes PIN avec la ligne d'alimentation.

- **Coefficient de réflexion S11 :**

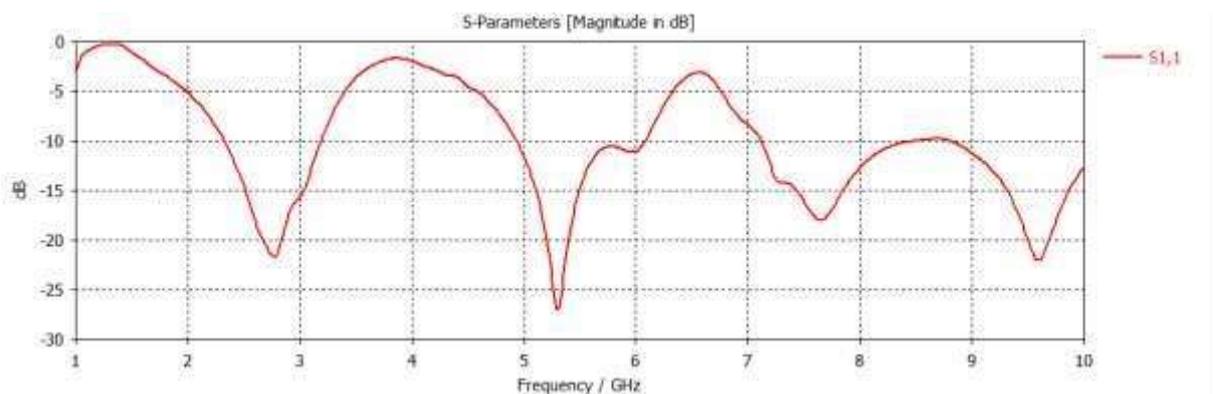
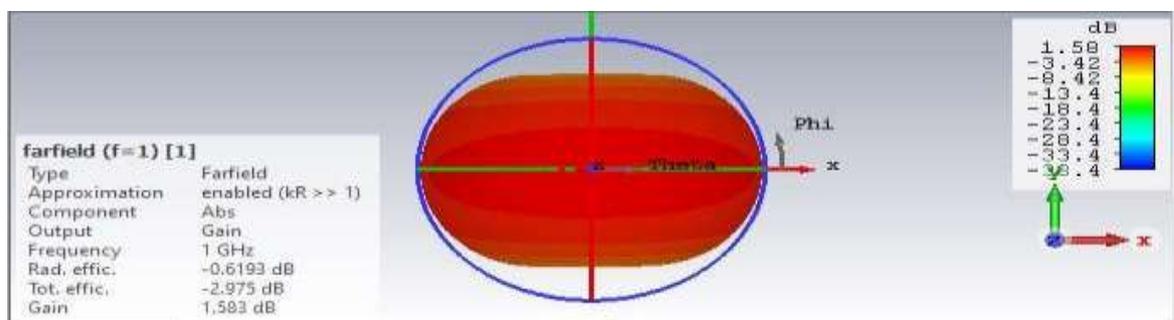
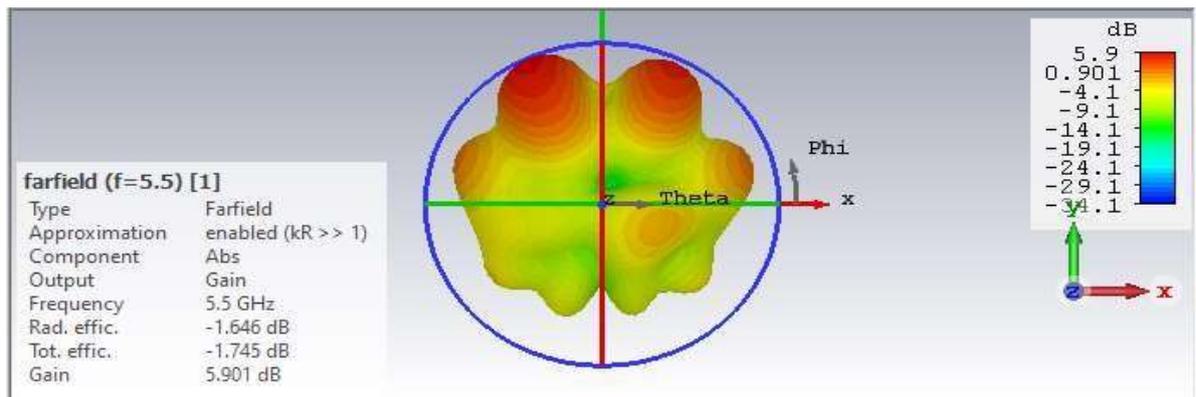


Figure 3.28 : L'évolution du coefficient de réflexion correspondant à l'état ON-OFF.

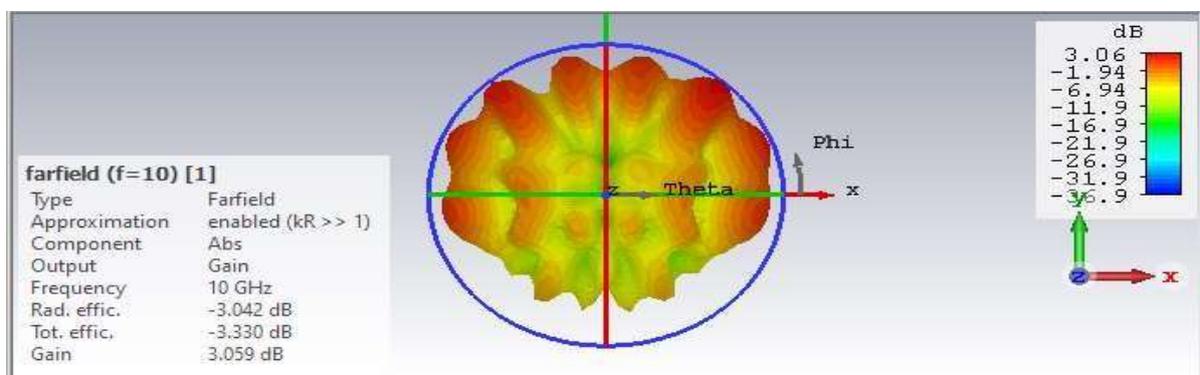
- **Diagramme de rayonnement :**



(a)



(b)



(c)

Figure 3.29 : Représentation des diagrammes de rayonnement d'antenne ULB correspondant à l'état ON-OFF (a) $f_1 = 1$ GHz ; (b) $f_2 = 5.5$ GHz ; (c) $f_3 = 10$ GHz.

❖ Le gain maximal est égal à 5.901 dB pour la fréquence 5,5GHz.

• **Etat 4 : OFF-ON**

La figure 3.30 montre le coefficient de réflexion de l'antenne correspondant à l'état 4, avec la diode 1 en état OFF (switch ouvert) et la diode 2 en état ON (switch fermé).

Ce modèle présente une adaptation suffisante ($S_{11} < -10$ dB) sur tout la bande 2.34 GHz à 10 GHz sauf la bande 3.04 GHz jusqu'à 4.44 GHz, la bande 6.26 GHz jusqu'à 7.12 GHz et la bande 8.83 GHz jusqu'à 9.20. Cette configuration permet d'avoir une

antenne multi bande reconfigurable grâce à lien des diodes PIN avec la ligne d'alimentation.

- **Coefficient de réflexion S11 :**

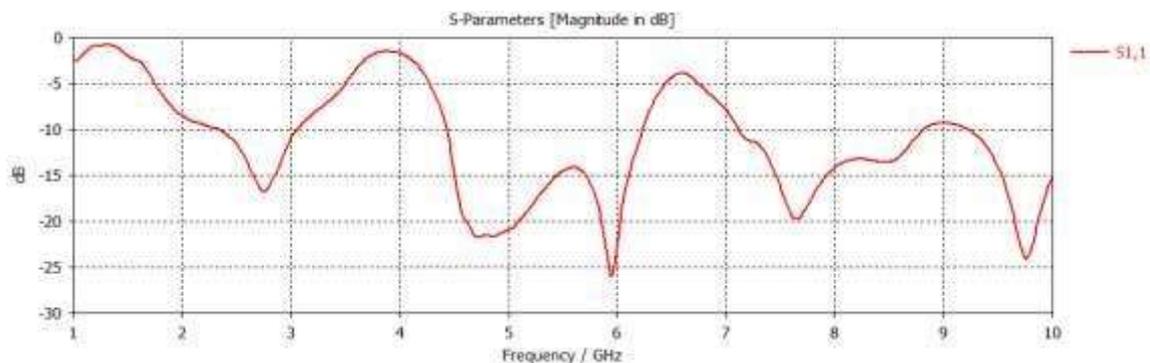
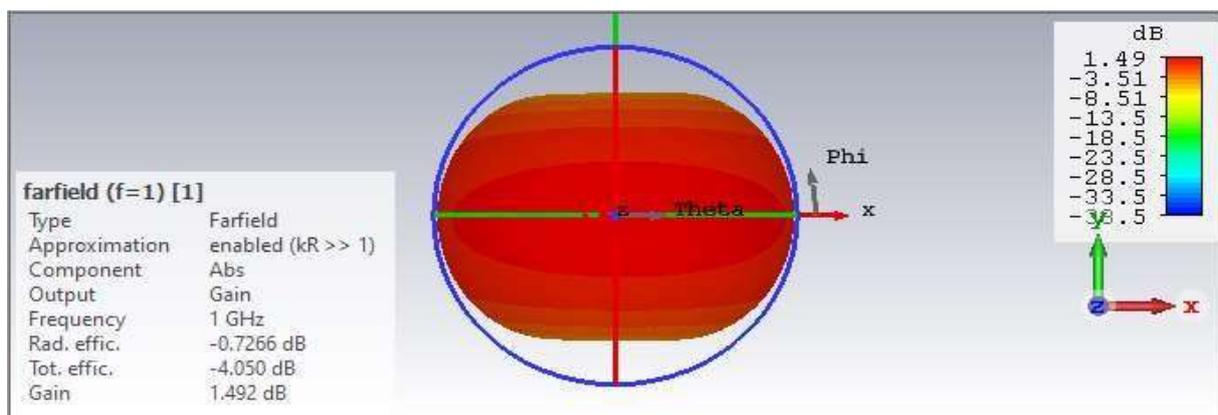
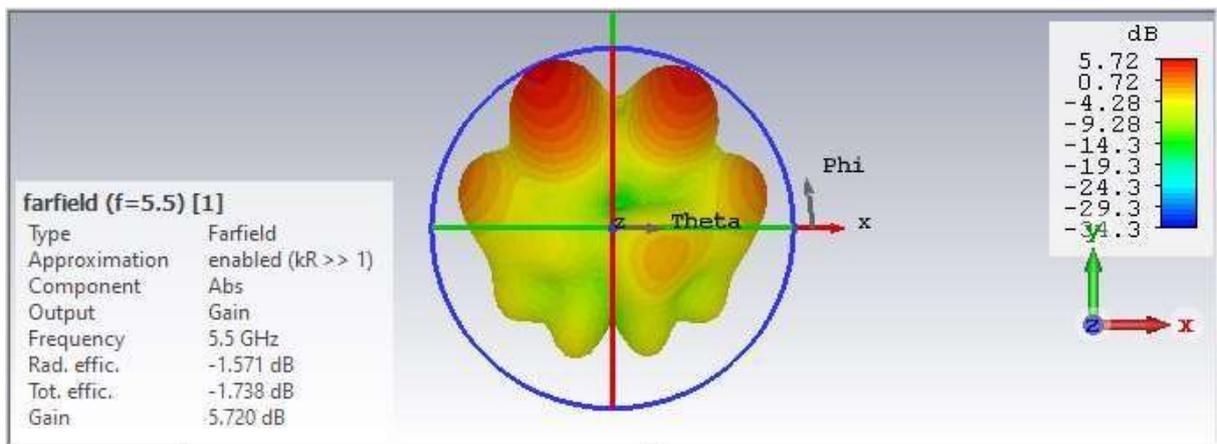


Figure 3.30 : L'évolution du coefficient de réflexion correspondant à l'état OFF-ON.

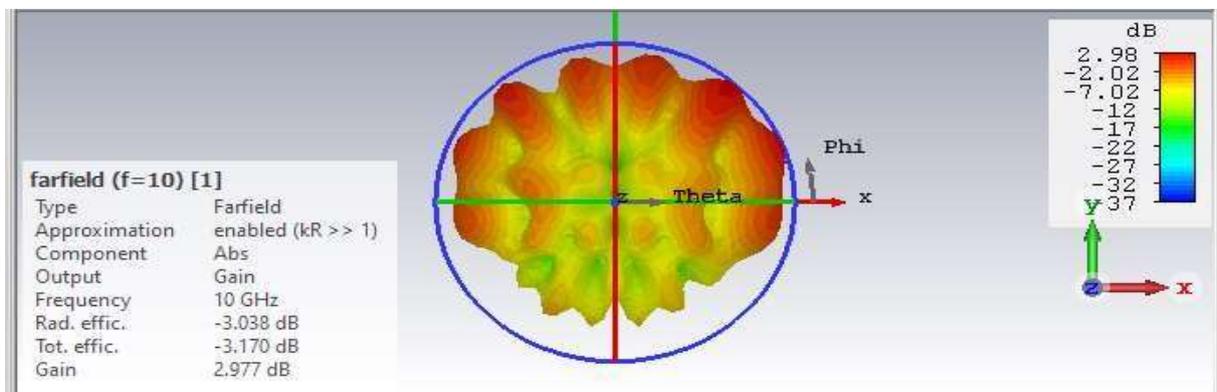
- **Diagramme de rayonnement :**



(a)



(b)



(c)

Figure 3.31 : Représentation des diagrammes de rayonnement d'antenne ULB correspondant à l'état OFF-ON (a) $f_1 = 1$ GHz ; (b) $f_2 = 5.5$ GHz ; (c) $f_3 = 10$ GHz

❖ Lgain maximal est égal à 5.720 dB pour la fréquence 5,5GHz.

Remarque :

D'après les résultats précédents des 4 états on peut constater que l'état 1 ou les deux diodes sont à l'état off est meilleur et porter une amélioration sur les performances de l'antenne.

3.8. Conclusion

L'objectif de ce travail est l'étude, la simulation et conception d'une antenne en technologie micro ruban dont l'élément rayonnant est un patch de forme circulaire rempli de structures à métamatériaux.

On a proposé deux cellules du RAF qui présente une perméabilité négative. Puis nous allons présenter modèle à base de métamatériaux afin de montrer l'avantage de ce dernier sur la miniaturisation.

Ensuite on a conçu une nouvelle antenne ULB de forme circulaire alimentée par ligne microbande. L'antenne MTM a deux bandes Ultra Large, et deux bandes rejetées, donc elle ne couvre pas la bande ULB [1,08 ; 10 GHz].

Dans ce contexte, on a proposé d'autres structures d'antennes ULB à base des RAF dans la deuxième partie. La conception est faite à partir d'un modèle de base, il s'agit de la structure précédente mais avec une fente SRR circulaire (CSRR) au milieu.

Enfin on a introduit deux cellules unitaires au modèle de base Pour rendre l'antenne ultra large bande .et afin de rendre l'antenne reconfigurable en fréquence, on a placé des diodes PIN.

Les résultats de la simulation obtenus par CST MWS, concernant le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement, montrent l'avantage des métamatériaux, particulièrement les SRR, pour mieux adapter les antennes imprimées aux applications ULB, sans dégrader les autres performances, tels que le rayonnement et l'adaptation.

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

Conclusion générale

Les métamatériaux sont aujourd'hui devenus un domaine de recherche incontournable grâce à leurs propriétés singulières qui promettent de répondre aux besoins des applications antennaire et microondes. L'objectif de ce mémoire était d'étudier les propriétés de métamatériaux pour une meilleure compréhension afin de les appliquer à l'antenne pour améliorer ses performances.

Pour atteindre les objectifs préalablement définis, les deux premiers chapitres, regroupant des études théoriques sur les métamatériaux, les antennes patch et la définition du concept d'antenne agile, la présentation des différentes techniques de production de l'agilité et enfin la technologie ULB, nous a permis de comprendre, d'une manière générale, le comportement résonnant des SRR et les techniques existées pour améliorer les performances des antennes dans une bande ultra large.

Enfin, nous avons présenté et interprété dans le dernier chapitre les résultats de conception obtenus par le simulateur CST MWS 2018, en premier lieu on a présenté un modèle à base de métamatériaux afin de voir son influence sur les caractéristique de l'antenne, ensuite on a présenté les deux modèle de RAF, Puis on a conçu une nouvelle antenne ULB de forme circulaire et introduit des cellule unitaire et voir les changement sur le S_{11} et la fréquence en deuxième lieu pour voir la reconfiguration on a ajouté des composants actifs (diodes PIN) a l'antenne ULB avec des cellules unitaires, l'antenne reconfigurable peut ainsi commuter entre plusieurs bandes de fréquences à partir de l'état des diodes PIN et selon les résultats, nous avons extraité la meilleure conception.

Bibliographie

- [1] : M. ALOUI Abdelmalek « Extraction des paramètres ϵ et μ (permittivité et perméabilité) des Métamatériaux », Mémoire de fin cycle, université de Bejaïa, 2013.
- [2] : Thèse « Étude théorique de métamatériaux formés de particules diélectriques résonantes dans la gamme submillimétrique : magnétisme artificiel et indice de réfraction négatif », École doctorale des sciences physiques et de l'ingénieur Bordeaux, 2011.
- [3] : Mr. REFICE Mohamed Lamine « Modélisation et simulation des antennes en onde millimétrique à base de métamatériaux », Université Ziane Achour de Djelfa, magister, 2014.
- [4] : M. DJERROUD Tarik « Métamatériaux, applications aux antennes pour la téléphonie mobile », master, Université Abderrahmane MIRA-Béjaïa, 2012-2013.
- [5] : Dahmani Sabra & Kouadri Kawther « Etude et conception des antennes planaires ULB à base de méta matériaux », Master, Université 8Mai 1945 – Guelma, 2019.
- [6] : Éric LHEURETTE « Métamatériaux à indice négatif de réfraction : des microondes aux fréquences térahertz », L'université de Lille, 2009.
- [7] : Nedjadi Abdelhak, Bakhtaoui Boubakeur « Étude comparative des caractéristiques physiques diélectriques-métamatériaux », licence, Université Mustapha stambouli de mascara, 2017/2018.

- [8] : F. ADJILA & N. MELATI « Etude et conception d'une antenne fractale reconfigurable en fréquence », master, Université 8 Mai 1945 Guelma, 2019.
- [9] : S. Melihi & T. Fengal « Antenne de Téléphonie mobile, caractérisation et optimisation », Master, Université Abderrahmane MIRA-Bejaia, 2016
- [10] : A. GUEMARI, I. KHALDI Mohammed khemisti Zobeidi « Métamatériaux à indice de réfraction négatif Application aux antennes patch, master », L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued, 2015/2016.
- [11] : M. HASSAD « Modélisation d'une antenne patch réalisée sur substrat à teneurs de permittivité et de perméabilité », 2009.
- [12] : Mr G. IRANKUNDA & Mr E. UFITEYEZU « Etude et Conception d'une antenne patch Rectangulaire pour les Réseaux Personnels Sans fils _WPAN à 60 GHz », 2010-2011
- [13] : H. CHORFI « Conception d'un nouveau système d'antenne réseau conforme en onde millimétrique », Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2012.
- [14] : N. BERROUA & A. GHERIS « Etude paramétrique et simulation de l'antenne patch sous CST », master, Université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, 2017.
- [15] : Y. ZEMAM et A. FOUKIA « Étude et Conception d'Antennes Reconfigurables par Association d'éléments actifs », master, Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen, 2017.
- [16] : W. DEGHEFEL et R. MERZOUGUI « Etude et conception d'une antenne patch ultra large bande ULB à bande rejetée », master, Université Mohamed Boudiaf - M'SILA, 2016/2017.
- [17] : E. MAALOUL et A. HAMADOU « Etude et Simulation d'une Antenne Microruban Ultra Large Bande », master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2018.

- [18] : Z. BEN TAHAR et S. BEN ABDESSELAM « Réalisation d'une Interface graphique de Calcul des paramètres d'antennes patch et conception logicielle », projet fin d'étude, Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent, 2018 /2019.
- [19] : M. NOUIRI et Z. TERKI « Conception d'une Antenne Microruban Reconfigurable à base de Diode PIN et des Structures EBG », Master, université Mohamed Boudiaf m'sila, 2018 /2019.
- [20] : S. El Kadri « Contribution à l'étude d'antennes miniatures reconfigurables en fréquence par association d'éléments actifs », Thèse, l'École Doctorale EEATS, 2012.
- [21] : Laurent Petit « Antennes reconfigurables à base de mems RF », thèse, Université Joseph Fourier, 2007.
- [22] : S. Dakhli « Augmentation de la performance des antennes miniatures inspirées par métamatériaux: conception d'antennes », 2015.
- [23] : I. ROUISS Imen, BEN TRAD, Jean-Marie FLOC'H, Hatem RMILI, H. TRABELS, « Etude et conception d'une Antenne Patch Carré Reconfigurable en fréquence pour les systèmes de télécommunications multistandards », 2015.
- [24] : S. Loizeau, « Conception et Optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande », thèse, Université de Rennes 1, 2009.
- [25] : Viet Hung Nguyen « Antennes miniatures et reconfigurables utilisant des matériaux diélectriques et ferroélectriques oxydes et oxynitrures en couches minces », thèse, Université de Rennes 1, 2014.
- [26] : Anil Pandey , « Practical Microstrip and Printed Antenna Design », livre, 2019.