

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE**  
**SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID-TLEMCEM**  
**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT DE TELECOMMUNICATIONS**



**MEMOIRE**

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

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Systèmes des Télécommunications

**Par** :

DOULAT Abdelkader

**Sujet**

**Conception des antennes miniatures à base de métamatériaux  
pour les applications de la cinquième génération**

Soutenu publiquement, le 30 Septembre 2020, devant le jury composé de :

M<sup>me</sup> H.DJELTI

MCB Univ.Tlemcen

Présidente

M<sup>me</sup> F.BOUSALAH

MCB Univ.Tlemcen

Examinatrice

M<sup>me</sup> Y.BELHADEF

MCA Univ.Tlemcen

Encadrante

2019-2020

# *Dédicace*



# Dédicace

## *Je dédie ce modeste travail :*

*A la femme qui a souffert sans me laisser souffrir, qui n'a épargné aucun effort pour me rendre heureux*

*A ma source de tendresse et de force pour affronter les différents obstacles de la vie. A ma très chère mère qui m'a soutenu et encouragé durant mes années d'études et surtout pendant mon parcours universitaire, je n'arriverai jamais à lui exprimer assez mon amour sincère.*

*Aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de l'amour dont elle ne cesse de me combler. Que dieu la protège et lui procure bonne santé et longue vie.*

*A la mémoire de mon père, décédé trop tôt, dont la chance n'a pas voulu qu'il soit présent avec nous dans cet évènement majeur. Qui m'a toujours poussé et motivé dans mes premiers pas de mes études. J'aurais souhaité votre présence en ce moment pour partager mon immense joie. Vous êtes toujours présent dans mon esprit et dans mon cœur. Aussi dans ce moment inoubliable, vous avez toutes mes pensées.*

## *A mes très chères sœurs*

*Je vous remercie pour vos soutiens continus. Je suis chanceux de vous avoir à mes côtés. Vous trouverez dans ce travail le témoin de mon amour et de mon affection.*

*A ma très chère petite princesse « Alâa », le secret de notre joie infinie qui remplit nos jours de bonheur*

*A ma grande famille.*

*A tous ceux qui me connaissent et me sont chers.*

# ABDELKADER



Remerciement



# Remerciement

*Je tiens tout d'abord à remercier « Allah » le tout puissant de m'avoir donné le courage, la volonté, la force et la patience pour mener ce travail à terme et surtout dans ces difficiles conditions.*

*J'exprime toute ma gratitude et ma reconnaissance à Madame **Y. BELHADEF**, Maitre de conférences classe (A) à l'université Abou-Bakr Belkaid Tlemcen, de m'avoir dirigé et guidé tout le long de ce travail malgré les conditions imposées par la crise sanitaire (Covid-19). Je la remercie pour m'avoir bénéficié de ses grandes connaissances scientifiques et la patience qu'elle m'a accordé et les précieux conseils qu'elle m'a généreusement prodigué. Je la remercie aussi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'elle a bien voulu me consacrer et sans elle ce mémoire n'aurait jamais vue le jour.*

*Je remercie très sincèrement Madame **DJELTI.H** Maitre de conférence classe (B) à l'université de Abou-Bakr Belkaid Tlemcen, pour l'intérêt qu'elle a porté à ce travail en acceptant de faire partie de jury et de nous honorer par sa présidence.*

*Mes vifs remerciements sont également adressés à Madame **BOUSALAH.F** Maitre de conférence classe (B) à l'université Abou-Bakr Belkaid de Tlemcen, d'être membre de jury et accepté d'expertiser ce modeste travail. Leurs remarques constructives vont contribuer à combler les carences probables dans ce manuscrit.*

*Ces remerciements vont au corps professoral et administratif de la Faculté de Technologie particulièrement du département des télécommunications, pour la richesse et la qualité de leur enseignement et pour les grands efforts déployés pour assurer à leurs étudiants une formation actualisée.*

*J'adresse mes remerciements à tous mes collègues, particulièrement ma promotion de Master, spécialité : **Systèmes des Télécommunications***

*Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à tous mes amis chacun par son nom, sans oublier l'ensemble des enseignants ayant contribué de près ou de loin à ma formation et surtout ma mère qui était une enseignante à la hauteur. Enfin je ne voudrais pas oublier de remercier toute personne qui m'a aidé de loin ou de près à réaliser ce travail*

# *Tables des matières*

Dédicace	
Remerciement	
Résumé .....	I
Liste Des Figures .....	IV
Liste Des Tableaux .....	V
Introduction Générale .....	1

## **CHAPITRE I Généralités sur les antennes patchs**

I.1.Introduction .....	3
I.2.Antenne patch microruban .....	3
I.3.Différentes formes de l'antenne patch .....	5
I.4.Choix de la technologie des antennes patchs .....	6
I.4.1.Avantages .....	6
I.4.2.Inconvénients .....	6
I.5. Différentes Formes d'antennes .....	7
I.5.1. Antenne patch circulaire .....	7
I.5.2. Antenne patch rectangulaire .....	9
I.6. Caractéristiques de l'antenne patch .....	11
I.6.1. Représentation en quadripôles .....	11
I.6.2. VSWR : Voltage Standing Wave Ratio .....	11
I.6.3. Bande passante .....	12
I.6.4. Directivité et gain .....	13
I.6.5. Rendement .....	14
I.6.6. Angle d'ouverture a - 3 dB .....	14
I.6.7. Coefficient de réflexion .....	14
I.6.8. Polarisation .....	15
I.6.9. Diagramme de rayonnement .....	15
I.6.10. Impédance d'entrée .....	17
I.7. Techniques d'alimentations .....	15
I.7.1. Alimentation par contact .....	18
I.7.1.1 Alimentation par sonde coaxial .....	18
I.7.1.2. Alimentation par une ligne micro ruban .....	18
I.7.2.Alimentation couplée par ouverture .....	19
I.7.3. Alimentation couplée par proximité .....	21
I.7.4. Alimentation par fibres optiques .....	21
I.8. Domaine d'application des antennes patchs .....	22
I.9. Conclusion .....	23

## **CHAPITRE II Etats de l'art des structures à base des métamatériaux**

II.1.Introduction.....	24
II.2.Historique.....	24
II.3. Classifications des méta-matériaux.....	26
II.3.1. Matériaux à permittivité négative ENG .....	28
II.3.2. Matériaux à perméabilité négative MNG .....	30
II.3.3. Matériaux à doublement négatif DNG .....	32
II.4. Cellules SRR (split Ring Résonateur).....	36
II.5. Résonateurs en anneaux fendus complémentaires (RAFC) .....	37
II.6. Quelques propriétés électromagnétiques des méta-matériaux .....	38
II.6.1 Inversion de la loi de Snell-Descartes .....	38
II.6.2. Effet doppler .....	39
II.6.3. Inversion du rayonnement de Cerenkov .....	40
II.7. Applications des méta-matériaux .....	41
II.7.1. Super lentille .....	41
II.7.2. Domaine des antennes .....	42
II.7.3. Cape d'invisibilité.....	43
II.8. Méthodes d'extraction des paramètres effectifs .....	44
II.8.1. Première méthode .....	45
II.8.2. Deuxième méthode (Nicolson-Ross-Weir (NRW)) .....	46
II.9. Conclusion .....	48

## **CHAPITRE III Conception des antennes imprimées à base des méta-matériaux**

III.1.Introduction .....	50
III.2. Présentation du logiciel Microwave Studio de CST .....	50
III.3. Conception d'une antenne patch pour la 5G .....	53
III.3.1. Cahier de charge .....	54
III.3.1. 1. Sélection de la fréquence de résonance .....	54
III.3.1. 2. Sélection de la constante diélectrique du substrat .....	55
III.3.1.3. Epaisseur du substrat diélectrique ( $h$ ) .....	55
III.3.2. Résultats de simulation... ..	56
III.4.Conception de la cellule SRR pour la 5G.....	57
III.5.Conception de la cellule SSRR pour la 5G .....	59
III.6. Conception d'antenne monofréquence avec une cellule SSRR .....	60
III.7. Conception d'antenne bi-bande à base des métamatériaux.....	62
III.7.1.Variation de la largeur $W$ de l'encoche .....	63
III.7.2. Variation de la largeur $W_1$ de l'encoche .....	64
III.7.3. Variation de la distance $X_2$ de la 2ème cellule SSRR .....	64
III.7.4. Variation de la distance $X_3$ de la 3ème cellule SSRR... ..	65
III.7.5. Variation de la longueur $L_s$ du plan de masse et du substrat... ..	65
III.8. Conclusion.....	68
Conclusion générale .....	69
Références .....	71



# Résumé

La miniaturisation des antennes a connu ces dernières années un très grand intérêt auprès des chercheurs dans le monde des télécommunications. La course à cette miniaturisation est motivée par des exigences d'intégration des antennes dans l'architecture des terminaux mobiles, pour réduire le plus possible leurs encombrements. Cette structure convient particulièrement bien aux applications de pointes, comme les communications mobiles cellulaires de la 5G. Pour arriver à notre objectif, nous nous sommes inspirés des antennes qui répondent aux exigences de la cinquième génération à l'aide des antennes microrubans à base des métamatériaux qui ont des merveilleuses caractéristiques en termes d'adaptation et compacités.

Après avoir effectué une synthèse bibliographique sur les métamatériaux, nous avons donné un aperçu sur leurs caractérisations et applications pour l'amélioration des performances des antennes patches en termes d'efficacités et de compacités.

Nous avons rapporté et commenté les résultats de conception obtenus par le simulateur CST Microwave Studio. La facilité et la fiabilité de simulation sur ce logiciel, nous permettra de concevoir et de simuler plusieurs structures à base des métamatériaux pour arriver à des antennes qui répondent aux exigences des systèmes de communication mobile de la cinquième génération.

**Mots Clés :** Antenne miniature, 5G, CST Microwave Studio, Métamatériaux, Microruban, Cellules SSSR, Adaptation

## **Abstract**

The antennas miniaturization has experienced great interest in recent years among researchers in the telecommunications world. The race for this miniaturization is motivated by the integrating antennas requirements into the mobile terminals architecture, in order to reduce their footprint as much as possible. This structure is particularly suitable for advanced applications, such as 5G cellular mobile communications. To achieve our goal, we have inspired antennas that meet the requirements of the fifth generation using microstrip antennas made from Metamaterials which have wonderful characteristics in adaptation and compactness terms.

After having carried out a bibliographical synthesis on Metamaterials, we gave an overview on their characterizations and applications for improving the patch antennas performance in efficiency and compactness terms.

We reported and commented on the design results obtained by the CST Microwave Studio simulator. The simulation ease and reliability on this software will allow us to search and explore several structures based on Metamaterials to arrive at antennas that meet the requirements of fifth generation mobile communication systems.

**Key Words :** Miniature antenna, 5G , Metamaterials , CST Microwave Studio , SSSR cells, Microstrip, Adaptation.

## ملخص

حظي تصغير الهوائيات باهتمام كبير في السنوات الأخيرة بين الباحثين في عالم الاتصالات. إن الدافع وراء السباق نحو هذا التصغير هو متطلبات دمج الهوائيات في بنية وهندسة المعدات المتنقلة و أيضا من أجل تقليص حجمها قدر الإمكان. هذا الهيكل مناسب بشكل خاص للتطبيقات المتقدمة، مثل الاتصالات الخلوية المتنقلة الحديثة الخاصة بالجيل الخامس. لتحقيق هدفنا قمنا بإنجاز بنية نموذجية لهوائي يلبي متطلبات هذا الجيل الجديد. حيث تم استلهم هذا الأخير بمساعدة هوائيات ميكروريبيان المصنوعة من Métamateriels التي لها خصائص رائعة من حيث التكيف. بعد إجراء التوليف الببليوغرافي على Métamateriel، قدمنا لمحة عامة عن تطبيقاتها لتحسين أداء هوائيات نوع باتش من حيث الكفاءة و الأداء.

بعد ذلك ، ناقشنا وعلقنا على نتائج التصميم التي حصلنا عليها بواسطة برنامج محاكاة ( CST Microwave Studio).سهولة وموثوقية المحاكاة على هذا البرنامج سمحت لنا بالبحث واستكشاف العديد من الهياكل القائمة على الميتاماتريال للوصول إلى الهوائيات التي تلبي متطلبات أنظمة الاتصالات الخاصة بالجيل الخامس .

**الكلمات المفتاحية:** هوائي ، 5G ، Métamateriel ، خلايا مكملة SSSR ، CST Microwave Studio ، التكيف.

# Liste des figures

## CHAPITRE I : Généralités sur les antennes patches

Fig. I.1. structure d'une antenne imprimée .....	4
Fig. I.2. Présentation d'une antenne microbande .....	4
Fig. I.3. Schéma de l'antenne patch microruban circulaire .....	4
Fig. I.4. Différents types de l'antenne patch .....	5
Fig. I.5. Antenne patch microruban circulaire .....	7
Fig. I.6. Antenne patch microruban rectangulaire .....	9
Fig. I.7. Représentation en quadripôle .....	11
Fig. I.8. Bande passante et coefficient de réflexion .....	12
Fig. I.9. Différents types de diagrammes de polarisation .....	15
Fig. I.10 Différents types des diagrammes de rayonnement .....	16
Fig. I.11. a)diagramme dit « omnidirectionnel » dans le plan XOY b) diagramme dit « directif » .....	17
Fig. I.12. Antenne en mode émetteur .....	17
Fig. I.13. Alimentation par sonde coaxial.....	18
Fig. I.14. Alimentation par une ligne microruban.....	19
Fig. I.15. L'alimentation par une ligne microbande.....	19
Fig. I.16. Alimentation couplée par ouverture .....	20
Fig. I.17. Alimentation couplée proximité.....	20
Fig. I.18. Alimentation par fibre optique.....	21

## CHAPITRE II : Etats de l'art des structures à base des métamatériaux

Fig. II.1. Classement des matériaux en fonction du signe de la permittivité et de perméabilité .....	26
Fig. II.2. Diagramme de la permittivité ( $\epsilon$ ), de la perméabilité ( $\mu$ ) et de l'indice de réfraction ( $\eta$ ).....	28
Fig. II.3. Structure fils fins présentant $\epsilon$ négative / $\mu$ positive quand $E // z$ .....	29
Fig. II.4. Permittivité effective du milieu en fonction de la fréquence .....	30
Fig. II.5. Structure de rouleau suisse introduite par Pendry .....	31
Fig. II.6. Structure de résonateur en anneau fendu présentant $\epsilon$ positive / $\mu$ négative quand $H // y$ ...	31
Fig. II.7. Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques .....	33
Fig. II.8. Triée indirect caractérisé par la règle de la main gauche .....	33
Fig. II.9. Représentation vectorielle d'une onde électromagnétique plane .....	34
Fig. II.10. Résonateur en anneau fendu .....	36
Fig. II.11. Modèle du circuit équivalent du SRR .....	36
Fig. II.12. Comparaison entre RAF et RAFC de formes circulaires .....	37
Fig. II.13. a) polarisation convenable du (RAFC) circulaire b) circuit électrique équivalent .....	38
Fig. II.14. Réfraction d'une onde électromagnétique .....	39

Fig. II.15.Loi de Snell-Decartes lors du passage d'une onde d'un milieu main droite .....	39
Fig. II.16.Effet doppler .....	40
Fig. II.17.Inversion d'effet Cerenkov .....	41
Fig. II.18.a) Focalisation avec une lentille ordinaire b) Focalisation avec une super lentille.....	41
Fig. II.19. Schéma du dispositif ou le méta-matériau main gauche est placé au- dessus de l'antenne patch .....	43
Fig. II.20. Principe du cloaking, les rayons contournent la sphère (objet) et se reconstruisent en aval ne voit pas l'objet .....	43
Fig. II.21. Cape d'invisibilité de J-Pendry .....	44
Fig. II.22. Procédure d'extraction des paramètres effectifs .....	44

### **CHAPITRE III: Conception des antennes imprimées à bases des méta-matériaux**

Fig.III.1. Géométrie de l'antenne patch.....	53
Fig. III.2. a)Coefficient de réflexion , b)Taux d'onde stationnaire , c)Gain de l'antenne .....	56
Fig. III.3. a)Diagramme de rayonnement en 2D plan E b)Diagramme de rayonnement en 2D plan H , c)Diagramme de rayonnement en 3D .....	57
Fig. III.4. Cellule SRR à la fréquence 3.6GHz.....	58
Fig.III.5. a)Coefficient de transmission de réflexion de la cellule SRR, b)Phase de la cellule SRR..	58
Fig.III.6. Cellule CSRR à la fréquence 3.6GHz.....	59
Fig.III.7. Coefficient de transmission et de réflexion de la cellule CSRR .....	60
Fig.III.8. a)Une cellule CSRR insérée sur le patch de l'antenne initiale, b) Une cellule CSRR insérée sur le plan de masse .....	60
Fig.III.9. Coefficient de réflexion pour les 3structures .....	61
Fig.III.10.a)Elément rayonnant + une cellule CSRR , b)Elément rayonnant + 3 cellule CSRR , c) Elément rayonnant + plusieurs cellule CSRR .....	62
Fig.III.11. Coefficient de réflexion de trois structures respectivement .....	62
Fig.III.12. Influence de la largeur W de l'encoche sur l'adaptation.....	63
Fig.III.13. Influence de la largeur W1 de l'encoche sur l'adaptation.....	64
Fig.III.14. Influence de la distance X2 sur l'adaptation.....	64
Fig.III.15. Influence de la distance X3 sur l'adaptation.....	65
Fig.III.16. Influence de la longueur Ls sur l'adaptation .....	65
Fig.III.17. a)Coefficient de réflexion , b)Taux d'onde stationnaire , c)Gain de l'antenne.....	66
Fig.III.18. a)Diagramme de rayonnement en 2D et en 3D à 3.597GHz b) Diagramme de rayonnement en 2D et en 3D à 4.876GHz .....	67

# Listes des tableaux

## *Chapitre I* : Généralités sur les antennes patches

Tableau. I.1 Equations de l'antenne patch circulaire .....	9
Tableau. I.2. Equations de l'antenne patch rectangulaire .....	10
Tableau. I.3. Comparaison entre les différentes techniques d'alimentations .....	21
Tableau. I.4. Domaines d'applications des antennes patch et leurs largeurs de bande .....	22
Tableau. I.5. Application typiques de l'antenne patch .....	23

## *Chapitre III* : Généralités sur les antennes patches

Tableau. III.1. Dimensions de l'antenne initiale .....	55
--	----

# 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 tenus dans la main, d'autre part, il y'a une demande croissante concernant le transfert des données rapides, qui exige alternativement des composants à large bande et à multi bandes. Ces deux contraintes contradictoires doivent être soulevées avec des solutions peu couteuses, et fournissant un rendement élevé. Et puisque nous sommes sur le point d'entrer dans le monde de la cinquième génération de la téléphonie mobile 5G. Les antennes doivent être miniaturisés le maximum pour répondre aux besoins du progrès remarquables des systèmes de télécommunications et aussi bien pour des raisons esthétiques que techniques, ces antennes doivent être discrètes et petites.

La réduction de la taille des composants a suscité ces dernières années un très grand intérêt auprès des chercheurs dans le monde des télécommunications. La course à cette miniaturisation est motivée par l'intégration des composants dans l'architecture des terminaux mobiles, pour réduire au maximum leur encombrement. Alors l'apparition de la nouvelle classe des matériaux, connue sous le nom « métamatériaux » est arrivée à répondre à ces besoins. Les développements récents en électromagnétisme ont été marqués par l'émergence de composites innovants en raison de leurs propriétés inhabituelles et de leur capacité à guider et contrôler les ondes électromagnétiques de telle manière que les matériaux naturels ne peuvent pas réalisés. Les caractéristiques de ces structures ont été décrites dans un article de Victor Veselago, mais il a fallu plus de 30 ans pour les mettre en place expérimentalement par Smith. Les métamatériaux sont issus des travaux visant à obtenir un indice de réfraction négatif. Cette vérification expérimentale faite en 2001, a été basée sur une combinaison de résonateurs en anneaux fendus et de tiges métalliques, proposés par Pendry, pour avoir un matériau main gauche ayant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives. Depuis lors, une voie prometteuse est ouverte aux chercheurs et les recherches ont été intensifiées pour exploiter les propriétés de ces matériaux innovants.

Les métamatériaux constituent une thématique de recherche prometteuse dans différents domaines, dont en particulier l'électromagnétisme, que ce soit pour des applications circuits (filtres, déphaseurs, etc.) ou pour des applications de rayonnement (antennes, diffraction, furtivité). Il s'agit des matériaux élaborés, constitués d'éléments périodiques de

petites tailles (par rapport à la longueur d'onde) et apportant dans des bandes de fréquences spécifiques, des propriétés particulières différentes de celles des matériaux naturels. Parmi les bénéfices potentiels de ces structures, citons par exemple la miniaturisation des antennes, l'élargissement de leur bande passante ou la réduction du couplage inter-éléments au sein d'un réseau.

Ce travail, débuté en Février 2020, s'inscrit dans le cadre d'une continuité de la recherche sur les métamatériaux et les antennes miniatures. L'objectif de ce mémoire est de comprendre et de mettre en évidence les propriétés intéressantes des métamatériaux en vue d'applications aux antennes de la cinquième génération. L'outil de conception assisté par ordinateur utilisé pour effectuer cette tâche est bien CST MWS-2014 (Computer Simulation Technology – Micro Wave Studio, version 2014). Le mémoire s'articule en trois chapitres, dont nous donnons une brève description dans les lignes suivantes :

Le premier chapitre est consacré à une exposition panoramique des généralités des antennes imprimées. Nous présentons une description de ces antennes, les différentes formes de l'antenne patch, leurs avantages et inconvénients, leurs caractéristiques et différentes techniques d'alimentations, et on termine cette partie par une présentation des domaines d'applications de ces antennes.

Le second chapitre constitue un état de l'art des structures à base des métamatériaux. Nous présentons en premier lieu l'historique des métamatériaux, ensuite leurs définitions et classifications où nous présentons plus précisément leurs paramètres constitutifs tels que la perméabilité et la permittivité négatives. Nous nous explorons quelques applications des métamatériaux dans les domaines de l'optique et de micro-onde (particulièrement à l'antenne patch). Pour clôturer ce chapitre, nous présenterons les méthodes d'extraction des paramètres effectifs des métamatériaux.

Dans le dernier chapitre, nous nous intéressons à la conception des antennes imprimées à bases des méta-matériaux destinées à la nouvelle génération de la téléphonie mobile « la cinquième génération 5G » à l'aide de simulateur CST Microwave Studio. Les résultats de simulation seront présentés et commentés.

Enfin, ce document se termine par une conclusion générale et une bibliographie qui comprend les références des ouvrages et les ressources Web relatives à notre travail.

## **I.1.Introduction**

Les antennes sont devenues les éléments de base pour une liaison radioélectrique. Les technologies modernes s'orientent vers la miniaturisation de ces antennes tout en essayant de garder les meilleures performances. Dans ces dernières années, divers types d'antennes imprimées ont été développées, et différentes techniques d'alimentation sont mises en œuvre pour améliorer les performances de ce type d'antennes dans plusieurs cas d'applications. La technique des circuits imprimés a révolutionné les domaines de l'électronique, et plus récemment celui des hyperfréquences, où elle se prête particulièrement bien à la réalisation de circuits et d'antennes. L'antenne imprimée (patch) est conçue pour satisfaire à ces besoins, son caractère en miniature offre la possibilité de l'intégrer facilement dans les systèmes d'émission - réception.

De nos jours, l'industrie des télécommunications porte un grand intérêt à la miniaturisation des circuits et composants électroniques. En ce qui concerne les objets communicants cet effort se concentre notamment sur l'antenne qui est généralement l'un des éléments les plus encombrants du système. Les terminaux actuels doivent ainsi être capables de fonctionner dans les trois bande traditionnelle utilisées en téléphonie mobile (GSM 900; DCS1800; PCS1900). Les systèmes micro-ondes à structure micro-ruban ont été à l'origine du développement des antennes imprimées qui sont les plus souvent utilisées en réseaux afin d'améliorer leurs performances et de permettre la réalisation des fonctions très particulières.

Dans ce chapitre, nous allons représenter une description de l'antenne patch micro-ruban, les différentes formes de ces antennes, les avantages, les inconvénients des antennes patches, ainsi que les différents types d'alimentation.

## **I.2.Antenne patch microruban**

L'antenne patch, appelée aussi antenne planaire est un type récent d'antenne dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquents. Elle est constituée d'un diélectrique, possédant un plan de masse métallique sur une face. Sur l'autre face, une gravure métallique permet de supporter des courants de surface qui créent le rayonnement électromagnétique (figure I.1). Les courants sont amenés du générateur à l'antenne par une ligne de transmission, or par une sonde coaxiale[I.1]. Elle effectue ainsi deux fonctions fondamentales qui définissent le principe d'antenne de manière générale, il s'agit bien du rayonnement (émission) et de la réception d'une onde électromagnétique.

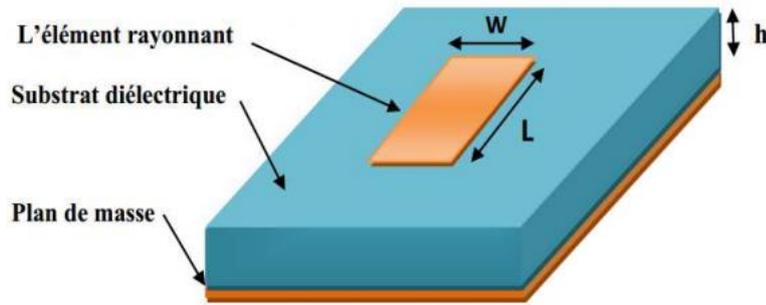


Figure I.1. Structure d'une antenne imprimée.

Les antennes microbandes, construites par la technique des circuits imprimés, ont en général des bandes de fréquences étroites dans leurs structures de base. L'antenne microbande est représentée dans la Figure I.2, est constituée d'un mince conducteur métallique (habituellement de 17,5 à 35 $\mu\text{m}$  d'épaisseur en hyperfréquence et 9  $\mu\text{m}$  en millimétrique) de forme arbitraire, appelé élément rayonnant, déposé sur un substrat épais utilisé pour augmenter la puissance rayonnée par l'antenne et réduire les pertes par l'effet joule et amélioré la bande passante de l'antenne, la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse [I.2]

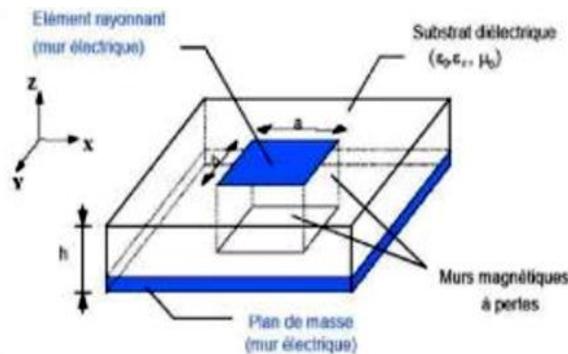


Figure I.2: Présentation d'une antenne micro bande.

La structure de base est comme la suivante :

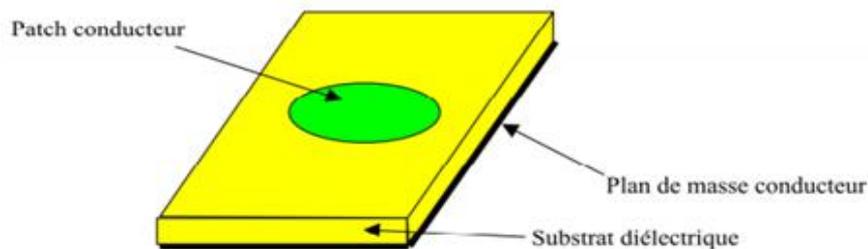


Figure I.3 : Schéma de l'antenne patch micro ruban circulaire.

La forme du patch conducteur peut être variée, mais elle influe sur les modes qui sont susceptibles de s'exciter dans l'antenne, et donc sur la nature du rayonnement. En pratique, on trouve essentiellement des rectangles, des disques, et plus rarement des anneaux ou des triangles. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif. Les trois principaux types sont :

- Alimentation par ligne : une ligne microruban est reliée au patch et lui amène l'énergie. Elle a l'inconvénient de générer un rayonnement parasite.
- Alimentation par connecteur : un connecteur standard (SMA) est soudé au plan de masse qui est perforé pour permettre à l'âme central d'être reliée au patch en traversant le diélectrique. L'énergie est amenée par guide coaxial.
- Alimentation par fente : une ligne est disposée au dos du plan de masse, qui est entaillé d'une fente sous le patch afin que l'énergie amenée par la ligne soit communiquée à l'antenne [I.2].

L'impédance d'entrée de l'antenne que l'on souhaite la plus proche possible de  $50 \Omega$  en partie réelle, et nulle en partie imaginaire, dépend du type d'alimentation. On sait que pour une alimentation par connecteur, l'impédance varie avec la position du contact de la sonde avec le patch. Pour une alimentation par fente, c'est la largeur et la position de la fente qui vont permettre de s'approcher de l'adaptation idéale. D'une manière générale, il s'agit d'un problème complexe qui doit être traité au cas par cas par des simulations numériques, et dont la solution est souvent guidée par l'expérience.

### I.3. Différents types de l'antenne patch

L'antenne patch peut prendre plusieurs formes comme le montre la Figure I.4:

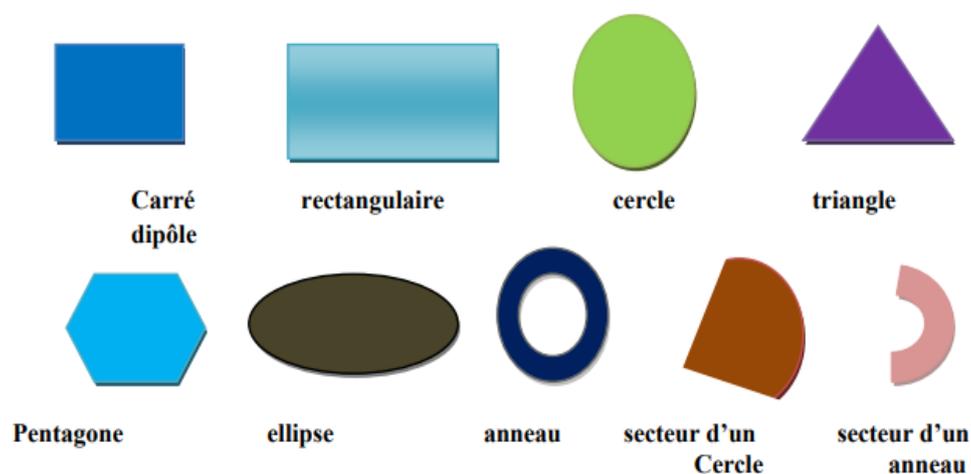


Figure I.4 : Différents types de l'antenne patch[I.3].

## I.4. Choix de la technologie des antennes patches

Actuellement, les antennes patches deviennent de plus en plus importantes en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration [I.4-I.5].

### I.4.1. Avantages

Parmi les avantages de cette technologie des antennes, on peut citer :

Leur volume réduit, la conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes. Ajoutons que la simplicité de leurs structures fait que ce type d'antenne est adapté au faible coût de fabrication. Ceci est une propriété clé qui explique l'introduction des antennes patches dans les applications de la communication mobile [I.4-I.5].

D'une façon générale, les avantages des antennes imprimées sont : [I.6, I.7, I.8]

- Faible poids.
- Conforme sur les surfaces planaires et non- planaires (avec les substrats minces).
- Facile à fabriquer.
- Limitation du risque de panne.
- Faible coût de fabrication, production en masse possible.
- Polarisation linéaire et circulaire.
- Antennes multi bandes, multi polarisations possibles.
- Simples, Robustes.
- Non encombrants.
- Facile à intégrer avec les circuits MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuit) sur un même substrat.
- Souple en termes de fréquence de résonance.

### I.4.2. Inconvénients

Cependant, elle présente les inconvénients suivants : [I.6, I.7, I.8]

- Bande passante étroite, souvent associée avec les problèmes de tolérances (géométriques et physiques).
- Généralement faible gain (6 dB).
- La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan.

- Supportent uniquement des faibles puissances (quelques dizaines de watts).
- Rayonnement parasite de l'alimentation.
- Circuit d'alimentation parfois très complexe.
- Faible pureté de polarisation.

## I.5. Différentes Formes d'antennes

### I.5.1. Antenne patch circulaire

Sur la figure I.5, on représente une antenne patch microruban circulaire alimentée par une sonde coaxial. Pour l'application de l'alimentation par sonde coaxial, l'épaisseur de substrat devrait être petite et la constante diélectrique devrait être assez grande de sorte que l'antenne devienne à bande étroite, En conséquence, n'importe quelle variation dans la fréquence de résonance de l'antenne deviendra plus claire, et facile à mesurer. L'alimentation par câble coaxiale est choisie pour isoler les résultats des changements physiques de l'alimentation. C'est parce que n'importe quel changement des dimensions de la structure d'antenne change la dimension de la ligne microruban et en conséquence, l'impédance d'alimentation et également la fréquence de l'antenne changera[I.9].

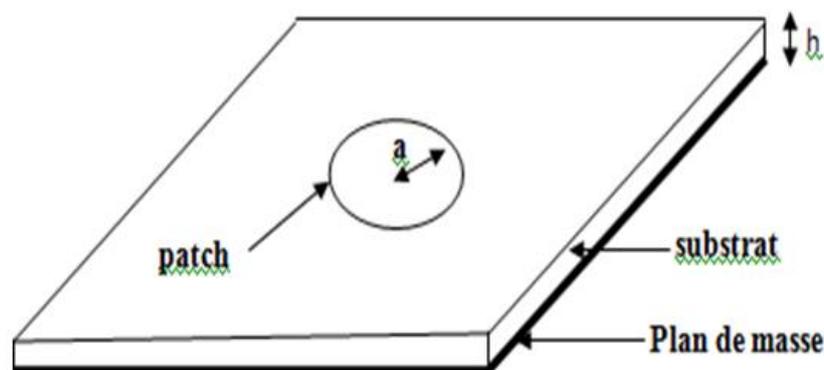


Figure I.5 : Antenne patch microruban circulaire.

Selon Balanis[I.10], la relation de la fréquence de résonance d'une antenne patch circulaire en fonction du rayon  $a$ , l'épaisseur de substrat  $h$  et la constante diélectrique relative  $\epsilon_r$ , en son mode dominant  $TM_{110}$  :

$$(f_r)_{110} = \frac{1,2412 c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.1})$$

Où :  $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$  est la vitesse de la lumière dans l'espace libre, et  $a_e$  est le rayon effectif de l'antenne.

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left[ \ln \left( \frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2} \quad (I.2)$$

Sur le tableau I.1, on donne les équations de l'antenne patch circulaire.

Paramètres d'antenne patch circulaire		Equations
Le rayon réel		$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F \left[ \ln \left( \frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}}$ $F = \frac{8,791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}$
Fréquence de résonance		$f_r = \frac{c}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{eff}}}$
Constant diélectrique ( $\epsilon_{eff}$ )		$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-\frac{1}{2}}$
La longueur		$L = L_{eff} - 2\Delta L$
L'extension de la longueur ( $\Delta L$ )		$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0,3) \left( \frac{w}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0,258) \left( \frac{w}{h} + 0,8 \right)}$
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 d'alimentation	simple	$L_{1s} = \frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$
	quart d'onde	$L_1 = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$
L'impédance caractéristique de la ligne microruban		$Z_C = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[ \frac{8h}{w_2} + \frac{w_2}{4h} \right] \frac{w_2}{h} \leq 1 \\ \frac{120}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[ \frac{w_2}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{w_2}{h} + 1,44 \right) \right]} \frac{w_2}{h} \geq 1 \end{cases}$

**Tableau I.1 :** Equations de l'antenne patch circulaire.

Avec :

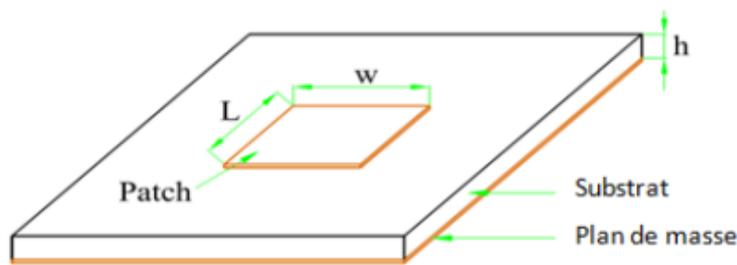
$W$  : Largeur de la ligne micro ruban.

$h$  : Epaisseur du substrat diélectrique.

$\epsilon_r$  : Permittivité relative.

$\epsilon_{eff}$  : Permittivité effective.

**I.5.2. Antenne patch rectangulaire**



**Figure I.6 :** Antenne patch microruban rectangulaire.

Selon Huang, Boyle[I.11] et Balanis[I.10], la fréquence de résonance pour une antenne patch rectangulaire en mode  $TM_{010}$  est donnée par:

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{I.3}$$

Sur le tableau I.2, on donne les équations de l'antenne patch rectangulaire.

Paramètres de l'antenne patch rectangulaire	Equations
La largeur	$w = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$
Fréquence de résonance	$f_r = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{eff}}}$
Constant diélectrique ( $\epsilon_{eff}$ )	Pour $w/h > 1$ : $\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-\frac{1}{2}}$
La longueur	$L = L_{eff} - 2\Delta L$

L'extension de la longueur( $\Delta L$ )		$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0,3) \left(\frac{w}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0,258) \left(\frac{w}{h} + 0,8\right)}$
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 d'alimentation	Simple	$L_{1s} = \frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$
	quart d'onde	$L_1 = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$
L'impédance caractéristique de la ligne microruban		$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[ \frac{8h}{w_2} + \frac{w_2}{4h} \right] \frac{w_2}{h} \leq 1 \\ \frac{120}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[ \frac{w_2}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \frac{w_2}{h} + 1,44 \right]} \frac{w_2}{h} \geq 1 \end{cases}$

**Tableau I.2 :** Equations de l'antenne patch rectangulaire.

Avec :

$L_{eff}$  : longueur effective du patch.

$L$  : longueur du patch.

$\epsilon_{r\,eff}$  : permittivité effective.

$\epsilon_r$  : permittivité relative.

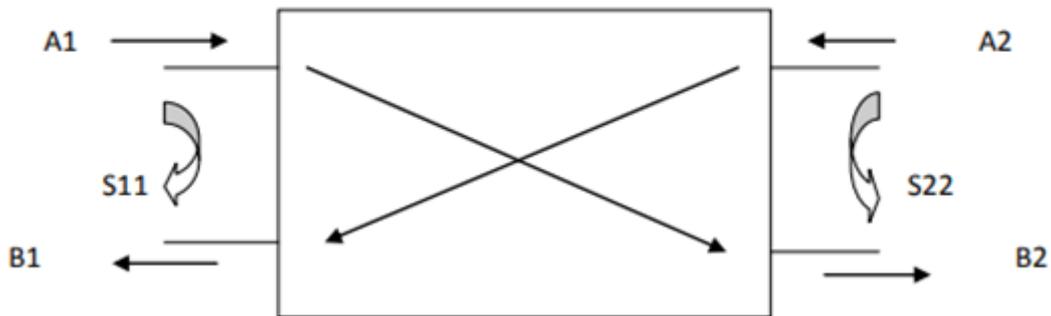
$h$ : épaisseur du substrat.

$w$  : largeur du patch, pour une bon efficacité de rayonnement.

## I.6. Caractéristiques de l'antenne patch

### I.6.1. Représentation en quadripôles[I.12]

Une antenne peut être représentée comme un quadripôle (Figure I.7), défini par les paramètres S :



**Figure I.7 :** Représentation en quadripôle.

$A_1$  ,  $A_2$  ,  $B_1$  et  $B_2$  sont des ondes de puissance. On a les relations suivantes :

$$B_1 = S_{11} \times A_1 + S_{12} \times A_2 \quad (I.4)$$

$$B_2 = S_{21} \times A_1 + S_{22} \times A_2 \quad (I.5)$$

- Le coefficient  $S_{11}$  correspond à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque  $A_2 = 0$ .
- Le coefficient  $S_{12}$  représente la transmission de la puissance entrant en sortie vers l'entrée lorsque  $A_1 = 0$ .
- Le coefficient  $S_{21}$  est le gain du quadripôle lorsque  $A_2 = 0$ .
- Le coefficient  $S_{22}$  est la réflexion en sortie du quadripôle lorsque  $A_1 = 0$ .

### I.6.2. VSWR : Voltage Standing Wave Ratio

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

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (I.6)$$

### I.6.3. Bande passante

La bande passante d'une antenne correspond à la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est maximale. La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande. Il n'y a pas de critères précis pour la limite du coefficient de réflexion. Un critère typique d'avoir un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB sur la bande passante [I.13].

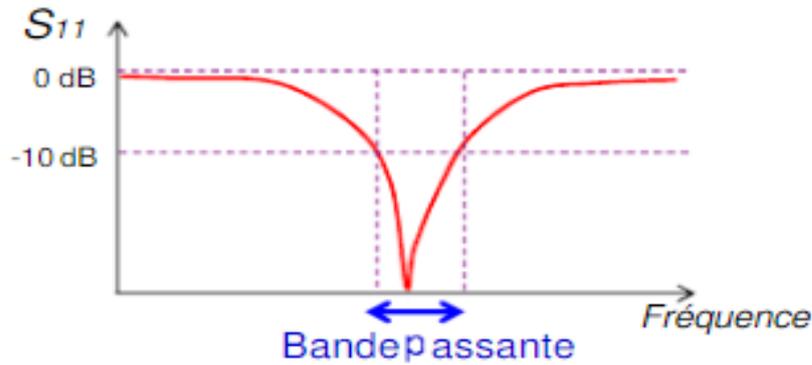


Figure I.8 : Bande passante et coefficient de réflexion [I.14].

Pour les antennes à bande étroite, la bande passante est généralement exprimée en relatif par rapport à la fréquence centrale par (Equation I.7) :

$$BP(\%) = \left[ \frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} \right] 100 \quad (I.7)$$

Où

$f_{max}$ : La fréquence maximale.

$f_{min}$ : La fréquence minimale.

$f_c$ : La fréquence centrale ou de résonance.

Pour les antennes larges bandes, une autre manière d'exprimer la bande passante est donnée par l'équation (I.8):

$$BP = f_{max}/f_{min} \quad (I.8)$$

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

### I.6.4. Directivité et gain

La directivité d'une antenne caractérise la manière dont cette antenne concentre son rayonnement dans certaines directions de l'espace. La directivité d'une antenne dans une direction  $(\theta)$  est le rapport de la puissance  $P(\theta, \varphi)$  à la puissance que rayonnerait la source isotrope par unité d'angle solide.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{p(\theta, \varphi)}{P_r/4\pi} = 4\pi \frac{p(\theta, \varphi)}{P_r} \quad (\text{I.9})$$

Dans la direction de rayonnement maximale  $(\theta_0, \varphi_0)$ , la directivité est exprimée par :

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{p(\theta_0, \varphi_0)}{P_r} \quad (\text{I.10})$$

Le gain  $G(\theta, \varphi)$  d'une antenne dans une direction  $(\theta, \varphi)$  est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée  $P(\theta, \varphi)$  sur la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes. En général, le gain  $G$  correspond au gain dans la direction de rayonnement maximale  $(\theta_0, \varphi_0)$ . Cette propriété caractérise la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{p(\theta, \varphi)}{P_A} \quad (\text{I.11})$$

$$G = 4\pi \frac{p(\theta_0, \varphi_0)}{P_A} \quad (\text{I.12})$$

Le gain augmente avec la hauteur  $h$  du substrat et si  $\epsilon_r$  diminue.

Avec :  $\epsilon_r$  : permittivité diélectrique du substrat.

D'où :

$P(\theta, \varphi)$  : la puissance rayonnée dans une direction donnée .

$P(\theta_0, \varphi_0)$  : la puissance rayonnée dans une direction maximale.

$P_A$  : la puissance électrique en entrée.

$P_r$  : la puissance rayonnée.

$G(\theta, \varphi)$  : Le gain d'une antenne dans une direction  $(\theta, \varphi)$

$G$  : correspond au gain dans la direction de rayonnement maximale  $(\theta_0, \varphi_0)$ .

### I.6.5. Rendement

Le rendement  $\eta$  d'une antenne traduit sa capacité à transmettre la puissance électrique en entrée  $P_A$  sous forme de puissance rayonnée  $P_r$ . On le définit comme le rapport entre la puissance totale rayonnée par une antenne et la puissance qui lui est fournie [I.14].

$$\eta = \frac{p_r}{p_f} \quad (\text{I.13}) \quad \text{Ce rapport caractérise les pertes à}$$

l'intérieur de l'antenne. d'où :

$p_r$  : la puissance rayonnée.

$p_f$  : la puissance fournie à l'antenne.

### I.6.6. Angle d'ouverture a - 3 dB

Si  $G_m$  est le gain maximal d'une antenne donnée dans un plan bien déterminé, alors son ouverture dans ce plan est l'angle qui se trouve entre deux directions de ce plan ayant la moitié du gain maximal (gain à -3 dB), soit  $G_m/2$

D'une autre façon, l'angle d'ouverture d'une antenne est l'angle de direction pour lequel la puissance rayonnée est la moitié (-3dB) de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable [I.12].

Avec :  $G_m$  : est le gain maximal d'une antenne.

### I.6.7. 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 et l'adaptation des antennes, sa valeur doit être inférieure ou égale à -10dB.

Quand une antenne d'impédance d'entrée  $Z_e$  est alimentée par une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_c$ , des réflexions apparaissent aux ports d'entrées représentées par le coefficient de réflexion qui est exprimé par la formule :

$$S_{11} = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} = \frac{\text{onde réfléchie}}{\text{onde incidente}} \quad (\text{I.14})$$

D'où :

$Z_e$  : est l'impédance d'entrée

$Z_c$  : est l'impédance caractéristique de la ligne.

Donc le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est un paramètre qui permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident [I.1]. Couramment exprimé en dB :

$$S_{11} = 20 \log_{10} (|S_{11}|) \quad (\text{I.15})$$

On dit que l'antenne est adaptée si  $S_{11} = 0$ : donc  $Z_e = Z_c$

### I.6.8. 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 représentée sur la figure I.9 [I.15].

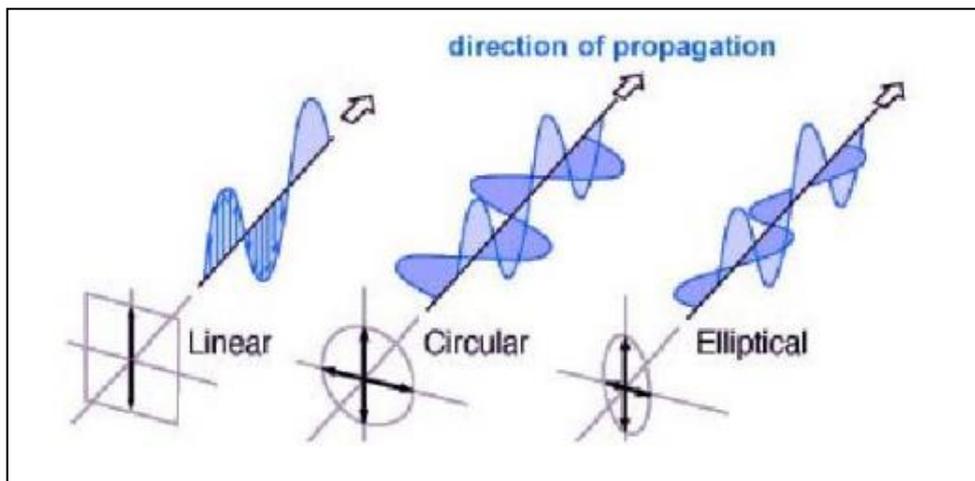


Figure I.9 : Différents types de polarisation [I.16] .

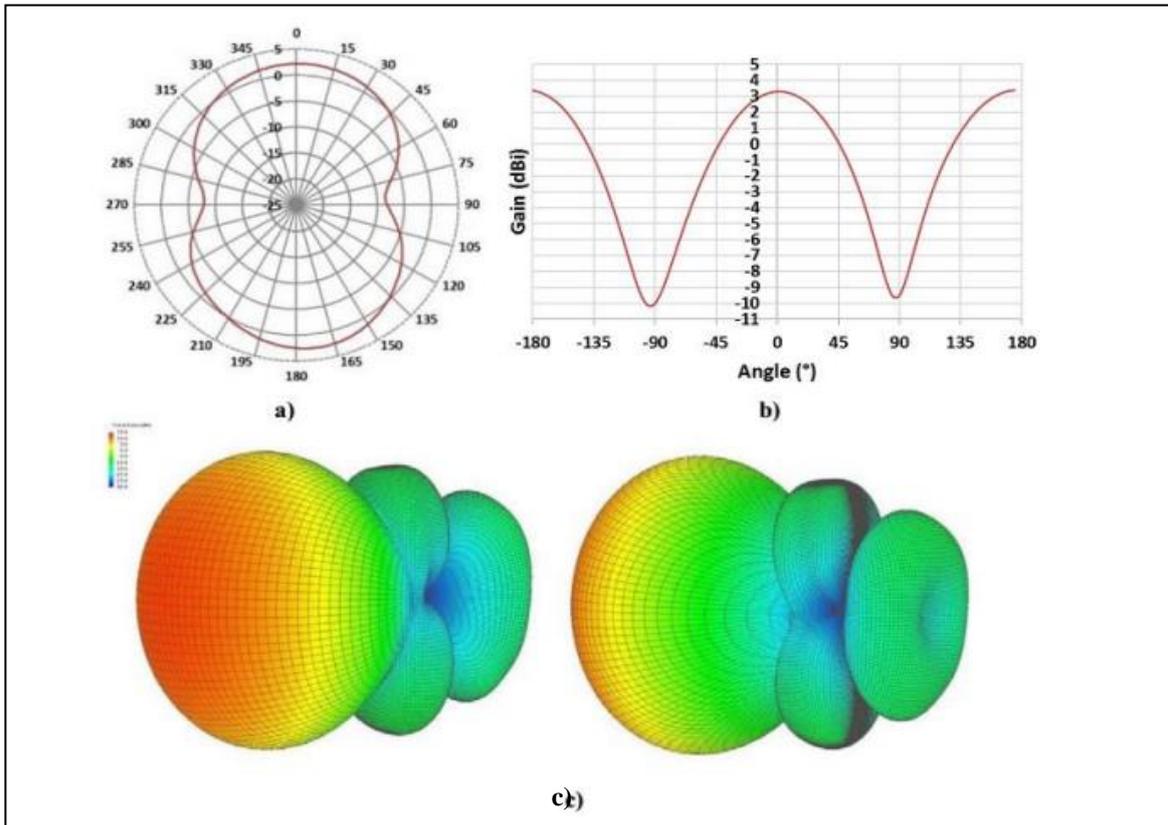
### I.6.9. Diagramme de rayonnement

La densité de puissance rayonnée par une antenne est répartie dans l'espace autour de celle-ci en fonction de sa géométrie et de son adaptation. Les diagrammes de rayonnement sont utilisés pour représenter graphiquement cette répartition. Ils sont donnés en «zone lointaine» et généralement dans un repère en coordonnées polaires. Le champ électromagnétique est considéré en zone lointaine si la distance entre le point où il est calculé et l'antenne respecte la

condition donnée en équation (I.16). Les diagrammes peuvent être représentés sur des figures en 2D (polaire ou cartésien) ou en 3D (Figure I.10).

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \tag{I.16}$$

Où D est la dimension la plus grande de l'antenne et  $\lambda$  la longueur d'onde associée à la fréquence de fonctionnement de l'antenne.

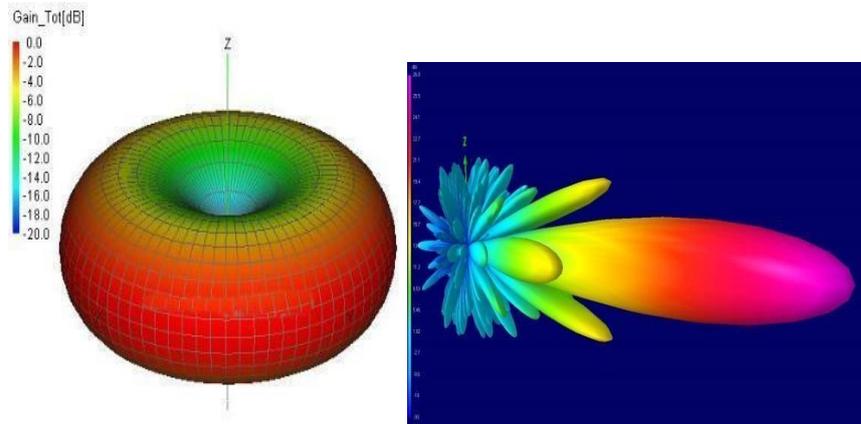


**Figure I.10 :** Différents types des diagrammes de rayonnement  
 a) 2D polaire b) 2D cartésien c) 3D.

Parmi la multitude des diagrammes possibles, trois types de diagramme peuvent être identifiés :

- Le diagramme dit isotopique si le diagramme de rayonnement de l'antenne est une sphère. En pratique l'antenne isotrope parfaite n'existe pas.
- Les diagrammes dits omnidirectionnels pour lesquels le rayonnement s'effectue de manière isotrope mais dans un seul plan de l'espace. Il existe des directions dans lesquelles l'antenne rayonne avec moins d'énergie. Pour certaines antennes omnidirectionnelles il existe des directions dans lesquelles l'antenne ne rayonne pas. Ces directions sont dites aveugles (figure I.10).
- Les diagrammes dits directifs où la plus grande partie de la puissance rayonnée est concentrée dans un lobe appelé la lobe principale. Le reste de la puissance est distribuée

dans de multiples lobes.



**Figure I.11** : a) Diagramme dit « omnidirectionnel » dans le plan xOy.  
 b) Diagramme dit « directif » [I.13].

### I.6.10. Impédance d'entrée [I.1]

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne. Elle est égale au rapport de la tension  $V_e$  sur le courant  $I_e$  présenté à l'entrée (Equation I.17).

$$Z_{in} = \frac{V_e}{I_e} = R + jX \tag{I.17}$$

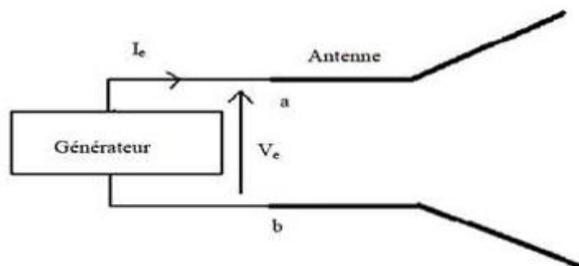
Cette impédance est donnée par la formule :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{(1+S_{11})}{(1-S_{11})} \tag{I.18}$$

$Z_0$  : Impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

$R$  : Résistance de l'antenne aux bornes a et b.

$X$  : Réactance de l'antenne aux bornes a et b.



**Figure I.12** : Antenne en mode émetteur.

## I.7. Techniques d'alimentations

L'alimentation des antennes patchs est l'une des parties les plus importantes dans le processus de la conception. Pour cela, plusieurs techniques ont été considérées dans ce but. Elles peuvent être classées en deux grandes catégories :

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

### I.7.1. Alimentation par contact

#### I.7.1.1 Alimentation par sonde coaxial

L'alimentation coaxiale est une autre méthode pour alimenter les antennes micro rubans, sa structure est montrée sur la (Figure I.13), Dans ce cas, le conducteur central (intérieur) est soudé directement à l'élément rayonnant (patch) après avoir traversé le diélectrique et le plan de masse, le conducteur extérieur est relié directement à ce dernier (plan de masse).

L'avantage de cette méthode est qu'elle peut être appliquée à n'importe quel endroit du patch avec une facilité de fabrication et moins de rayonnement parasite [I.17].

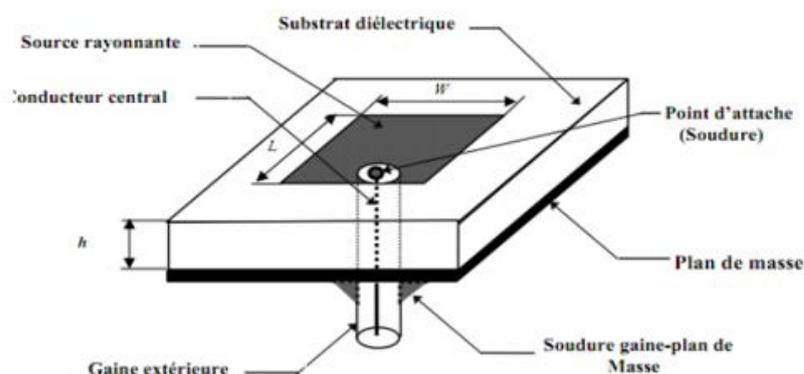
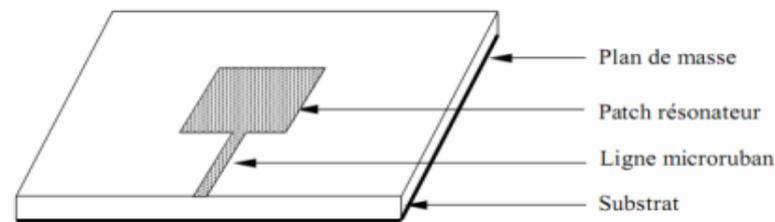


Figure I.13 : Alimentation par sonde coaxial.

#### I.7.1.2. Alimentation par une ligne micro ruban

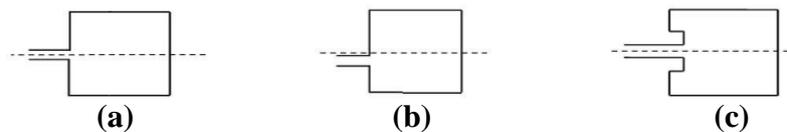
Dans cette alimentation, une ligne micro ruban est connectée directement au bord du patch voir (Figure I.14), Cette ligne est plus petite concernant la largeur par rapport au patch.

C'est l'une des techniques utilisée dans les antennes imprimées, l'avantage qu'elle a, est qu'elle est facile à fabriquer, et simple à adapter à la résonance, elle a l'inconvénient d'engendrer un rayonnement parasite.



**Figure I.14 :** Alimentation par une ligne microruban.

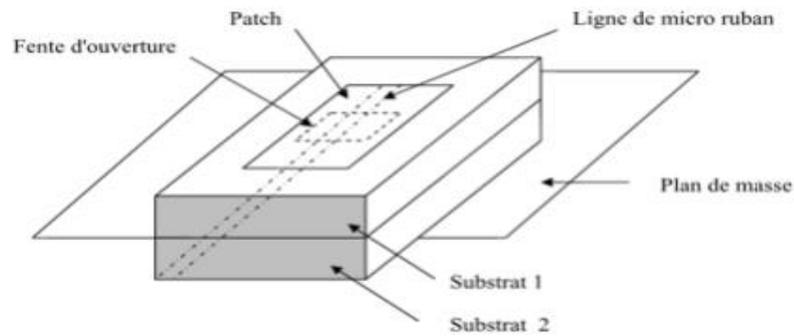
L'alimentation peut se faire par la connexion directe à une ligne microbande (Figure I.15), dont le point de jonction est situé sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe de symétrie, si cela permet une meilleure adaptation d'impédance. L'alimentation axiale avec encoche donne de bons résultats [I.18], [I.19], Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes.



**Figure I.15 :** L'alimentation par une ligne microbande axiale(a), décalée (b) et avec Encoche (c)

### I.7.2. Alimentation couplée par ouverture

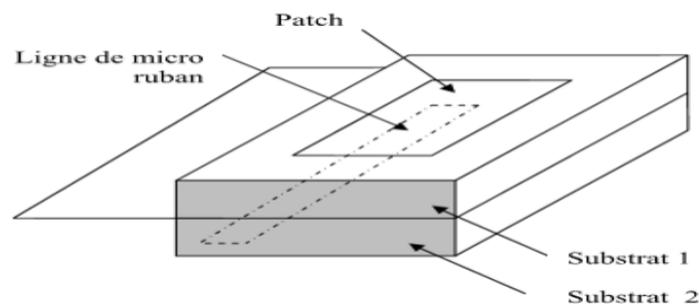
Dans ce type d'alimentation, le patch de rayonnement et la ligne d'alimentation sont séparés en plan de masse comme indique sur la Figure I.16. La conjonction entre le patch et la ligne d'alimentation est faite par une ouverture ou une fente dans le plan de masse. Pour optimiser mieux le rayonnement du patch, on opte pour l'utilisation des matériaux à permittivité élevée pour le substrat inférieur, et des matériaux à faible constante pour le substrat supérieur. L'avantage de cette alimentation est l'élargissement de la bande passante [I.17].



**Figure. I.16:** Alimentation couplée par ouverture.

### I.7.3. Alimentation couplée par proximité

Ce type d'alimentation est montré sur la figure I.17. Deux substrats diélectriques sont employés de façon que la ligne d'alimentation soit insérée entre eux et le patch soit sur le substrat supérieur. L'avantage principal de cette technique d'alimentation est l'élimination du faux rayonnement d'alimentation et l'obtention d'une bande passante plus large et ceci par l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne. Parmi les inconvénients de cette méthode d'alimentation, c'est la complexité de fabrication [I.20].



**Figure. I.17:** Alimentation couplée par proximité.

Comparaison entre ces différentes techniques d'alimentations :

Caractéristiques	Alimentation par Ligne microruban	Alimentation Coaxiale	alimentation couplée par Ouverture	alimentation couplée par Proximité
rayonnement parasite de l'alimentation	Plus	Plus	Moins	Minimum
Fiabilité	Meilleur	Pauvres à cause de soudure	Bon	Bon
Facilité de fabrication	Facile	Soudure et forage requis	Alignement requis	Alignement requis
adaptation d'Impédance	Facile	Facile	Facile	Facile
Bande passante (réalisé avec adaptation D'impédance)	2-5%	2-5%	2-5%	13%

Tableau I.3: Comparaison entre les différentes techniques d'alimentations[I.21].

### I.7.4. Alimentation par fibres optiques

Ce type de liaison présente plusieurs avantages, comme une large bande passante, une forte liaison, une grande immunité au bruit, une taille et un poids réduits. Le concept est le suivant : une diode laser est modulée à l'aide d'une fibre optique. Sur le substrat de l'antenne une photodiode démodule le signal lumineux qui sera ensuite couplé à l'antenne imprimée par un circuit d'adaptation[I.5].

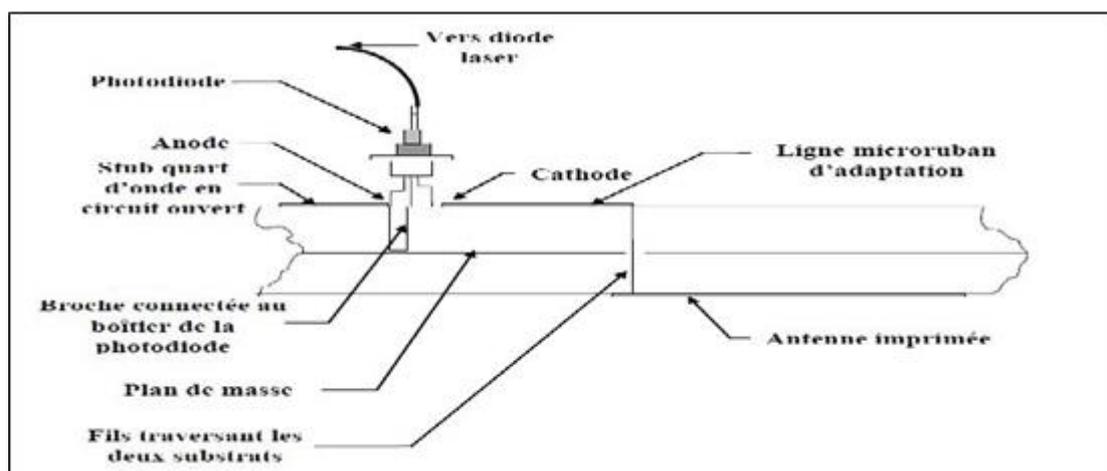


Figure I.18: Alimentation par fibre optique.

**I.8. Domaine d’application des antennes patchs**

Les demandes des antennes imprimées sont au loin très nombreuses, de l’électronique grand public aux systèmes technologiques de pointe. Les antennes imprimées sont utilisées dans :

- La télémétrie des missiles.
- Les contrôles et les commandes à distance.
- Les radars.
- Les Réseaux mobiles (GSM 900, DCS 1800, UMTS,...).
- Réseaux sans fils : (WLAN, BLUETOOTH, WIFI, ...).
- Les communications spatiales (GPS).

Voici quelques domaines d’applications de ce type des antennes avec leurs largeurs de bande :

Applications	Fréquences
Système de communication personnel	1,875-1,99GHz et 2,18-2,20GHz
GPS	1227MHz et 1575MHz
Réseaux locaux sans fils	2,40-2,48GHz et 5,4GHz
Radars de poursuite	60GHz et 77GHz
Satellite de radiodiffusion	11,7-12,5 Ghz
GSM	890-915MHz et 935-960MHz

**Tableau I.4 :** Domaines d’applications des antennes patchs et leurs largeurs de bande[I.21].

Systemes	Applications
Antennes d’avion et de navire	La communication et la navigation, les altimètres, des systèmes aveuglent d’atterrissages
Missiles	Le radar, les fusibles de proximité et la télémétrie
Communications par satellites	La télédiffusion domestique directe, les antennes au bord des véhicules, la communication
Radio mobiles	Les téléphones portables, la téléphonie mobile dans les véhicules

La télédétection	Grandes ouvertures légères
Biomédical	Les applicateurs dans le four à micro-ondes
Autre	Les alarmes d'intrusion, la communication personnelle, etc...

**Tableau I.5 :** Applications typiques de l'antenne patch.

## I.9. Conclusion

La technologie microbande en générale, et les antennes patches en particulier connaissent un succès croissant aux prés des industriels et des professionnels de télécommunications, qu'elle soit spatiale ou terrestre. Il est nécessaire de bien définir l'intégralité des paramètres des antennes, afin de prévoir son comportement avant même la réalisation, et de s'assurer qu'elle se conformera aux exigences des systèmes. Nous avons essayé à travers ce chapitre de présenter de façon concise, l'essentiel de la théorie des antennes imprimées dont aurait besoin tout ingénieur ou chercheur s'intéressant à ce type d'antenne.

Dans ce chapitre, en premier lieu, nous avons brièvement exposé les différentes formes de l'antenne patch tels que nous avons basé sur la forme circulaire et la forme rectangulaire. En second lieu, on a présenté leurs avantages et inconvénients, et les caractéristiques radioélectriques tels que la représentation en quadripôle, la bande passante, la directivité et le gain, le rapport d'onde stationnaire, le coefficient de réflexion...etc. Nous nous sommes intéressé par la suite aux techniques d'alimentations. En dernier lieu, on a cité les domaines d'applications des antennes patches.

Le chapitre suivant sera entièrement dédié à l'étude de l'état de l'art des structures à base des méta-matériaux.

## II.1. Introduction

Un milieu continu avec des paramètres négatifs, c'est-à-dire, un milieu avec une constante diélectrique  $\epsilon$ , ou une perméabilité  $\mu$  négatives ont été longtemps connues dans les théories d'électromagnétisme.

Le terme métamatériau désigne un matériau composite artificiel qui présente des propriétés électromagnétiques qu'on ne retrouve pas dans un matériau naturel.

Il s'agit en général des structures périodiques, diélectriques ou métalliques, qui se comportent comme un matériau homogène n'existant pas à l'état naturel. Il existe plusieurs types de méta-matériaux en électromagnétisme, les plus connus étant ceux susceptibles de présenter à la fois une permittivité et une perméabilité négatives. Mais il en existe d'autres : milieu d'impédance infinie, milieu à permittivité relative inférieure à 1.

Les méta-matériaux constituent un agencement d'éléments structuraux, artificiels conçus pour atteindre des propriétés électromagnétiques avantageuses et inhabituelles, ces propriétés seront vues par la suite ; comme l'inversion de l'effet doppler et l'inversion de la loi de Snell. Le terme "méta" vient du grec et traduit par "au delà" en français.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons, en premier lieu, l'historique ainsi que la définition et les différentes classes des métamatériaux selon le signe de la permittivité et de la perméabilité de ces derniers. Ensuite, nous allons consacrer notre étude sur les résonateurs en anneaux fendus RAF et ces complémentaires CRAF. De même, notre attention sera focalisée sur les domaines d'applications des métamatériaux et leurs utilisations dans le domaine des antennes, de l'optique etc. Dans la dernière partie du chapitre, nous allons intéresser plus aux méthodes d'extraction des paramètres effectifs des métamatériaux.

## II.2.Historique

Parmi les exemples les plus célèbres, on trouve les alliages utilisés en métallurgie ou les vitraux en verre coloré des cathédrales. En optique, les méta-matériaux sont par conséquent millénaires. Par contre, en électromagnétisme, ils sont nettement plus récents. Mais ils ont quand même fait leurs apparitions très tôt puisqu'on peut considérer par exemple que le brevet concernant un réflecteur métallique formé d'une grille périodique de fils déposé par Marconi et Franklin en 1919 est un exemple de méta-matériau. De même, l'antenne de télévision inventée en 1926 à l'université de Sendai au Japon par H. Yagi est elle aussi un exemple de méta-matériau. Pendant et après la Seconde Guerre mondiale, suite à l'invention

du radar, de nombreux travaux ont porté sur des matériaux artificiels qui présentaient des propriétés inconnues ou supérieures à celles des matériaux naturels telles qu'une permittivité relative inférieure à 1, ou des perméabilités très élevées. Ces matériaux artificiels constituaient eux aussi des méta-matériaux.

L'appellation « méta-matériau » date de la fin des années 1990 et qualifie différentes classes de matériaux artificiels en électromagnétisme, mais également en optique, en mécanique, thermique, etc. En électromagnétisme, ce nom a été popularisé par les deux articles fondateurs de J.B. Pendry, qui a introduit de manière théorique les deux classes de matériaux à permittivité négative et perméabilité négative. Il revient à D.R. Smith le mérite d'avoir associé les deux concepts dans un seul matériau à indice négatif testé expérimentalement pour la première fois en 2000. Ces premiers travaux ont excités l'imagination des chercheurs du monde entier et une floraison de publications en a suivi.

Il faut dire qu'optique, l'enjeu est de taille puisqu'on est allé jusqu'à prédire la naissance d'une nouvelle optique où la résolution des lentilles et des instruments de l'optique ne serait plus limitée par la diffraction. Cette prédiction a été tempérée depuis, mais elle reste encore valable, étant donné les progrès des nanotechnologies. Des métamatériaux opérant à des longueurs d'ondes en infrarouge et dans le visible ont été proposés récemment. Ils ne correspondent pas encore à l'idéal. Mais ils montrent qu'en peu de temps des dispositifs extrêmement performants ont pu être réalisés et testés. Cela est d'autant plus remarquable que, dans ces structures périodiques, la cellule élémentaire doit être de l'ordre du dixième de la longueur d'onde. Ce qui signifie qu'à 1  $\mu\text{m}$ , la cellule a une dimension typique de 100 nm, avec des détails de l'ordre de la dizaine de nanomètres. On est donc dans le domaine des nanotechnologies et les laboratoires susceptibles de réaliser ce type de structure sont peu nombreux, aussi bien en Europe qu'aux États-Unis ou en Asie.

En micro-ondes, l'enjeu est différent. Les applications en télécommunications et en compatibilité électromagnétique dominant, d'où des démarches différentes et une créativité plus grande, car les contraintes technologiques sont moins fortes. Les études se sont focalisées très vite sur le développement d'applications dans le domaine des filtres, des déphaseurs et des antennes avec une comparaison systématique aux technologies existantes et des exigences de performances très élevées[II.1].

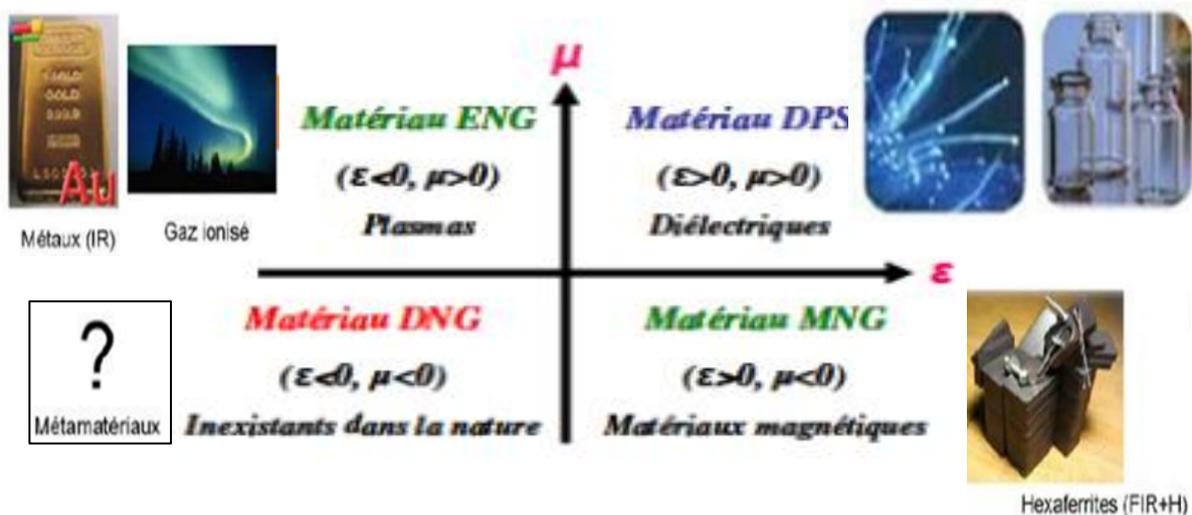
Voici un résumé de l'historique des méta-matériaux :

- 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 couplé 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 méta matériaux : antenne, coupleur,...

### II.3. Classifications des méta-matériaux

Dans la classification des méta-matériaux, nous distinguons quatre catégories de matériaux et ceci selon le signe de leur permittivité et de leur perméabilité, comme indiqué dans la figure II.1 [II.2] :



**Figure II.1:** Classement des matériaux en fonction du signe de la permittivité et de la Perméabilité.

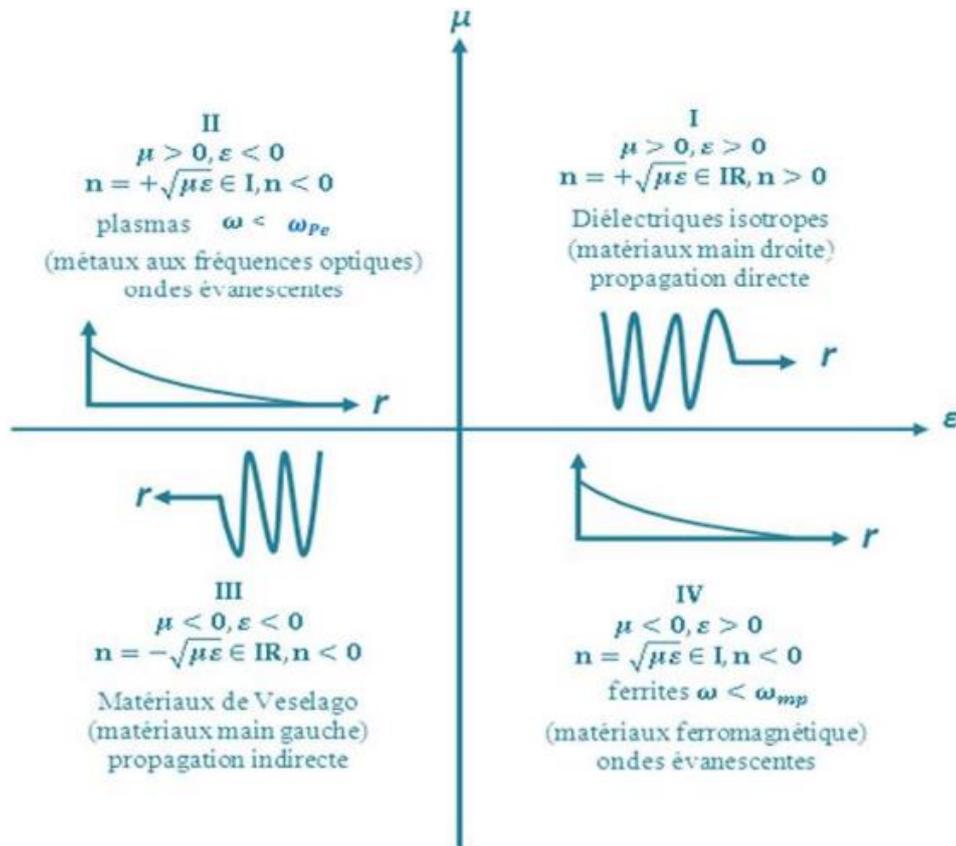
Les trois premières configurations ne sont pas nouvelles. En effet la zone (+, +) où les milieux sont doublement positifs (DPS) correspond aux matériaux classiques dits matériaux main droite (MMD), comme par exemple, les matériaux diélectriques isotropes. Les milieux avec une permittivité (ENG= Epsilon NeGative, (-, +)) (ou une perméabilité (MNG=Mu-NeGative, (+,-)) négative sont aussi connus depuis longtemps dans l'électromagnétisme. Le

modèle de Drude-Lorentz qui s'applique à la plupart des matériaux prévoit les régions au-dessous de la fréquence plasmas où la permittivité est négative. Les matériaux ferromagnétiques produisent des régions de perméabilité négative due aux fortes interactions magnétiques dans ces matériaux. Les trois classes de matériaux (DPS, ENG et MNG) peuvent être trouvées dans la nature. Par contre, les milieux doublement négatifs (DNG, (-,-) correspond aux méta-matériaux dits matériaux main gauche (MMG), sont inexistant dans la nature mais physiquement ils sont réalisables.

Dans la littérature, ils existent plusieurs synonymes de méta-matériaux pour désigner les matériaux (milieu main gauche) (MMG), ils se résument comme suit [II.3] :

- Matériaux main gauche (MMG) (Left-handed materials) : ce terme souligne la propriété fondamentale des métamatériaux, qui est l'opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe.
- Matériaux à indice de réfraction négatif (Negative refraction index materials).
- Matériaux doublement négatif (Double negative materials) : cette appellation mentionne les signes de la permittivité et de la perméabilité du matériau, donc elle ne peut pas être utilisée hors contexte.
- 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 méta-matériaux.
- Matériaux à onde inversée (Backward wave materials) : cette appellation souligne une autre propriété des méta-matériaux.

La figure II.2 montre le diagramme de la permittivité, de la perméabilité et de l'indice de réfraction.



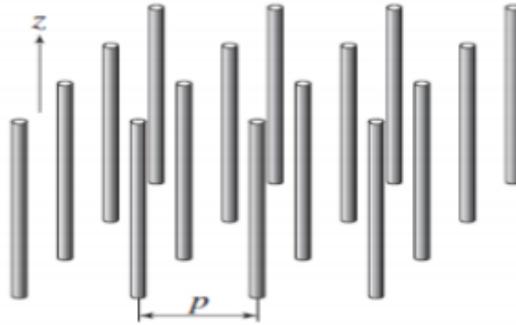
**Figure II.2 :** Diagramme de la permittivité( $\epsilon$ ), de la perméabilité( $\mu$ ) et de l'indice de réfraction( $n$ ).

A partir de la figure (II.2), on remarque bien, pour qu'un matériau présente un indice de réfraction négatif, il doit révéler une permittivité  $\epsilon$  et une perméabilité  $\mu$  relatives de signes négatifs. Mais un matériau qui possède les deux phénomènes n'existe pas dans la nature comme on a vu précédemment. Pour le créer, il fallut associer deux structures telles que la première est d'une permittivité négative et la deuxième de perméabilité négative.

### II.3.1. Matériaux à permittivité négative ENG

Dans le domaine infrarouge et optique du spectre électromagnétique, des permittivités négatives sont observées pour les métaux alcalins. Ce comportement est dû à la masse et à la charge de l'électron et est à l'origine de la physique riche et intéressante que l'on peut trouver dans les systèmes métalliques à très hautes fréquences. L'inconvénient avec ces matériaux est que dans le régime optiques et microondes, les pertes résistives dans les métaux deviennent prépondérantes.

La structure fil fin en métal (metalthin-wire structure) présente une permittivité négative sous certaines conditions (figure II.3).



**Figure II.3 :** Structure fils fins présentant  $\epsilon$  négative/ $\mu$  positive quand  $E // z$ .

En effet, quand l'excitation du champ électrique  $E$  est parallèle à l'axe des fils ( $E // z$ ), cela induit un courant le long de ces fils et génère des moments de dipôle électrique équivalent.

Remarquons cependant que, des matériaux artificiels se comportant comme des milieux effectifs et possédants une permittivité négative ont été fabriqués. L'avantage de ces matériaux artificiels est que les pertes résistives peuvent être contrôlées. Ce type de matériau est plus connu sous le nom de plasma artificiel.

La permittivité est donnée en fonction de la fréquence de plasma  $\omega_{pe}$  et de la fréquence d'excitation  $\omega$ .

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

Où la fréquence de plasma est donnée par :

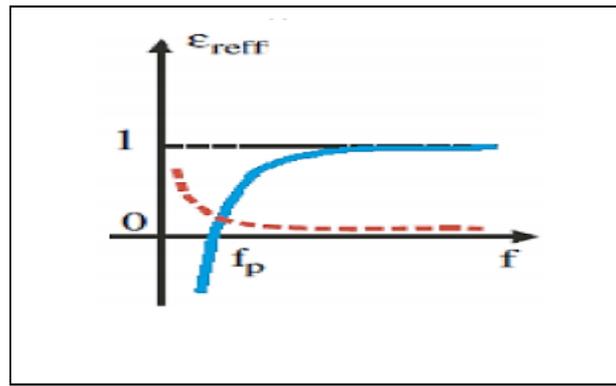
$$\omega_{pe} = \frac{\rho e^2}{\epsilon_0 m_{eff}} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$\rho$  : la densité d'électron.

$e$  : la charge de l'électron.

$m_{eff}$  : la masse effective de l'électron.



**Figure II.4.** Permittivité effective du milieu en fonction de la fréquence.

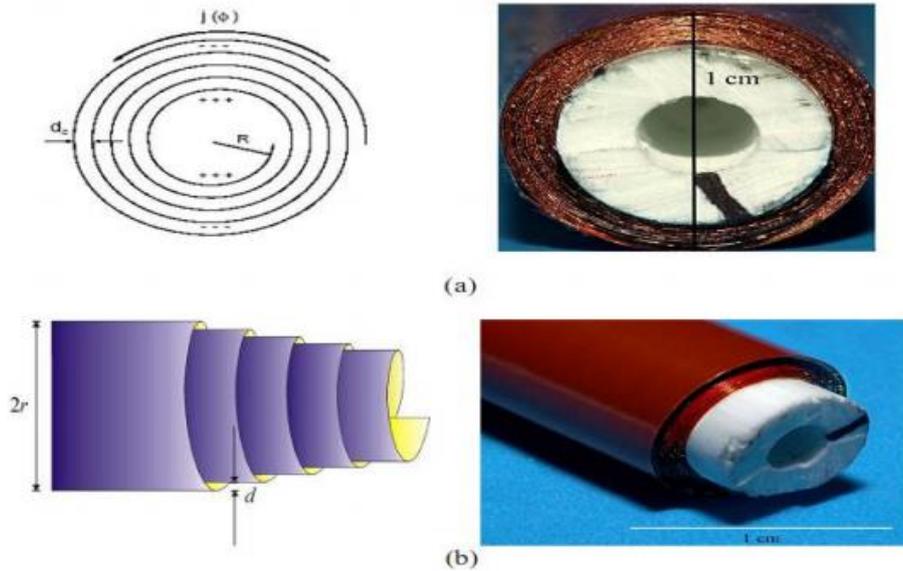
D'après la relation II.1, la permittivité du plasma est négative pour les fréquences en dessous de la fréquence plasma. Par conséquent, pour avoir une permittivité négative, il faut que le champ électrique soit parallèle à l'axe  $z$  et la fréquence du plasma soit supérieure à la fréquence de la source d'excitation. La conséquence de cette permittivité négative est que seuls les modes évanescents existent en dessous de la fréquence de plasma.

Vu que la charge spécifique de l'électron est très grande ( $e/m_{\text{eff}} = -1.76 \times 10^{11} \text{CKg}^{-1}$ ), la fréquence du plasma des métaux se situe typiquement dans le domaine ultraviolet du spectre. Afin d'abaisser cette fréquence, des particules plus lourdes ayant une densité  $\rho$  plus faible sont requises[II.4].

### II.3.2. Matériaux à perméabilité négative MNG

Dans le domaine des microondes, certains matériaux ferromagnétiques et composites antiferromagnétiques peuvent présenter une perméabilité négative. Cependant, ces matériaux sont rares, lourds, présentent de fortes pertes magnétiques et ont généralement des bandes passantes très petites [II.5].

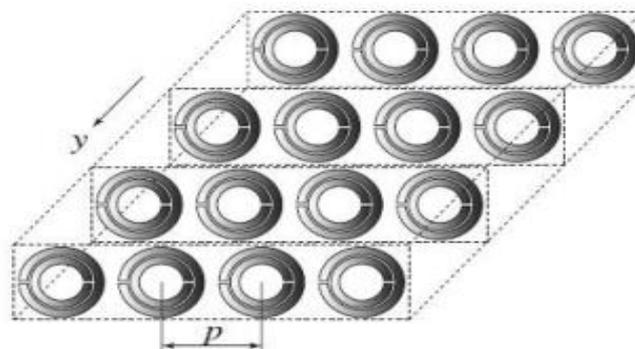
La possibilité de créer des milieux non-magnétiques avec une réponse magnétique est alors très intéressante. Cette possibilité est devenue une réalité en 1999 quand Pendry introduisait la structure de rouleau suisse (swiss-roll), présentée dans la figure II.5. En effet, le rouleau suisse est une structure artificielle métallique qui a une résonance magnétique sans la présence de composant magnétique. Chaque rouleau suisse individuel est composé d'un cylindre de rayon sur lequel est enroulée une spirale conductrice isolée de tours.



**Figure II.5 :** Structure de rouleau suisse introduite par Pendry :  
 (a) vue de face, (b) vue de profil.

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

Le matériau à perméabilité négative ( $\mu < 0$ ) est composé d'une structure " RAF " résonateur en anneau fendu décrite par Pendry, il est constitué d'un arrangement de résonateurs en anneaux fendus (Split Ring Resonator "SRR").



**Figure II.6:** Structure de résonateur en anneau fendu présentant  $\epsilon$  positive/  $\mu$  négative quand  $H // y$ .

Si l'excitation de champ magnétique  $\vec{H}$  est perpendiculaire au plan des anneaux ( $\vec{H} // y$ ), de façon à induire des courants dans la boucle de résonance et de générer des moments dipolaires magnétiques équivalents, la perméabilité est donnée par la formule suivante [II.6] :

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 + \omega_{0m}^2 + j\omega\zeta} \quad (\text{II.3})$$

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2(\omega^2 - \omega_{0m}^2)}{(\omega^2 - \omega_{0m}^2)^2 + (\omega\zeta)^2} + j \frac{F\omega^2}{(\omega^2 - \omega_{0m}^2)^2 + (\omega\zeta)^2} \quad (\text{II.4})$$

Tel que :  $F = \pi(a/p)^2$  (II.5)

Avec :  $a$  : le rayon de petit anneau.

$\omega_{0m}$  : la pulsation de résonance magnétique ajustable dans la gamme des GHz.

$\zeta$  : le facteur d'atténuation due aux pertes du métal.

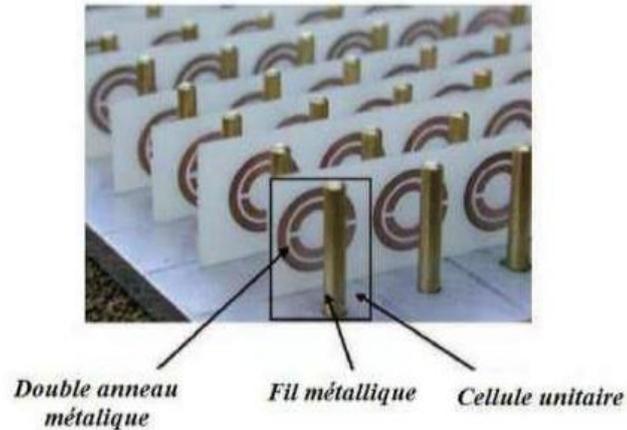
Dans le cas sans perte ( $\zeta \neq 0$ ), la perméabilité est négative lorsque :

$$\omega_{0m} < \omega < \frac{\omega_{0m}}{\sqrt{1-F}} \text{ tel que } \omega_{mp} = \frac{\omega_{0m}}{\sqrt{1-F}} \quad (\text{II.6})$$

Où  $\omega_{mp}$  est la pulsation magnétique de plasma.

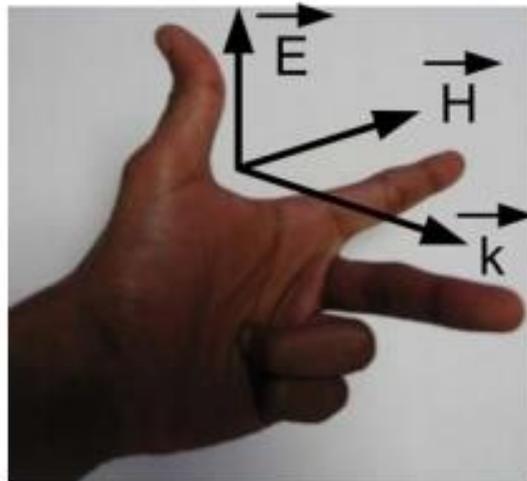
### II.3.3. Matériaux à doublement négatif DNG

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



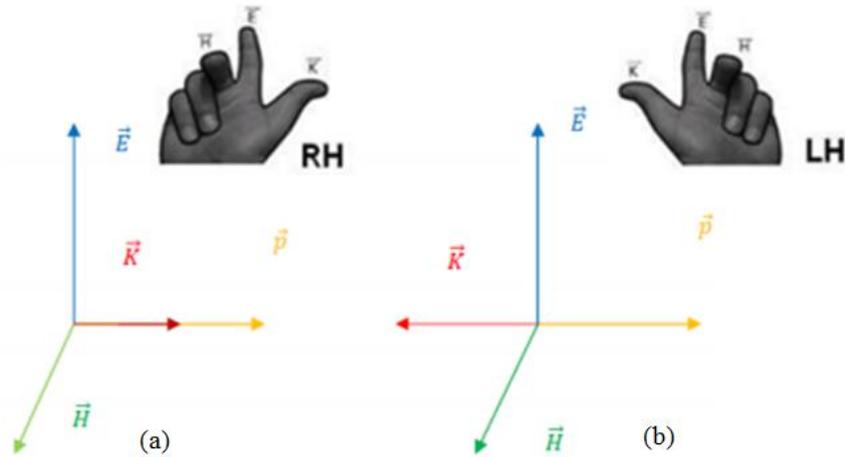
**Figure II.7:** Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques[II.8].

Il existe deux types de méta-matériaux présentant une réfraction négative. Le premier type a été proposé par Notomi et utilise les propriétés d'anisotropies des cristaux photoniques. Dans ce cas, une réfraction négative est obtenue même quand l'indice de réfraction est positif. Le deuxième type est obtenu par une perméabilité et une permittivité simultanément négatives et a été proposé d'après une étude théorique de Veselago en 1967.



**Figure II.8.** Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.

Dans le cas où  $\epsilon$  et  $\mu$  sont simultanément négatives. Les vecteurs  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$ ,  $\vec{k}$  forment un trièdre indirect ou main gauche (Figure II.9.b). C'est l'hypothèse théorique qui était introduite pour la première fois en 1964 par Veselago. Le chercheur russe a exposé plusieurs propriétés physiques d'un tel matériau qui n'existe pas dans la nature d'où le nom de méta-matériau.



**Figure II.9:** Représentation vectorielle d'une onde électromagnétique plane.

- (a) Trièdre direct (matériaux main droite).
- (b) Trièdre indirect (matériaux main gauche).

▪ **Approche de Veselago**

Une analyse de la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu possédant simultanément une perméabilité et une permittivité effectives négatives a été faite à l'origine par le physicien russe Victor Veselago. Dans son article paru à l'origine en russe en 1967 puis traduit en anglais en 1968, il évoque la possibilité de la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu linéaire, homogène, isotrope et possédant simultanément une perméabilité et une permittivité négatives. Veselago a remarqué que la permittivité diélectrique  $\epsilon$  et la perméabilité magnétique  $\mu$  sont les facteurs fondamentaux avec lesquels se détermine la propagation des ondes électromagnétiques dans un matériau [II.3].

Il utilise la matrice G formée par les cosinus directeurs des vecteurs  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$  et attribue un rôle primordial à son déterminant p. Les cosinus directeurs de  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  et  $\vec{K}$  sont respectivement notés par  $\alpha_i$ ,  $\beta_i$  et  $\gamma_i$ .

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 \\ \beta_1 & \beta_2 & \beta_3 \\ \gamma_1 & \gamma_2 & \gamma_3 \end{bmatrix} \tag{II.7}$$

Le déterminant p détecte si le milieu est caractérisé par la règle de la main droite ou de la main gauche. En effet, si  $p = +1$ , le triplet de vecteurs  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$  est direct donc le milieu est dit milieu « main droite ». Par contre, si  $p = -1$ , le triplet de vecteurs  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$  est indirect donc le milieu est dit milieu « main gauche ».

Le trièdre indirect peut être facilement vérifié en écrivant les équations de Maxwell pour une onde plane :

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} \quad (\text{II.8})$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega\varepsilon\vec{E} \quad (\text{II.9})$$

De (II.8) et (II.9) Veselago a remarqué que pour  $\varepsilon < 0$  et  $\mu < 0$ , le champ électrique  $\vec{E}$ , le champ magnétique  $\vec{H}$  et le vecteur d'onde  $\vec{k}$  forment un trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche (figure II.8). Par conséquent, ces matériaux ont été appelés matériaux main gauche (Left Handed Material «LHM»). Veselago avait ainsi mis en avant les propriétés physiques d'un milieu « main gauche » :

- Le vecteur de Poynting  $\vec{P}$  est opposé au vecteur d'onde  $\vec{k}$  (figure II.9.(b)).
- Le vecteur de Poynting  $\vec{P}$  est donné par l'équation :

$$\vec{P} = \frac{1}{2}\vec{E} \times \vec{H} \quad (\text{II.10})$$

La vitesse de phase  $v\varphi$  et la vitesse de groupe  $v_g$  d'une onde électromagnétique sont dans des directions opposées.

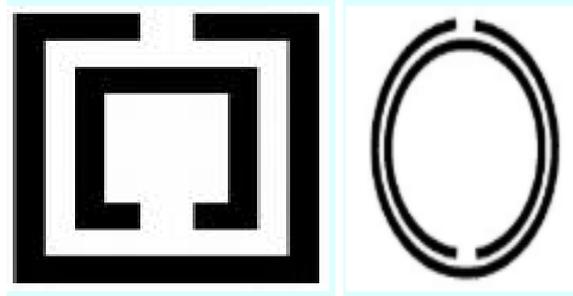
Ces différentes propriétés donnent naissance à des phénomènes physiques nouveaux, décrits par Veselago. Il avait prédit que ce type de milieu posséderait des propriétés uniques telles que :

- L'inversion de la loi de Snell-Descartes. En effet, lors du passage d'un milieu main droite à un milieu main gauche, une onde se verra transmise du même côté de la normale. Ce résultat conduit donc à définir un indice de réfraction négatif pour les milieux main gauche.
- L'inversion de l'effet Doppler.
- L'inversion du rayonnement de Cerenkov[II.3].

## II.4. Cellules SRR (split Ring Résonateur)

Le principal composant de ces méta-matériaux est un résonateur conducteur (généralement en cuivre), aussi appelé « Split Ring Resonator », à géométrie et taille variables selon le cas d'étude (généralement circulaire ou carré). Le diamètre minimal étant de l'ordre du millimètre, ce qui correspond à la limite technologique.

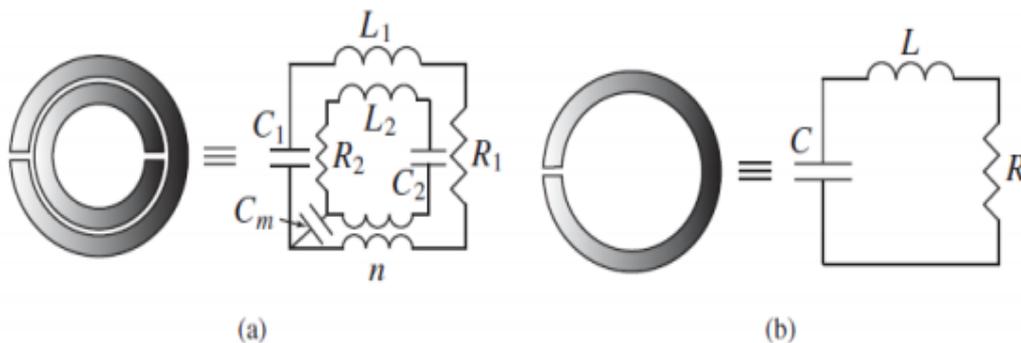
Afin d'accentuer les effets électromagnétiques, ces résonateurs sont généralement imbriqués deux à deux, ce qui a pour effet d'introduire une inductance mutuelle et capacitive.



**Figure II.10:** Résonateur en anneau fendu.

Ces cellules sont ensuite imprimées, généralement périodiquement, sur des supports appelés substrats (téflon, fibres de verre, ...) et sont espacées de quelques millimètres les unes des autres. Les supports sont ensuite superposés de manière à former un bloc supposé par la suite homogène.

Comme tout échantillon, le coût de réalisation de ces méta-matériaux est très élevé du fait de leurs fabrications sur mesures et leurs caractéristiques électromagnétiques (inductance, capacité, résistance) restent aujourd'hui encore limitées. Le circuit équivalent d'un résonateur en anneau fendu est donné par la figure (II.11) suivante :



**Figure II.11:** Modèle du circuit équivalent du SRR

(a) Configuration d'un SRR double.

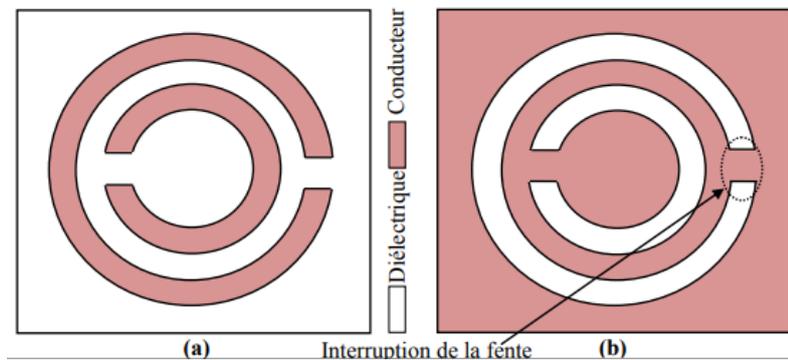
(b) Configuration d'un simple SRR.

## II.5. Résonateurs en anneaux fendus complémentaires (RAFC) [II.9]

Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire (RAFC) ou en anglais « Slot Split Ring Resonator (SSRR) » est un élément dérivé du résonateur (RAF). Au point de vue géométrique, le (RAFC) possède aussi des dimensions très faibles devant la longueur d'onde. Selon la forme géométrique choisie, on peut obtenir plusieurs types de (RAFC). Au point de

vue physique, le (RAFC) est le complémentaire du (RAF), c'est-à-dire tous ce qui est en pistes conductrices dans les (RAF) devient des fentes dans les (RAFC) et réciproquement. Plusieurs études ont été effectuées sur ce genre d'élément dans les diverses technologies (notamment planaire), mais la plus célèbre peut être représentée par le principe de Babinet généralisé par Booker. Suite à ce principe, le (RAFC) résonne quand un champ électrique est appliqué d'une façon verticale (perpendiculaire) à son plan.

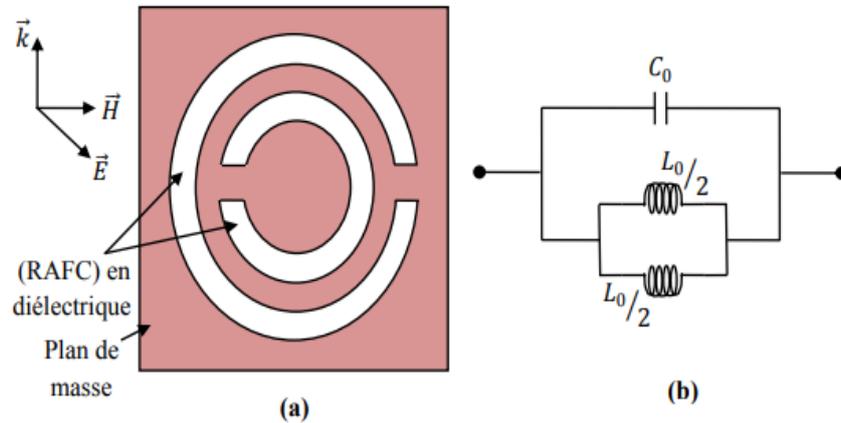
Un exemple de forme circulaire, peut justifier la différence entre le (RAFC) et le (RAF) est représenté par la figure suivante.



**Figure II.12** : Comparaison entre RAF et RAFC de formes circulaires.  
 (a) : RAF  
 (b): RAFC

Les (RAFC) sont utilisés dans les divers circuits microondes (notamment les filtres), afin d'obtenir une haute qualité de filtrage. Comme dans le cas des (RAF), les résonateurs complémentaires sont polarisés mais cette polarisation se fait en respectant la condition indiquée précédemment (champ  $\vec{E}$  axial).

La figure suivante nous montre l'orientation du trièdre  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$  pour une cellule de (RAFC) et son circuit électrique équivalent.



**Figure II.13 :** (a) : Polarisation convenable du (RAFC) circulaire.  
(b) : Circuit électrique équivalent.

## II.6. Quelques propriétés électromagnétiques des méta-matériaux

Les méta-matériaux possèdent des propriétés électromagnétiques introuvables dans des matériaux ordinaires, on va citer quelques-unes :

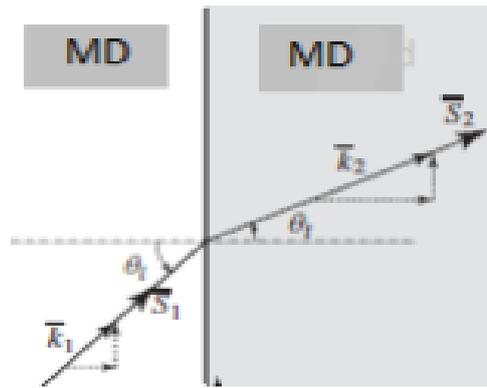
### II.6.1 Inversion de la loi de Snell-Descartes[II.7]

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

$$n_1 \sin \theta_i = n_2 \sin \theta_t \quad (\text{II.11})$$

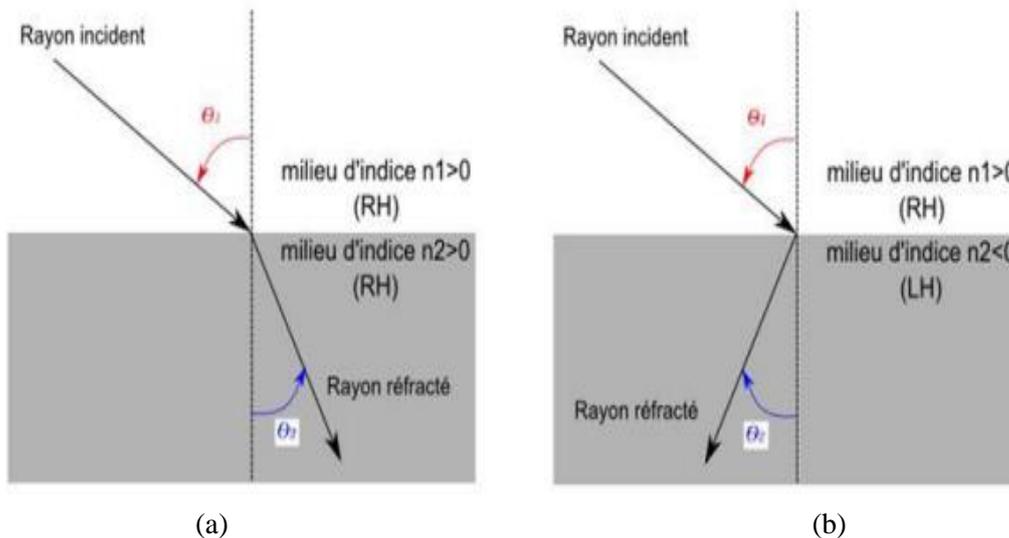
Dans le cas de deux milieux ayant le même indice de réfraction c'est-à-dire les deux milieux sont positifs ou les deux sont négatifs, la loi de Snell est donnée par :

$$\frac{\sin \theta_i}{\sin \theta_t} = \frac{|n_t|}{|n_i|} \quad (\text{II.12})$$



**Figure II.14:** Réfraction d'une onde électromagnétique à l'interface de deux milieux de même main.

Lors du passage d'un milieu main droite à un milieu main gauche, l'onde réfractée sera transmise du même côté de la normale que l'onde incidente (Figure II.15).



**Figure II.15 :** Loi de Snell-Decartes lors du passage d'une onde d'un milieu main droite  
 (a) Vers un milieu main droite (angle positif).  
 (b) Vers un milieu main gauche (angle négatif).

**II.6.2.Effet doppler[II.10]**

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

On suppose une source de la radiation A; B est la destination, et que l'émetteur va fournir une fréquence  $\omega_0$ , on trouve qu'au récepteur on a une pulsation plus petite que  $\omega_0$ . Donc si on définit  $u$  l'énergie du flux et  $v$  la vitesse du détecteur, on a la relation de l'effet Doppler comme suit :

$$\omega = \omega_0(1 - p \frac{v}{u}) \quad (\text{II.13})$$

$$P = \begin{cases} 1 \text{ pour les matériaux ordinaires} \\ -1 \text{ pour les métamatériaux} \end{cases}$$

Dans les milieux main gauche l'indice de réfraction est négatif, en conséquence le phénomène dans son ensemble est inversé, comme le montre la figure II.16.

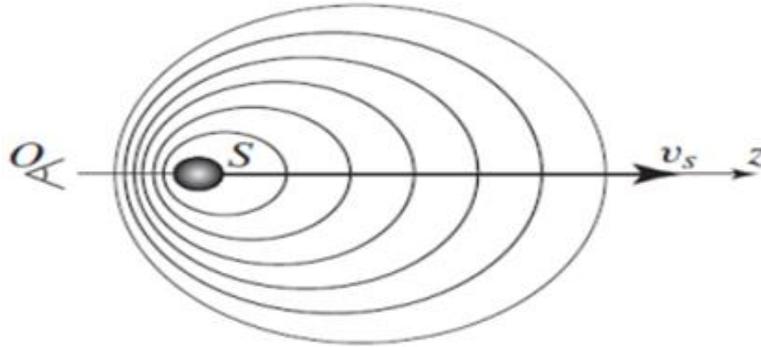


Figure II.16: Effet Doppler.

### II.6.3. Inversion du rayonnement de Cerenkov[II.9]

Si on jette un caillou dans l'eau, les perturbations de l'eau se propagent en formant des cercles concentriques autour du point d'impact du caillou. Si une source en mouvement perturbe la surface de l'eau en différents points avec une vitesse plus vite que la célérité des ondes à la surface de l'eau, un sillage en forme de V apparaîtra. Ce phénomène trouve son équivalent dans le domaine des ondes électromagnétiques, ils ont lui donné le nom d'effet Cerenkov.

L'effet Cerenkov inverse peut être produit quand une particule chargée traverse un méta-matériau à l'aide d'une vitesse supérieure à la vitesse de la lumière, cette particule rayonne à partir d'un cône de lumière qui est dirigé vers l'arrière. On peut calculer l'angle  $\theta$  dite « angle de Cerenkov » par :

$$\cos\theta = \frac{c_0}{nv} = \sin\phi \quad (\text{II.14})$$

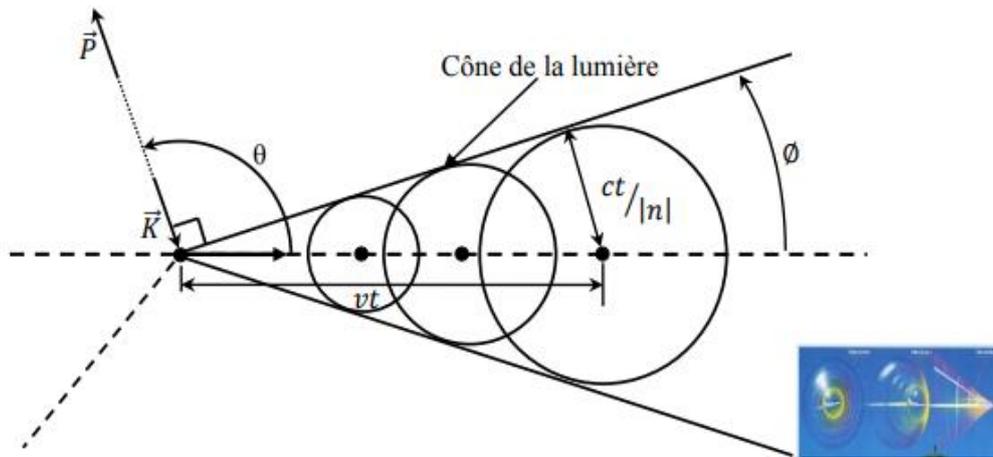


Figure II.17 : Inversion d'effet Cerenkov.

## II.7. Applications des méta-matériaux

### II.7.1. Super lentille

Une des applications les plus spectaculaires des méta-matériaux est la «superlentille». Une lentille ordinaire focalise un faisceau lumineux incident en un seul point, le point focal, et permet ainsi de reproduire l'image d'une source de lumière sur un écran (figure II.18.a). La focalisation est possible grâce à la réfraction du faisceau sur la forme courbe de lentille.

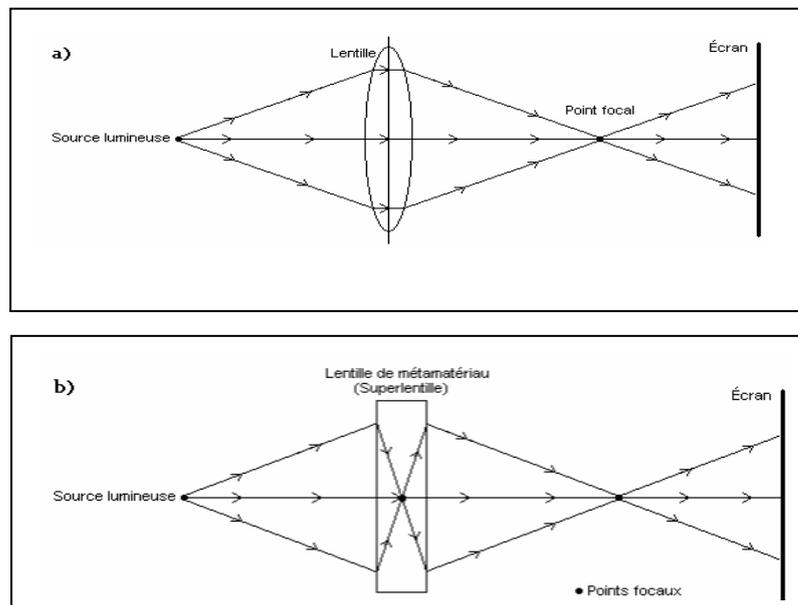


Figure II.18 :(a) Focalisation avec une lentille ordinaire.  
(b) Focalisation avec une super lentille.

Une lentille faite à partir d'un méta-matériau pourrait prendre une forme plane, comme la figue II.18.(b). Parce que l'indice de réfraction est négatif, les rayons dévient vers

l'intérieur, et si la lentille est suffisamment épaisse, un point focal se forme au milieu de celle-ci. Ce point focal interne n'a pas de grande utilité, mais un autre point focal se forme aussi à l'extérieur. On appelle « super lentille » ce dispositif car son pouvoir de résolution dépasse largement la résolution d'une lentille ordinaire. Etant plane, la super lentille élimine totalement les aberrations sphériques de l'image que produit une lentille ordinaire. Les aberrations sphériques dans une lentille biconcave font en sorte que l'image devient un peu floue. Cela est dû à la forme de la lentille qui n'est pas optimale : la lumière passant par le bord de la lentille n'a pas le même point focal que la lumière passant près du centre.

La propriété la plus étonnante d'une super lentille est qu'elle peut atteindre une résolution plus grande que celle limitée par la limite de diffraction classique.

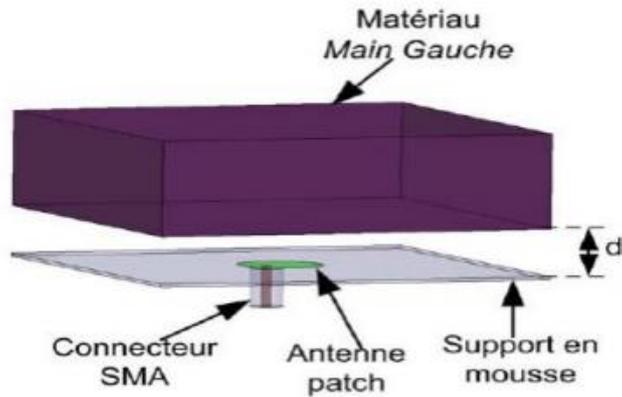
Cette limite implique qu'il est possible d'imager clairement une source lumineuse (active ou passive) qui est beaucoup plus petite que la longueur d'onde de la lumière utilisée. La partie de l'onde contenant l'information nécessaire pour obtenir cette résolution se dissipe très rapidement. Par contre, une super lentille amplifie ces parties de l'onde, permettant d'imager une source lumineuse beaucoup plus petite que la longueur d'onde de la lumière utilisée [II.11].

### **II.7.2. Domaine des antennes**

Les antennes constituent un maillon très important du segment radiofréquence. Depuis l'apparition pratique des Méta-matériaux en 2001.

De nos jours, l'utilisation des méta-matériaux dans le domaine des antennes vise à améliorer leurs caractéristiques en terme de la miniaturisation de leurs tailles, la fréquence de résonance (pour avoir des structures multibandes ou à bandes rejetées), la bande passante, le gain, la directivité, la minimisation du couplage mutuel dans un réseau d'antennes, la polarisation et le diagramme de rayonnement et les rendent reconfigurables [II.12].

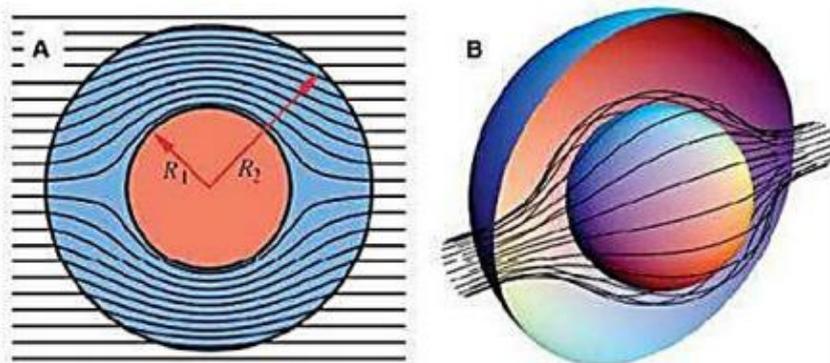
La figure II.19 montre un méta-matériau placé en dessus d'une antenne circulaire.



**Figure II.19:** Schéma du dispositif où le méta-matériau Main Gauche est placé au-dessus de l'antenne patch.

### II.7.3. Cape d'invisibilité

Une autre application potentielle qui a suscité un grand intérêt de la part des chercheurs est la cape d'invisibilité ou « Cloaking ». Le but de cette dernière est de rendre invisible un objet ou une personne en l'entourant d'un réseau de méta-matériau qui va détourner la lumière (où les ondes électromagnétiques en général) et permettre la reconstruction des fronts d'onde en aval de cet objet (Figure II.20). Cette approche présente beaucoup d'intérêt notamment dans le domaine de la défense pour les applications de furtivité.



**Figure II.20.** Principe du Cloaking, les rayons contournent la sphère (objet) et se reconstruisent en aval, un observateur en aval ne voit pas l'objet.

(A) vue 2D

(B) vue 3D.

La première réalisation concrète d'une cape électromagnétique a eu lieu en 2006 (figure II.21). Mais l'efficacité de cette cape n'a été démontrée expérimentalement qu'en micro-ondes [II.10].

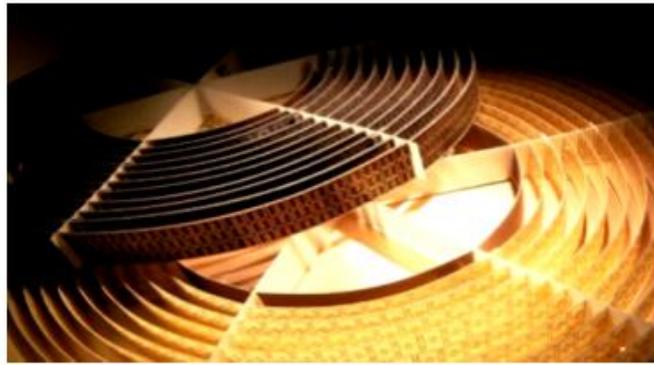


Figure II.21 : Cape d'invisibilité de J.Pendry[4].

## II.8.Méthodes d'extraction des paramètres effectifs [II.13]

Cette technique consiste à déterminer les paramètres effectifs (la permittivité effective  $\epsilon_{\text{eff}}$  et la perméabilité effective  $\mu_{\text{eff}}$ ) d'un matériau homogène qui montre les mêmes paramètres  $S$  que la structure réelle périodique à étudier. Ces paramètres effectifs sont déterminés à partir des coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$ . Ces deux coefficients sont obtenus à partir des simulations numériques sous le logiciel CST ou HFSS. On peut traduire la procédure d'extraction des paramètres effectifs par la figure II.22.

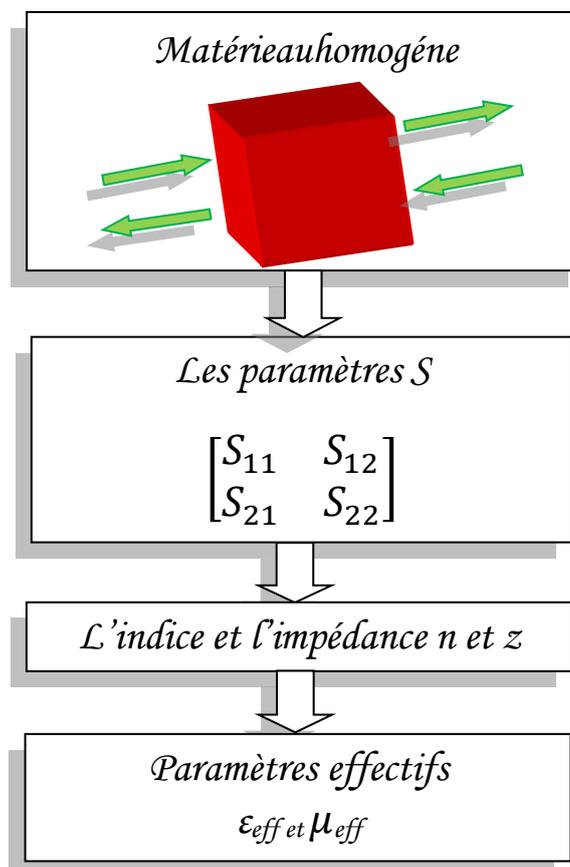


Figure II.22 : Procédure d'extraction des paramètres effectifs.

L'extraction des paramètres effectifs pour les méta-matériaux est déjà traitée. Dans nos travaux, nous nous intéressons tout particulièrement aux paramètres effectifs des structures étudiées (indice, perméabilité, permittivité, etc.). Ces paramètres effectifs doivent être extraits à partir des coefficients de réflexion et de transmission complexes de la lame de matériau composite simulée avec CST ou HFSS. Ces coefficients de réflexion et de transmission se présentent sous la forme de paramètres S, avec  $S_{11}$  le coefficient de réflexion et  $S_{21}$  le coefficient de transmission :

$$S_{11}=M_{11}e^{-i\phi_{11}} \quad , \quad S_{21}=M_{21}e^{-i\phi_{21}} \quad (\text{II.15})$$

Où  $M_{11};M_{21};\phi_{11};\phi_{21}$  sont respectivement les modules et les phases de la réflexion et de la transmission. L'extraction des paramètres effectifs peut être réalisée en utilisant plusieurs méthodes.

### II.8.1. Première méthode[II.13]

Les coefficients de transmission et de réflexion des ondes électromagnétiques à travers un matériau homogène d'épaisseur  $d_{\text{eff}}$  sont donnés en termes d'indice de réfraction  $N_{\text{eff}}$  et d'impédance  $Z_{\text{eff}}$  du matériau, par les relations suivantes :

$$S_{11} = \frac{R_{01}(1 - e^{i2N_{\text{eff}}k_0d_{\text{eff}}})}{1 - R_{01}^2 e^{i2N_{\text{eff}}k_0d_{\text{eff}}}} \quad (\text{II.16})$$

$$S_{21} = \frac{(1 - R_{01}^2)e^{i2N_{\text{eff}}k_0d_{\text{eff}}}}{1 - R_{01}^2 e^{i2N_{\text{eff}}k_0d_{\text{eff}}}} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$e^{i2N_{\text{eff}}k_0d_{\text{eff}}} = \frac{S_{21}}{1 - S_{11}R_{01}} \quad (\text{II.18})$$

Où

$$R_{01} = \frac{(Z_{\text{eff}} - 1)}{(Z_{\text{eff}} + 1)} \quad (\text{II.19})$$

Avec :  $Z_{\text{eff}}(\omega)$  : impédance complexe de l'onde incidente.

$k_0$  : Le nombre d'onde dans l'espace libre.

Les relations pour la transmission et la réflexion sont inversées et  $Z_{eff}$  est donnée par la relation suivante :

$$Z_{eff} = \pm \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (\text{II.20})$$

Avec le signe du côté droit de l'équation déterminé par le fait que:  $Re(Z_{eff}) \geq 0$  et  $Im(N_{eff}) \geq 0$  en d'autre terme.

$$|e^{i2N_{eff}k_0d_{eff}}| \leq 1 \quad (\text{II.21})$$

Vu que l'indice de réfraction  $N$  est complexe, il peut s'écrire sous la forme suivante :

$$N_{eff} = N'_{eff} + iN''_{eff} \quad (\text{II.22})$$

L'équation donne donc :

$$N'_{eff} = \frac{Re(\ln(e^{i2N_{eff}k_0d_{eff}}))}{k_0d_{eff}} + \frac{2m\pi}{k_0d_{eff}} \quad (\text{II.23})$$

$$N''_{eff} = \frac{-Im(\ln(e^{i2N_{eff}k_0d_{eff}}))}{k_0d_{eff}} \quad (\text{II.24})$$

Où  $m$  est un nombre entier. Et donc :

$$\mu_{eff} = N_{eff}Z_{eff} \quad (\text{II.25})$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{Z_{eff}}{N_{eff}} \quad (\text{II.26})$$

### II.8.2. Deuxième méthode (Nicolson-Ross-Weir (NRW)) [II.13]

La méthode (NRW) est usuellement utilisée dans la caractérisation de matériaux. Cette méthode consiste à calculer l'indice de réfraction, l'impédance d'onde et les paramètres constitutifs d'un milieu composite à partir du coefficient de réflexion et de transmission mesurés ou simulés. Cette méthode a été appliquée en premier dans le contexte des métamatériaux par Smith et al. [II.14].

On présente l'approximation proposée par Ziolkowski qui commence par présenter les termes composés:

$$\begin{cases} V_1 = S_{21} + S_{11} \\ V_2 = S_{21} - S_{11} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

On dérivant les quantités suivantes :

$$X = \frac{1-V_1V_2}{V_1+V_2} = \frac{1+Z^2}{2Z} \quad (\text{II.28})$$

$$Y = \frac{1-V_1V_2}{V_1-V_2} = \frac{1+\Gamma^2}{2\Gamma} \quad (\text{II.29})$$

En conséquence, on obtient à partir des équations (II.28) et (II.29) :

$$Z = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (\text{II.30})$$

$$\Gamma = Y \pm \sqrt{Y^2 - 1} \quad (\text{II.31})$$

Le choix du signe est fait pour maintenir l'importance prévue de ces termes, c.à.d,  $|Z| \leq 1$  et  $|\Gamma| \leq 1$ . Après l'essai sur de nombreux cas de métamatériaux, les expressions standard d'extraction se sont avérées insuffisantes, en particulier dans les régions de fréquence où les résonances de constante diélectrique et de perméabilité ont été prévues, c.-à-d, où ces valeurs transitent rapidement entre le positif et le négatif. La présence des valeurs de racine carrée est particulièrement difficile dans ces régions. Utilisant le même processus, cependant, on peut dériver beaucoup d'autres expressions pour  $\Gamma$  et  $Z$ . ceux qui pourrait traiter les cas courants des méta-matériaux ont été cherchés. Par exemple, on peut obtenir la limite  $Z$  de transmission comme :

$$Z = \frac{V_1 - \Gamma}{1 - \Gamma V_1} \quad (\text{II.32})$$

De même, on peut obtenir le coefficient de réflexion d'interface comme :

$$\Gamma = \frac{Z - V_2}{1 - Z V_2} \quad (\text{II.33})$$

A partir des équations (II.32) et (II.33) on peut obtenir les expressions exactes :

$$1 - Z = \frac{(1 - V_1)(1 + \Gamma)}{1 - \Gamma V_1} \quad (\text{II.34})$$

$$\eta = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} = \frac{1+Z}{1-Z} \frac{1+V_2}{1-V_2} \quad (\text{II.35})$$

Supposons que l'épaisseur électrique d'une structure méta-matériau n'est pas trop grande, c-à-d  $K_{\text{reel}} d \leq 1$  et sachant que le nombre d'onde complexe:

$k = \frac{\omega \sqrt{\epsilon_r \mu_r}}{c} = k_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ , on peut écrire  $Z \sim 1 - jkd$  pour obtenir les résultats approximatifs pour l'impédance et la perméabilité des équations (II.34) et (II.35), respectivement,

$$k \sim \frac{1}{jd} \frac{(1-V_1)(1+\Gamma)}{1-\Gamma V_1} \quad (\text{II.36})$$

$$\mu_r \sim \frac{2}{jk_0 d} \frac{1-V_2}{1+V_2} \quad (\text{II.37})$$

La constante diélectrique et l'indice de réfraction peuvent alors être obtenus simplement comme :

$$\epsilon_r = \left( \frac{k}{k_0} \right)^2 \frac{1}{\mu_r} \quad (\text{II.38})$$

$$n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r} = \frac{k}{k_0} \quad (\text{II.39})$$

Le carré de l'impédance d'onde peut également être obtenu:

$$\eta^2 = \frac{\mu_r}{\epsilon_r} = \frac{Y+1}{Y-1} = \frac{1+V_1}{1-V_1} \frac{1-V_2}{1+V_2} = \frac{(S_{11}+1)^2 - S_{21}^2}{(S_{11}-1)^2 - S_{21}^2} \quad (\text{II.40})$$

Ces expressions ont semblées produire des résultats raisonnables pour tous les cas examinés. La combinaison d'équations (II.40) et (II.37) nous donne :

$$\epsilon_r = \frac{2}{jk_0 d} \frac{1-V_1}{1+V_1} \quad (\text{II.41})$$

**II.7. Conclusion**

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté l'historique de création de métamatériaux avec leurs classifications, ensuite nous avons défini les différents types de métamatériaux selon la perméabilité négative, permittivité négative ou les deux simultanément et les conditions pour obtenir ces paramètres négatives. Nous avons indiqué aussi quelques conséquences entraînées par l'indice de réfractifs négatives telles que l'inversion de la loi de Snell-Descartes et l'inversion de l'effet Doppler et Cerenkov.

Finalement, nous avons donné quelques exemples d'applications des métamatériaux tels que les antennes, la lentille parfaite et la cape d'invisibilité et en dernier lieu nous avons cité les méthodes d'extraction des paramètres effectifs.

Dans le dernier chapitre, nous allons simuler des structures d'antennes imprimées à base des méta-matériaux afin de miniaturiser les géométries des antennes proposées à la fréquence de résonance souhaitée selon les systèmes de la cinquième génération.



### III.1.Introduction

Jour après jours, on constate le progrès dans le monde de télécommunications qu'est entrain d'évoluer avec des pas importants et accélérer pour offrir le meilleur aux utilisateurs du monde entier.

Ce progrès exige aux grands constructeurs au niveau mondiale de miniaturiser le maximum leurs matériels notamment les antennes. Et puisque nous sommes sur le point d'entrer dans le monde de la cinquième génération (5G) [3.5-3.8GHz] des standards de téléphonie mobiles. Les antennes doivent être miniatures pour répondre aux besoins de cet énorme progrès. L'antenne imprimée (patch) est conçue pour satisfaire à ces besoins, son caractère en miniature offre la possibilité de l'intégrer facilement dans les systèmes d'émission – réception.

A travers les recherches approfondit sur les antennes imprimées, les chercheurs sont arrivés à un point très important ce qui concerne les métamatériaux, plus précisément les résonateurs en anneau fendu complémentaire, cet élément n'est autre que le complémentaire du RAF. Ils sont conclus que leurs conceptions sont très prometteuses en termes de la compacité et la facilité de l'implémentation dans les systèmes de télécommunications.

Le RAF (SRR) et le RAFC(SSRR) ont suscités la grande attention dans la conception des antennes ces dernières années grâce à leurs réponses spéciales d'ondes électromagnétiques. Ainsi, ses propriétés résonnantes peuvent être très utiles dans la conception et la construction des antennes à ultra large bande et à gain élevé.

Dans ce chapitre, nous allons développer la phase de conception en présentant un bref récapitulatif sur le logiciel de simulation « CST Microwave Studio ». Ensuite, nous présentons les structures des antennes conçues à base des métamatériaux qui trouvent leurs applications dans les systèmes de la téléphonie mobile et précisément les systèmes de la cinquième génération. Les résultats de simulation sont alors présentés et discutés.

### III.2. Présentation du logiciel Microwave Studio de CST

Fondé en 1992, le logiciel de simulation électromagnétique CST STUDIO SUITE est l'aboutissement de nombreuses années de recherches et de développements dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique. CST Microwave

Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passive en 3 dimensions basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (FIT, Finite Integration Technique). Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3D de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. De plus, contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétique, CST discrétise la forme intégrale des équations de Maxwell plutôt que leurs formes différentielles, et ce qui est l'une de ses caractéristiques clés de ce simulateur. CST Microwave Studio fait partie de CST DESIGN STUDIO suite, et offre un certain nombre de solveurs différents selon le type d'application et du problème rencontré [III.1].

Grâce à la technologie d'assemblage et de modélisation des systèmes (System Assembly and Modeling, SAM), CST Studio Suite propose un environnement qui simplifie la gestion des projets de simulation. Cela permet de construire de façon intuitive des systèmes électromagnétiques (EM) et de gérer facilement les flux de simulation complexes à l'aide de la *modélisation de schémas*.

L'infrastructure SAM peut servir à analyser et à optimiser un équipement entier constitué de plusieurs composants individuels. Ceux-ci sont décrits par des quantités physiques pertinentes, comme les courants, les champs ou les paramètres S. L'infrastructure SAM permet d'utiliser la technologie de solveur la plus efficace pour chaque composant.

Elle aide les utilisateurs à comparer les résultats de différents solveurs ou configurations de modèle dans un même projet de simulation, et se charge automatiquement du post-traitement. SAM facilite la configuration d'une séquence liée d'exécutions de solveur dans le cadre des simulations hybrides et multi-physiques. Par exemple, en utilisant les résultats d'une simulation EM pour calculer les effets thermiques, puis la déformation de la structure, puis une autre simulation EM pour analyser les dérèglements.

Cette combinaison de plusieurs niveaux de simulation contribue à limiter les efforts de calcul requis pour analyser avec précision un modèle complexe. L'environnement de conception de CST Studio Suite est une interface utilisateur intuitive utilisée par l'ensemble des modules. Elle inclut un outil de modélisation 3D interactif, un outil de présentation des schémas, un pré-processeur pour les solveurs électromagnétiques et des outils de post-traitement adaptés aux besoins de l'industrie.

L'interface avec ruban présente des onglets qui contiennent tous les outils et toutes les options nécessaires pour configurer, exécuter et analyser une simulation. Ils sont regroupés suivant leur position dans le flux de travail. Les onglets contextuels contiennent les options les plus pertinentes à portée de clic. En outre, le Project Wizard et le QuickStart Guide guident les nouveaux utilisateurs offrent un accès à une vaste gamme de fonctionnalités.

L'outil de modélisation 3D interactif, au cœur de l'interface, utilise le noyau de CAO 3D ACIS. Ce puissant outil permet de construire des modèles complexes au sein de CST Studio Suite et de modifier leurs paramètres via une simple approche WYSIWYG.

WYSIWYG est l'acronyme de la locution anglaise « what you see is what you get », signifiant littéralement en français « ce que vous voyez est ce que vous obtenez »

Les utilisateurs peuvent identifier les paramètres de conception optimaux afin d'obtenir l'effet souhaité ou d'atteindre l'objectif fixé. Ils peuvent également adapter les propriétés des matériaux selon les données mesurées.

Il est possible d'utiliser des techniques de calcul hautes performances pour dynamiser la simulation et l'optimisation de systèmes très complexes ou pour résoudre rapidement des problèmes présentant de nombreuses variables. L'utilisation du calcul distribué permet d'améliorer sensiblement les performances des optimiseurs globaux en particulier.

CST Studio Suite permet aux utilisateurs d'accéder à de nombreux solveurs de simulation électromagnétique (EM) qui utilisent des méthodes telles que la méthode des éléments finis (FEM), la technique d'intégration finie (FIT) et la matrice des lignes de transmission (TLM). Il s'agit des solveurs généraux les plus puissants pour les tâches de simulation à haute fréquence.

Des solveurs supplémentaires pour les applications spécialisées dans les hautes fréquences comme les structures de grandes tailles par rapport à la longueur d'ondes ou les structures hautement résonnantes complètent les solveurs généraux.

CST Studio Suite comprend des solveurs FEM dédiés aux applications de basse fréquence ou de fréquence statique comme des équipements électromécaniques, des transformateurs ou des capteurs. Il existe par ailleurs des méthodes de simulation servant à résoudre les problèmes de dynamique des particules chargées, d'électronique et de multiphysique.

L'intégration transparente des solveurs dans la même interface utilisateur de CST Studio Suite permet de choisir facilement la méthode de simulation la plus appropriée pour une catégorie de problème. Les performances de simulation sont ainsi améliorées et nettement plus fiables grâce à la vérification transversale.

La solution CST Studio Suite *StudentEdition* vous présente le monde de la simulation électromagnétique. La compréhension des équations de Maxwell n'a jamais été aussi simple. Cette édition gratuite vous donne accès à notre puissant moteur de visualisation et à certains solveurs de CST Studio Suite parmi les plus avancés, avec quelques restrictions liées à l'édition Student[III.2].

### III.3. Conception d'une antenne patch pour la 5G

La géométrie de l'antenne initiale est présentée dans la figure III.1. Cette structure est composée d'un élément rayonnant de longueur  $L_p$  et de largeur  $W_p$  avec des encoches, alimenté par une ligne microruban. Il est déposé sur un substrat diélectrique de type FR-4 avec une permittivité diélectrique  $\epsilon_r = 4.3$ , des dimensions  $L_s$  et  $W_s$  et d'une épaisseur  $h$ . Le plan de masse recouvre toute la face arrière du substrat.

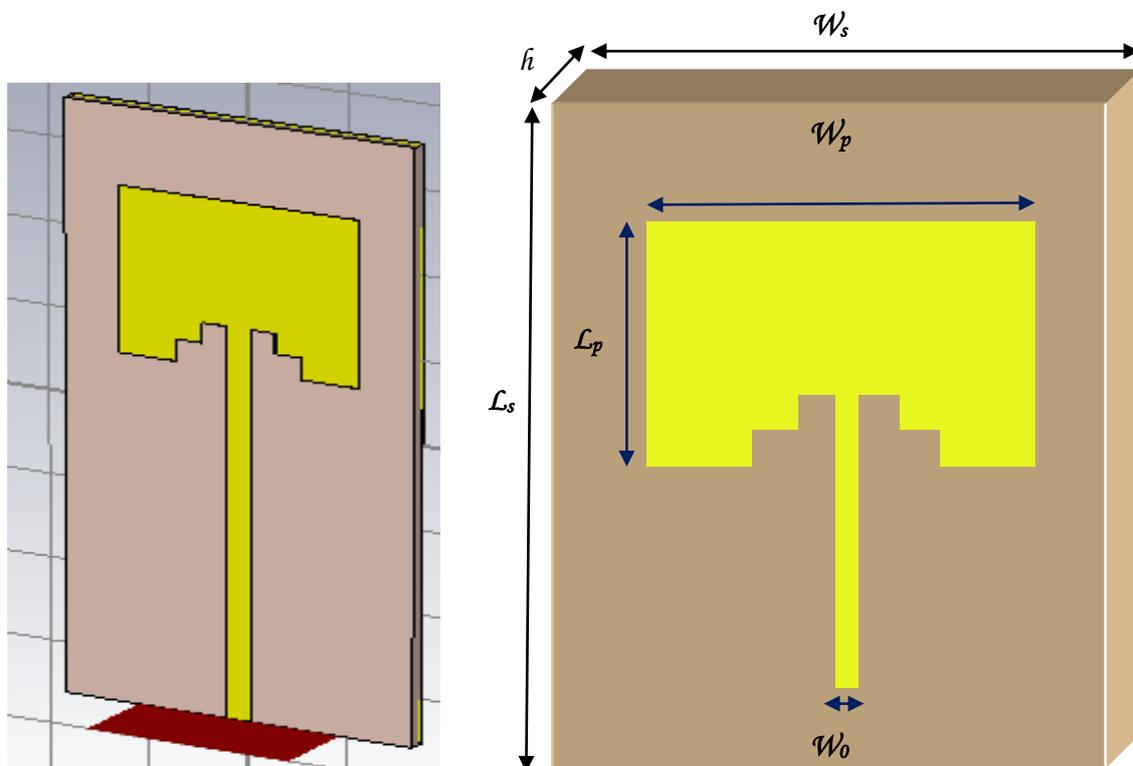


Figure III.1. Géométrie de l'antenne initiale.

### III.3.1. Cahier de charge

Nous allons simuler notre antenne patch sous CST Microwave Studio avec les données suivantes :

- Patch : rectangulaire
- Substrat: FR4 Lossy ( $h = 1.595mm$ ,  $\epsilon_r = 4.3$ ).
- Fréquence de résonance :  $f_r = 3,6 GHz$

#### III.3.1.1. Sélection de la fréquence de résonance

Dans ce travail, nous nous intéressons à concevoir une antenne patch pour les systèmes de la 5G [3.4-3.8GHz]. La 5G est la nouvelle génération des standards de la téléphonie mobile, cette évolution va être dépensée à chaque objet physique dans le monde et elle sera connectée sur internet sous le nouveau concept « IOT » (Internet Of Things-internet des objets). Absolument tout, des véhicules autonomes, aux robots chirurgicaux, en passant par les dispositifs de réalité virtuelle augmentée, les drones, et plus généralement les communications mobiles seront couvertes par une nouvelle tranche de bande passante située entre 6 GHz et 300GHz.

La cinquième génération, se standards pour réseau mobile, est la nouvelle version de l'ensemble des technologies mobiles dont le déploiement devront commencer, en Europe, États-Unis et Asie notamment, au courant de l'année 2020. Il s'agit d'un ensemble de protocoles et méthodes de transmission de l'information qui doit offrir à la fois la rapidité, le temps de latence extrêmement faible permettra de développer de nouveaux services et d'améliorer les systèmes existants.

Cette nouvelle génération de technologie permet des connexions et des téléchargements plus rapides que d'autres générations et intègre toute une série de nouveaux usages. La 5G vise à :

- faciliter l'émergence d'un immense écosystème IOT.
- Doubler la vitesse de transmission des données.
- un temps de latence plus court donne l'impression que le réseau est très réactif (1milliseconde de latence).
- 100% de couverture.
- 90% de réduction en utilisation de l'énergie du réseau.
- jusqu'à 10 ans de durée de vie de la batterie.
- 1000 fois plus de bande passante par unité de la surface.
- jusqu'à 100 fois plus d'appareils connectés par unité de surface.
- 99,999% de disponibilité.

- la vitesse de transmission des données est double par rapport à 4G[III.3].

### III.3.1. 2. Sélection de la constante diélectrique du substrat

Le choix du matériau diélectrique du substrat dépend de la constante diélectrique, plus elle est élevée plus les dimensions de l'antenne sont réduites.

### III.3.1.3. Epaisseur du substrat diélectrique ( $h$ )

Pour l'antenne patch qui est utilisée dans les systèmes de télécommunications mobiles et sans fils, il est essentiel que l'antenne soit peu encombrante, par conséquent la hauteur du substrat est toujours prise petite (quelque millimètre).

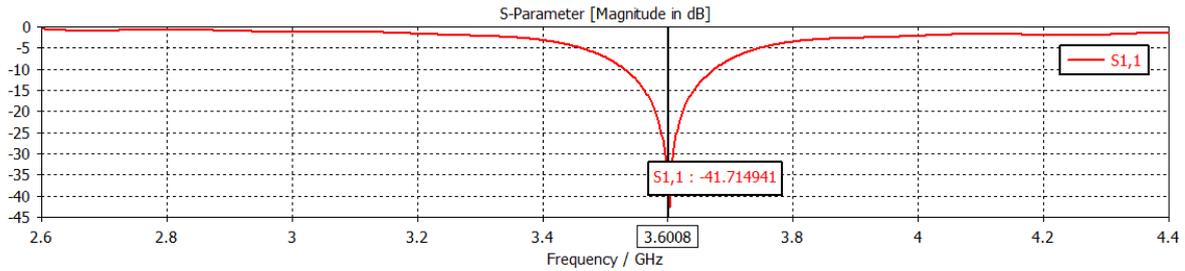
Sur le tableau III.1, on donne les dimensions de l'antenne initiale en utilisant les équations du tableau I.2 (Chapitre I) avec des encoches, comme il est indiqué sur la figure III.1.

Dimensions	Taille (mm)
Ls	70,68
Ws	34,9
H	1.595
Lp	19.722
Wp	24
W <sub>0</sub>	2,5

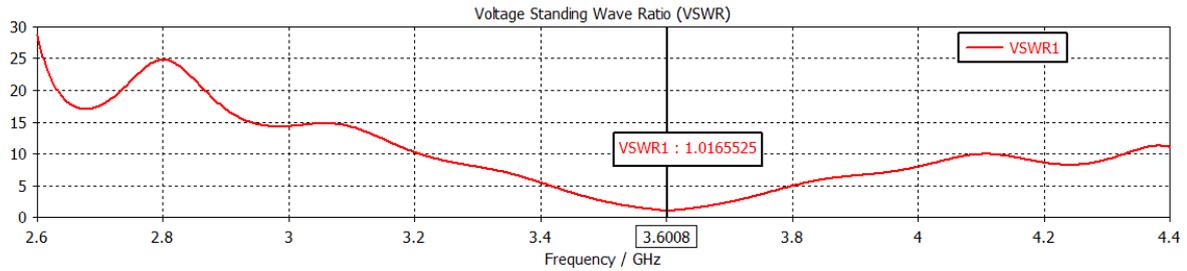
**Tableau III.1.** Dimensions de l'antenne initiale.

### III.3.2. Résultats de simulation

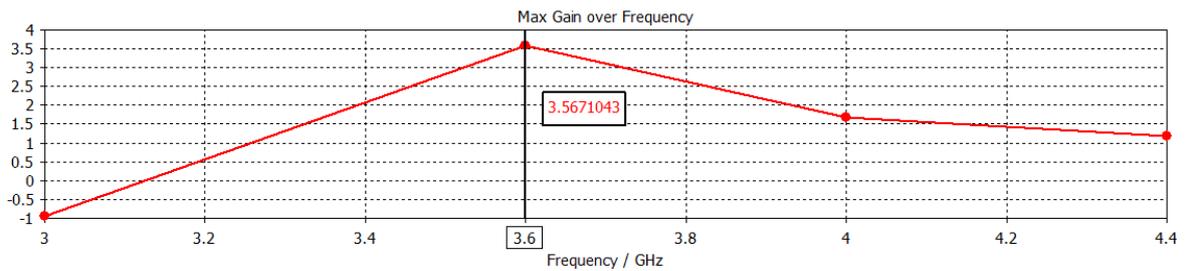
Sur les figure III.2.(a) et (b)), on représente respectivement le coefficient de réflexion, le taux d'onde stationnaire TOS et le gain de l'antenne initiale.



(a)



(b)



(c)

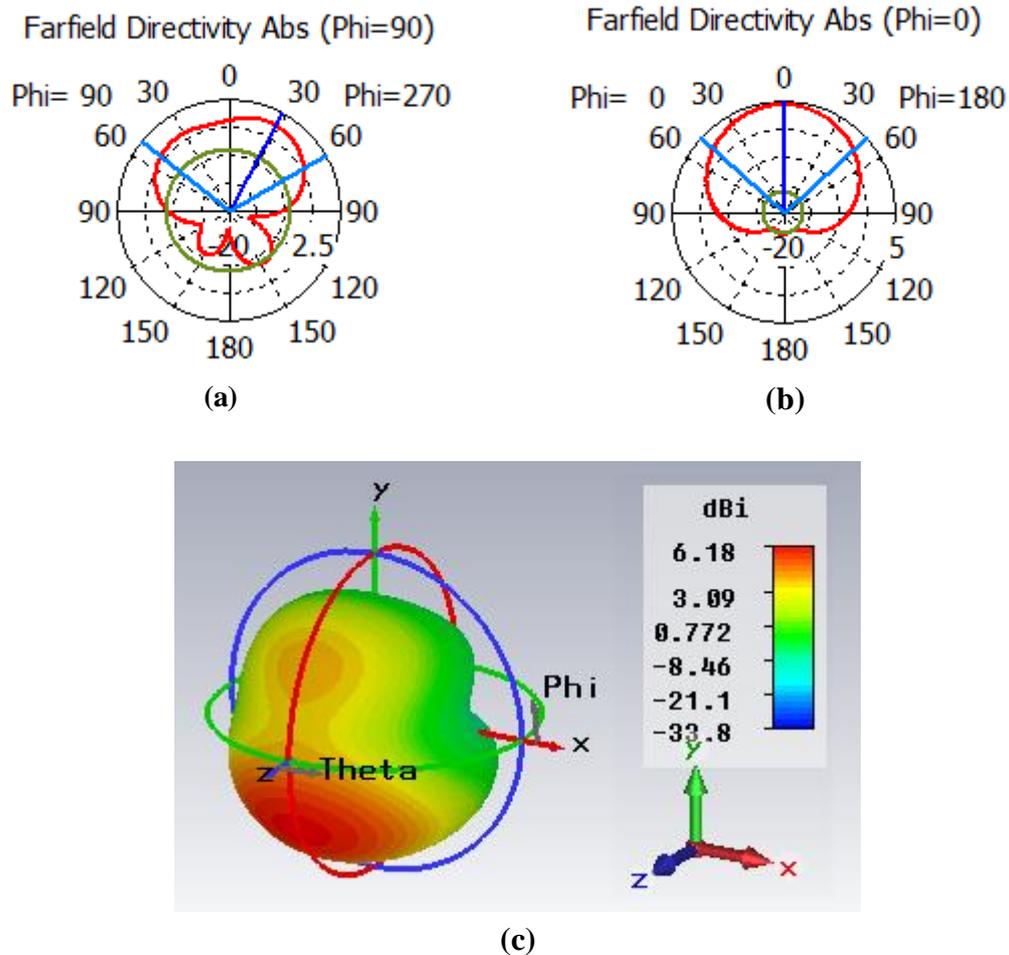
**Figure III .2.(a):** Coefficient de réflexion.

(b): Taux d'onde stationnaire.

(c) : Gain de l'antenne.

La figure III.2.(a) montre que l'adaptation est bien réalisée puisque le coefficient de réflexion  $S_{11}$  atteint un niveau proche de -41.86 dB à la fréquence de résonance 3.6 GHz, donc la réflexion à l'entrée de l'antenne est nulle. Nous avons présenté aussi le rapport d'onde stationnaire, on remarque qu'il est compris entre 1 et 2 dans la bande de fréquence théorique [3.53- 3.67] GHz, ce qui montre une bonne adaptation d'impédance entre l'antenne et la ligne d'alimentation. La bande passante est de l'ordre de 3.88%. Le gain de l'antenne est autour de 3.567dB à la fréquence de résonance 3.6GHz.

Sur les figures III.3.(a),(b) et (c)), on représente respectivement les diagrammes de rayonnements polaires en 2D et en 3D de l'antenne à la fréquence de résonance 3.6 GHz.



**Figure III.3.(a):** Diagramme de rayonnement en 2D, plan H.

**(b) :** Diagramme de rayonnement en 2D, plan E.

**(c) :** Diagramme de rayonnement en 3D.

On remarque que l'antenne présente un rayonnement presque quasi omnidirectionnel dans le plan E( $\varphi = 0^\circ$ ) et dans le plan H( $\varphi = 90^\circ$ ). Ces tracés sont vérifiés sur le tracé du diagramme de rayonnement en 3D.

### III.4. Conception de la cellule SRR pour la 5G

Dans cette partie, nous allons étudier le résonateur en anneau fendu carré, le résonateur SRR (Split Ring Resonator) est en cuivre placé sur un substrat de type FR-4 lossy caractérisé par une permittivité de 4,3 avec une épaisseur de 1,56 mm. Le RAF carré étudié est de côté extérieur égale à 4.56 mm, la largeur de la piste est de 0.24mm, une coupure dans l'une de ces cotés présente un gap de 0.5mm. Les deux anneaux sont concentriques et espacés de 0.3 mm,

l'anneau interne est de côté extérieur égale à 3.08 mm. Ainsi, pour l'excitation nous utilisons deux ports d'excitation : waveport1 et waveport2, La cellule SRR a été simulée sous CST Microwave Studio comme le montre la figure III.4.

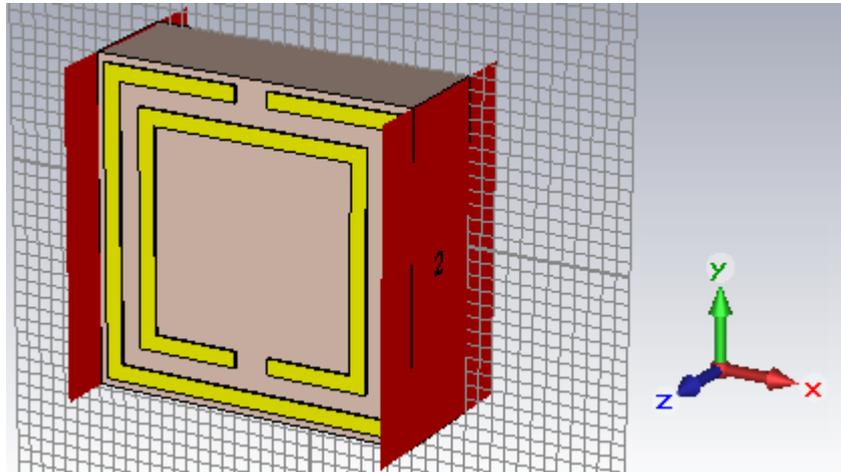
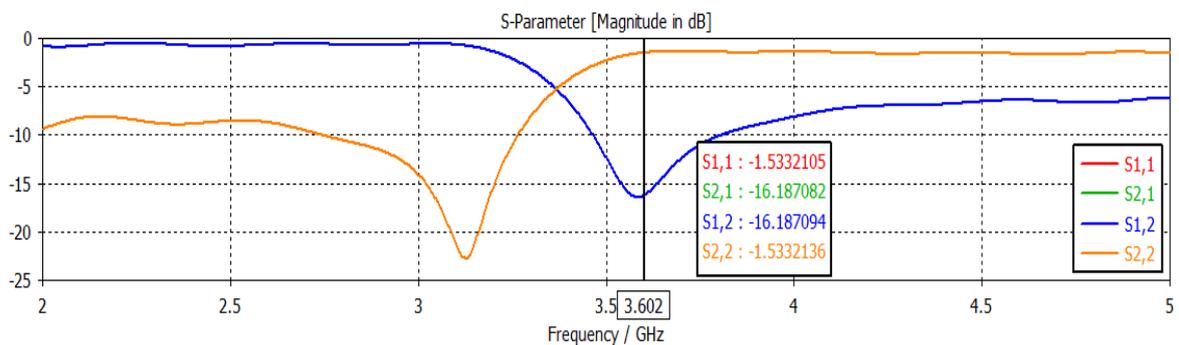
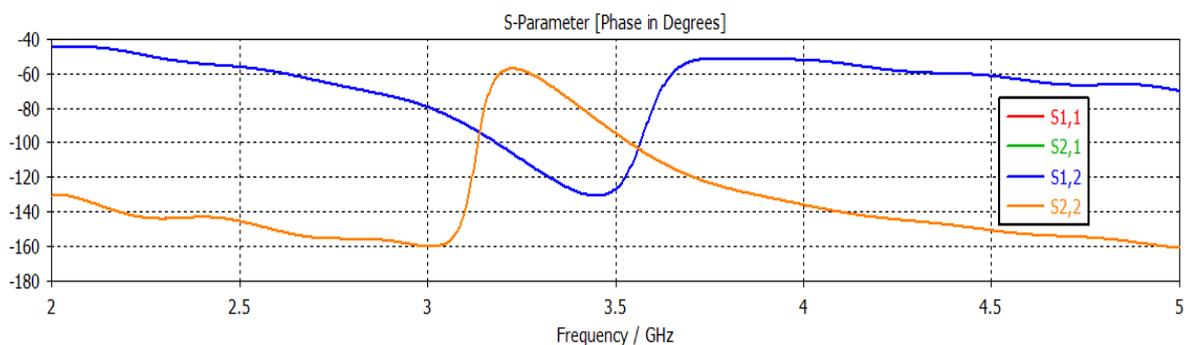


Figure III.4 :Cellule SRR à la fréquence de résonance 3.6GHz.

Sur les figures III.5. ((a) et (b)), on représente le module en dB et la phase en radian du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) et de transmission ( $S_{21}$ ) obtenus par le logiciel CST.



(a)



(b)

Figure III.5. (a): Coefficient de transmission et de réflexion de la cellule SRR.  
(b): Phase de la cellule SRR.

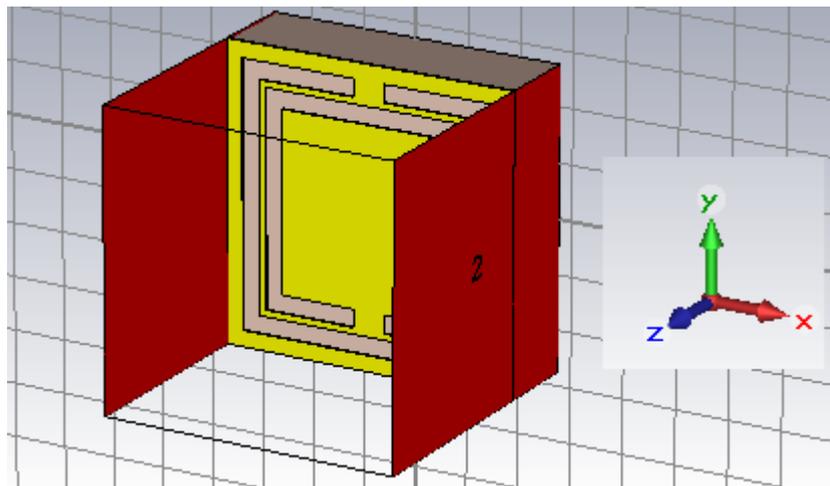
Plusieurs constats peuvent être faits à partir de ces courbes :

- Le module du coefficient de réflexion  $S_{11}$  a une valeur minimale de -22.71dB à la fréquence de résonance 3.125 GHz. Il présente une pente légèrement élevée entre 3.125 GHz et 3.602 GHz : il passe de -22.71 dB à -1.53 dB sur une bande de fréquence égale à 0.477 GHz.
- Le module du coefficient de transmission  $S_{21}$  présente un pic inférieur à -16.187 dB à la fréquence de résonance 3.602 GHz.

Ces observations sont typiques aux milieux à perméabilité négative comme décrit dans [III.4].

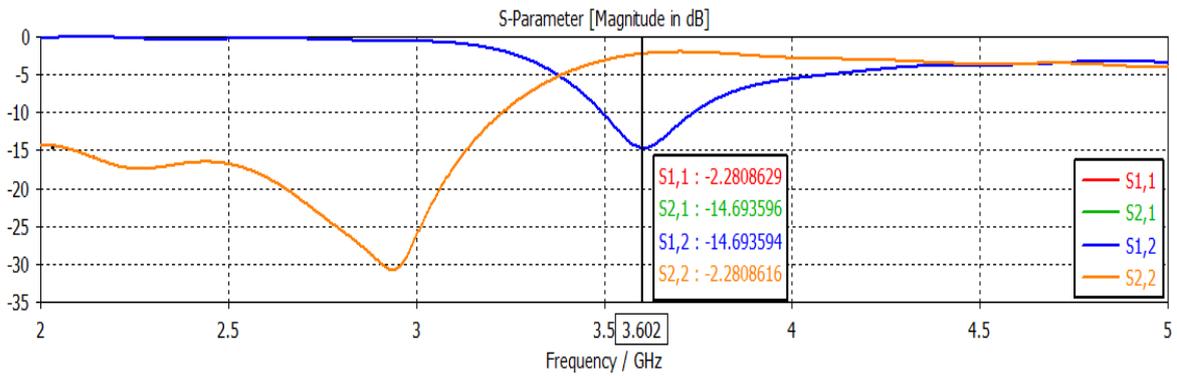
### III.5. Conception de la cellule SSRR pour la 5G

La structure périodique en trois dimensions d'un résonateur en anneau fendu complémentaire (RAFC) est représentée sur la figure III.6. Le résonateur SSRR (Slot Split Ring Resonator) est placé sur un substrat de type FR-4 lossy caractérisé par une permittivité de 4,3 avec une épaisseur de 1,56 mm. Pour le RAFC carré étudié, l'anneau de la fente externe est de côté extérieur égale à 4.9 mm, et l'anneau de la fente interne est de côté extérieur égale à 4 mm. Les deux anneaux sont concentriques et espacés de 0.12 mm, La largeur de chacune des deux anneaux est de 0.33mm, une coupure dans l'une de ces cotés des anneaux présente un gap de 0.59mm.



**Figure III.6 :** Cellule SSRR à la fréquence de résonance 3.6GHz.

La figure III.7 représente le module en dB du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) et de transmission ( $S_{21}$ ) obtenus par le logiciel CST MWS de la cellule SSRR.



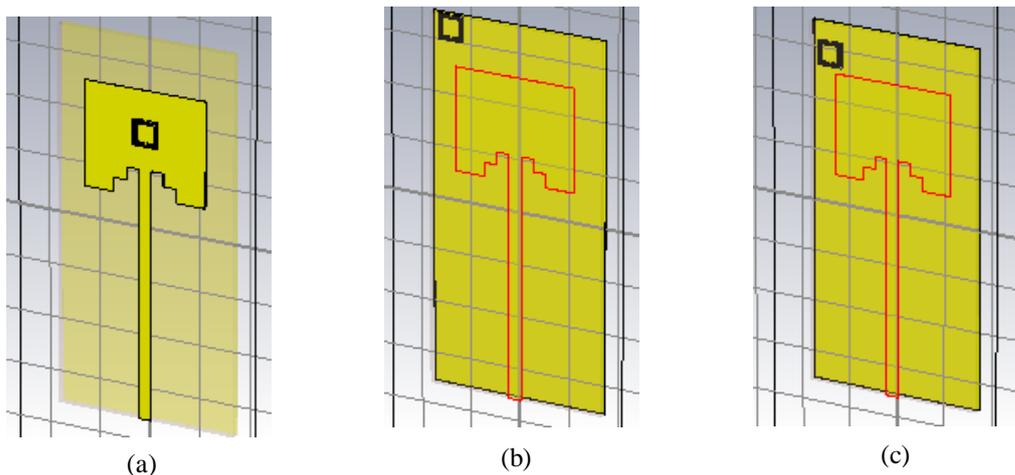
**Figure III.7:** Coefficients de transmission et de réflexion de la cellule SSRR.

D’après les résultats présentés dans la figure III.7, on constate que :

- Le module du coefficient de réflexion  $S_{11}$  présente une résonance à 3.602 GHz avec une réflexion de -2.28 dB.
- Le module du coefficient de transmission  $S_{21}$  descend jusqu’à une valeur de -14.69 dB à la fréquence de résonance 3.602 GHz.

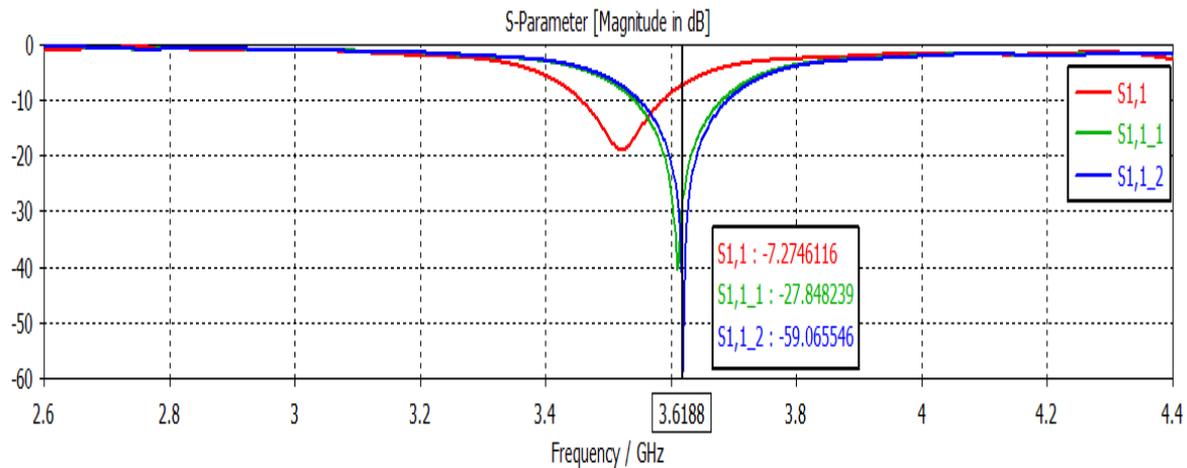
### III.6. Conception d’antenne monofréquence avec une cellule SSRR

Les géométries des antennes proposées à base de métamatériaux sont présentées par la figure suivante, où nous avons inséré une cellule SSRR sur le patch et sur le plan de masse de l’antenne initiale.



**Figure III.8.(a) :** Une cellule SSRR insérée sur le patch de l’antenne initiale  
**(b) :** Une cellule SSRR insérée sur le plan de masse de l’antenne initiale  
**(c) :** Changement de l’emplacement de la cellule SSRR sur le plan de masse

La figure III.9 présente les coefficients de réflexions pour les trois structures respectivement simulées par le logiciel CST MWS.



**Figure III. 9 :** Coefficients de réflexions pour les 3 structures respectivement.

Plusieurs notes peuvent être visualisées à partir de ces courbes :

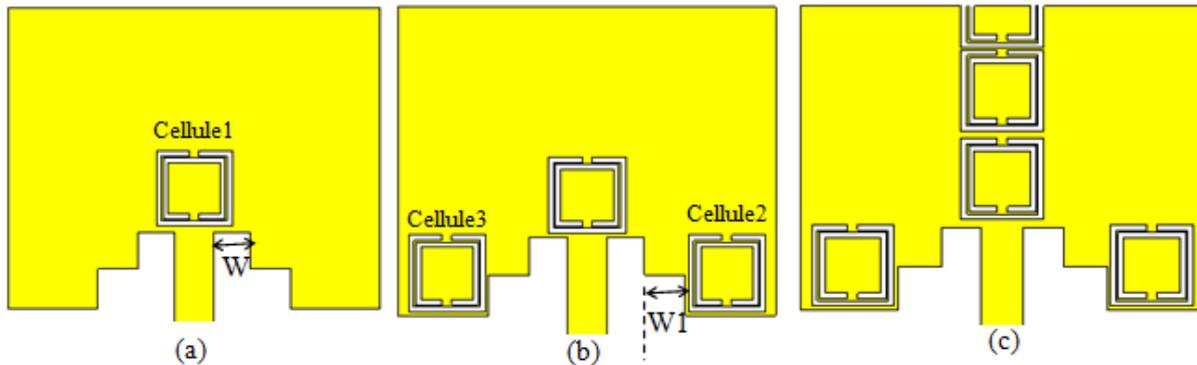
- Le coefficient de réflexion de la cellule CSRR insérée sur le patch de l'antenne initiale (Figure III.8.(a)) atteint une valeur de 7.274 dB à la fréquence de résonance 3.618 GHz.
- Le coefficient de réflexion de la cellule CSRR insérée sur le plan de masse de l'antenne initiale (Figure III.8.(b)) présente une résonance à la fréquence 3.618 GHz avec une réflexion de -27.848 dB.
- Quand nous avons changé l'emplacement de la cellule CSRR insérée sur le plan de masse de l'antenne initiale (Figure III.8.(c)), le coefficient de réflexion présente un pic de -59.065 dB à la fréquence de résonance 3.618 GHz.

Selon les résultats obtenus, nous observons que l'antenne de la figure III.8.(c) présente une meilleure adaptation à la fréquence de résonance 3.618 GHz avec une réflexion nulle (-59.065 dB) et une bande passante de l'ordre de 3.88%. En conséquence, l'insertion de la cellule SSRR sur le plan de masse a apporté des améliorations sur les caractéristiques de l'antenne et précisément sur l'adaptation de l'antenne.

### III.7. Conception d'antenne bi-bande à base des métamatériaux

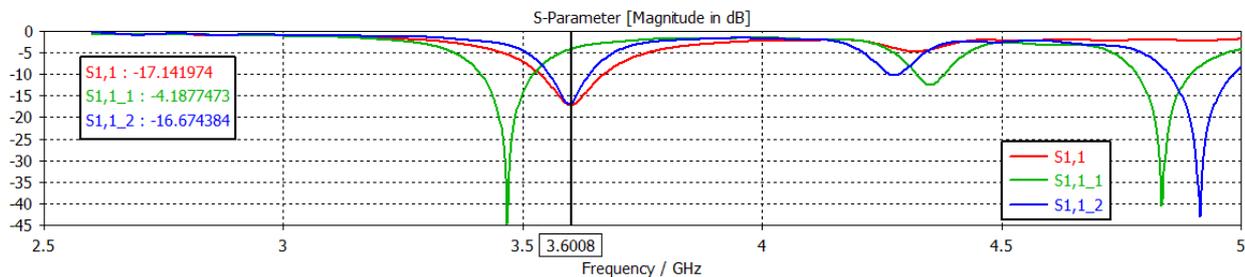
La figure III.10 présente trois propositions de l'élément rayonnant de l'antenne initiale combiné avec des cellules SSRR où nous avons modifié le nombre des cellules SSRR sur

l'élément rayonnant afin de voir leurs influences sur l'adaptation en gardant les autres paramètres de l'antenne inchangeables.



**Figure III.10** (a) : Élément rayonnant + une cellule CSRR.  
 (b) : Élément rayonnant + 3 cellules CSRR.  
 (c) : Élément rayonnant + plusieurs cellules CSRR.

La figure III.11 représente respectivement les coefficients de réflexions pour les trois structures proposées précédemment.



**Figure III.11** : Coefficients de réflexions pour les trois structures respectivement.

Les notes qu'on peut extraire à partir de ces courbes sont :

- Le résultat de simulation pour la première structure d'une cellule SSRR (Figure III.10.(a)) donne un fonctionnement monofréquence avec un coefficient de réflexion de -17.14 dB à la fréquence de résonance 3.6 GHz
- Pour la deuxième structure à trois cellules (Figure III.10. (b)), l'antenne présente un fonctionnement tri-bandes aux fréquences de résonances 3.466 GHz, 4.352GHz et 4.834 GHz avec des niveaux du coefficient de réflexion inférieurs à -44.73 dB, -12.55 et -40.45 dB respectivement.
- Le résultat de conception pour la dernière structure où nous avons inséré plusieurs cellules SSRR sur l'élément rayonnant (Figure III.10. (c)), montre que la

puissance réfléchiée contient 3 fréquences de résonances 3.596GHz, 4.275 GHz et 4.91GHz avec des niveaux égaux aux -16.86dB, 10.29dB et -43dB respectivement.

D'après toutes ces remarques, la meilleure structure qu'on peut choisir pour terminer notre étude c'est la troisième structure. Parce qu'elle donne un fonctionnement multibandes où le premier pic du coefficient de réflexion résonne presque à la fréquence de résonance désirée 3.6 GHz.

Dans le but de montrer l'effet des différents paramètres géométriques de la structure choisie (les largeurs  $W$  et  $W1$  des encoches, l'emplacement  $X2$  de la 2<sup>ème</sup> cellule SSRR, l'emplacement  $X3$  de la 3<sup>ème</sup> cellule SSRR, la longueur  $Ls$  du plan de masse et du substrat) sur les caractéristiques de l'antenne (Figure III.10. (c)), nous avons effectué une étude paramétrique pour observer l'influence de ces éléments sur l'adaptation de l'antenne.

### III.7.1. Variation de la largeur $W$ de l'encoche

Les courbes illustrées par la figure III.12, présente un fonctionnement bi-bandes, dont on observe deux fréquences de résonances, la première est à 3.59 GHz et la deuxième est autour de 4.9 GHz.

On remarque que le niveau du coefficient de réflexion est inversement proportionnel à la largeur  $W$  de l'encoche pour le premier pic, où la diminution de la largeur  $W$  engendre une augmentation du niveau de  $S_{11}$ . Pour le deuxième pic, le coefficient de réflexion s'accroît lorsque  $W$  augmente. Le meilleur résultat obtenu correspond à  $W=1.6$  mm, tel que le coefficient de réflexion atteint une valeur inférieure à -34.73 dB à la fréquence 3.59 GHz.

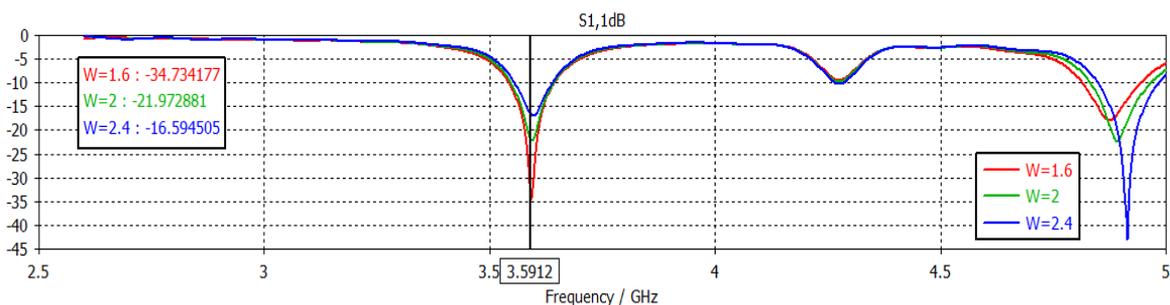
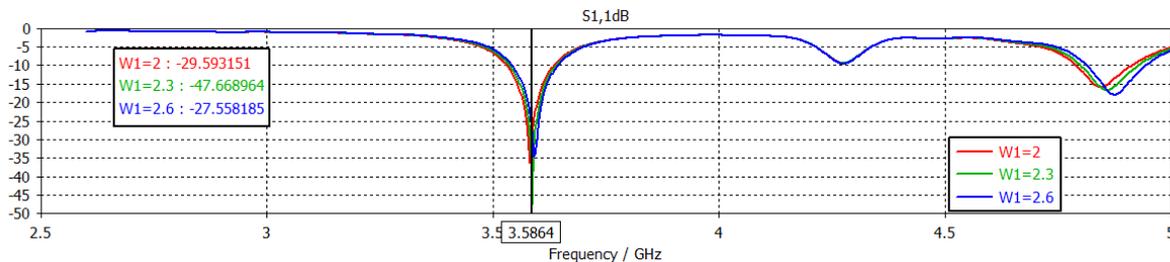


Figure III.12 : Influence de la largeur  $W$  de l'encoche sur l'adaptation.

### III.7.2. Variation de la largeur $W1$ de l'encoche

La variation de la largeur  $W1$  de l'antenne simulée par CST MWS en fixant la largeur  $W$  à 1.6 mm est représentée sur la figure III.13. Cette géométrie apparaît comme la plus prometteuse pour  $W1=2.3$ mm, où l'amplitude de la puissance réfléchiée est inférieure à -47.66

dB à la fréquence désirée 3.586 GHz. Cette variation apporte une amélioration particulière de l'adaptation de l'antenne par rapport à l'étude précédente.

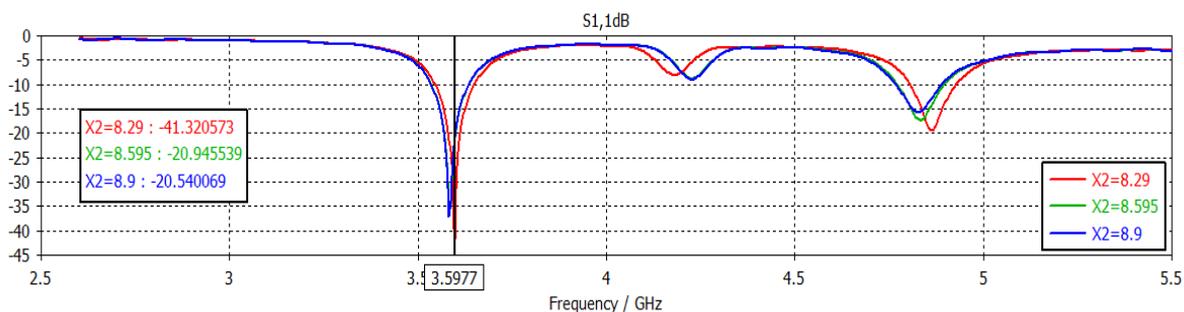


**Figure III.13:** Influence de la largeur  $W1$  de l'encoche sur l'adaptation.

### III.7.3. Variation de la distance $X2$ de la 2<sup>ème</sup> cellule SSRR

Dans le but d'améliorer encore l'adaptation de l'antenne à la fréquence désirée. On a effectué une étude paramétrique sur l'emplacement de la 2<sup>ème</sup> cellule horizontalement par rapport à l'axe des  $X$  en fixant cette fois la largeur  $W1$  à 2.3mm. Les résultats de cette étude sont présentés par la figure suivante (Figure III.14).

D'après les résultats obtenus, on peut visualiser que l'augmentation du niveau de coefficient de réflexion est inversement proportionnel à la distance  $X2$ . D'une autre manière, plus que la distance  $X2$  diminue plus que le niveau de  $S_{11}$  augmente et vice versa. On observe aussi une légère amélioration dans la fréquence de résonance qui devient égale cette fois à 3,597 GHz, presque égale à la fréquence de résonance souhaitée 3.6 GHz.



**Figure III.14 :** Influence de la distance  $X2$  sur l'adaptation.

### III.7.4. Variation de la distance X3 de la 3<sup>ème</sup> cellule SSRR

Dans cette phase, nous avons fait une légère variation de cette distance en plaçant X2 à 8.29mm. La figure III.15 nous montre que les courbes sont quasi identiques dans la forme mais ils ont des niveaux différents du coefficient de réflexion  $S_{11}$ . Elles présentent toujours un fonctionnement bi-bandes. Cette fois aussi, on remarque que le niveau de  $S_{11}$  est inversement proportionnel à la distance X3 de la 3<sup>ème</sup> cellule SSRR.

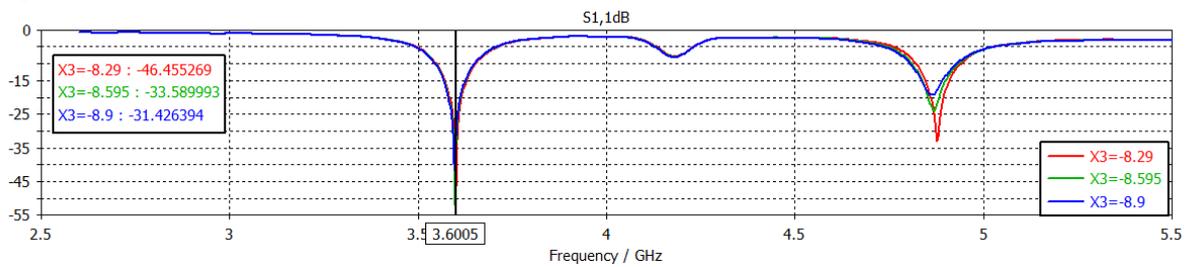


Figure III.15 : Influence de la distance X3 sur l'adaptation.

### III.7.5. Variation de la longueur Ls du plan de masse et du substrat

Maintenant, on s'intéresse à l'influence de la longueur Ls du plan de masse et du substrat sur l'adaptation en fixant X3 à 8.29 mm.

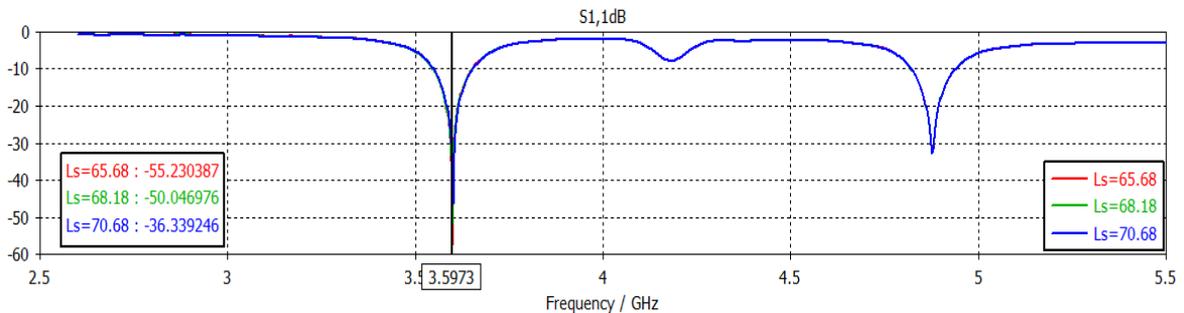
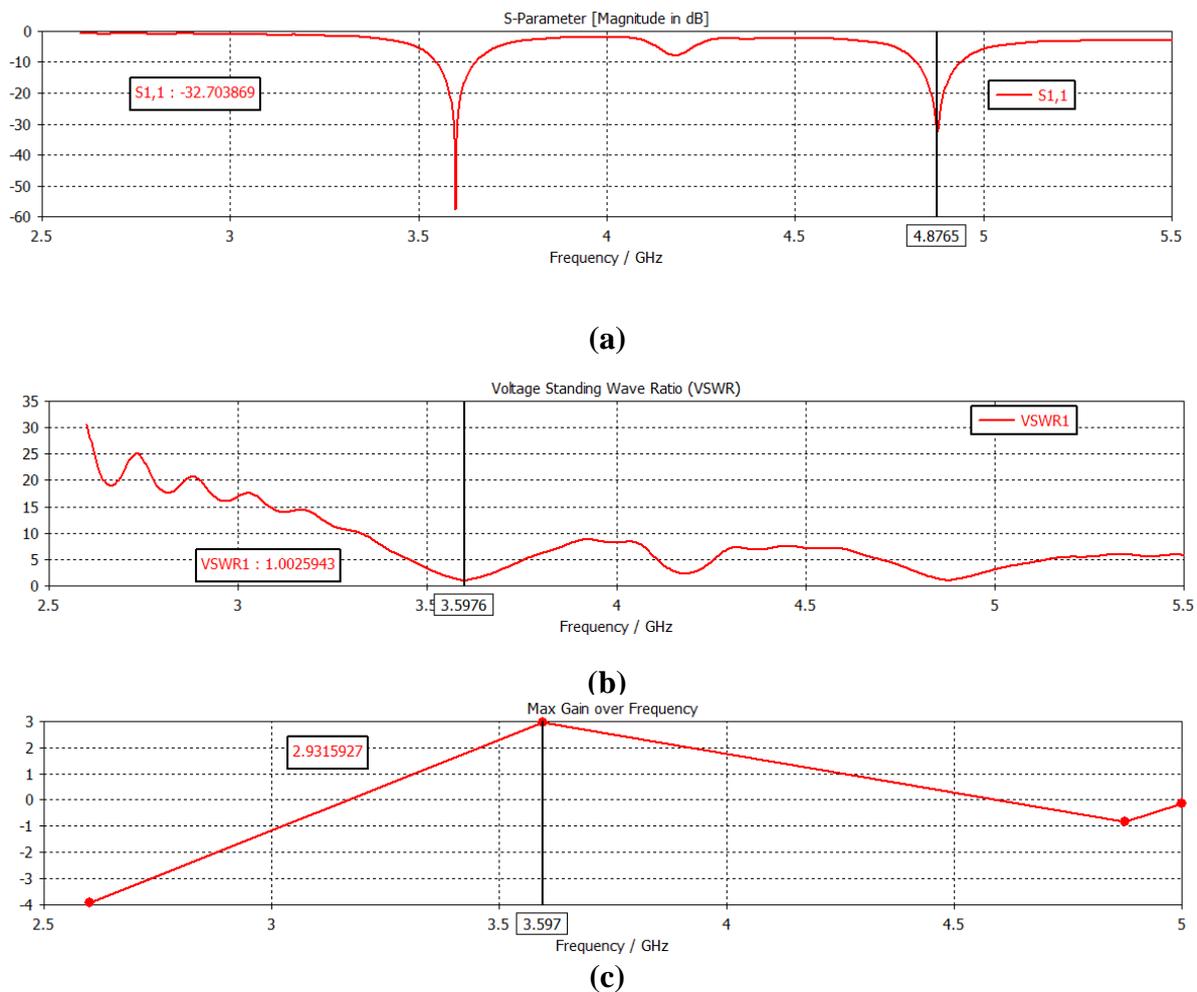


Figure III.16 : Influence de la longueur Ls sur l'adaptation.

D'après la figure III.16, les courbes présentent des formes identiques avec des niveaux différents du coefficient de réflexion. On remarque que le coefficient de réflexion est inversement proportionnel à la longueur Ls du plan de masse et du substrat. Si on diminue la longueur Ls, le coefficient de réflexion correspondant augmente d'une façon spectaculaire. Le meilleur résultat enregistré correspond à la longueur Ls=65.68mm.

Sur les figures III.17.(a), (b) et (c)), on représente respectivement le coefficient de réflexion, le VSWR et le gain de l'antenne bi-bandes finale selon la dernière étude paramétrique de la longueur Ls.



**Figure III.17.(a):** Coefficient de réflexion.  
**(b):** Taux d'onde stationnaire.  
**(c):** Gain de l'antenne.

Selon la dernière étude que nous avons effectuée et pour  $L_s$  égale à 65.68mm, les résultats de simulation ramènent à une adaptation parfaite aux fréquences de résonances pour une antenne bi-bandes. D'après la figure II.17.(a), on peut dire que la puissance réfléchiée à l'entrée de l'antenne est nulle puisque les deux pics atteignent des valeurs inférieures à -55.23 dB et -32.70 dB aux fréquences 3.597 GHz et 4.876 GHz respectivement selon les systèmes de la 5G et le Wi-Fi. Cet résultat est très encourageant en le comparant avec le résultat initial que nous avons enregistré dans notre antenne principale (Figure III.2.(a)) avec un taux de miniaturisation autour de 07.07%.

Nous avons présenté aussi le rapport d'onde stationnaire, on remarque qu'il est de l'ordre de 1 pour chacune des deux fréquences de résonances, ce qui donne une bonne adaptation d'impédance entre l'antenne et la ligne d'alimentation. Les bandes passantes sont de l'ordre de 101.5 MHz et 116 MHz pour les deux fréquences de résonances respectivement. Le gain de l'antenne est autour de 2.93 dB à la fréquence de résonance 3.6 GHz.

Par ailleurs nous constatons que le pourcentage de 07.07% de la miniaturisation est le meilleur vu qu'il présente une adaptation parfaite et une bande de fréquence très satisfaisante.

Sur les figures III.18. ((a) et (b)), on représente les diagrammes de rayonnements polaires en 2D et en 3D de l'antenne bi-bande aux fréquences de résonances 3.597 GHz et 4.876 GHz respectivement.

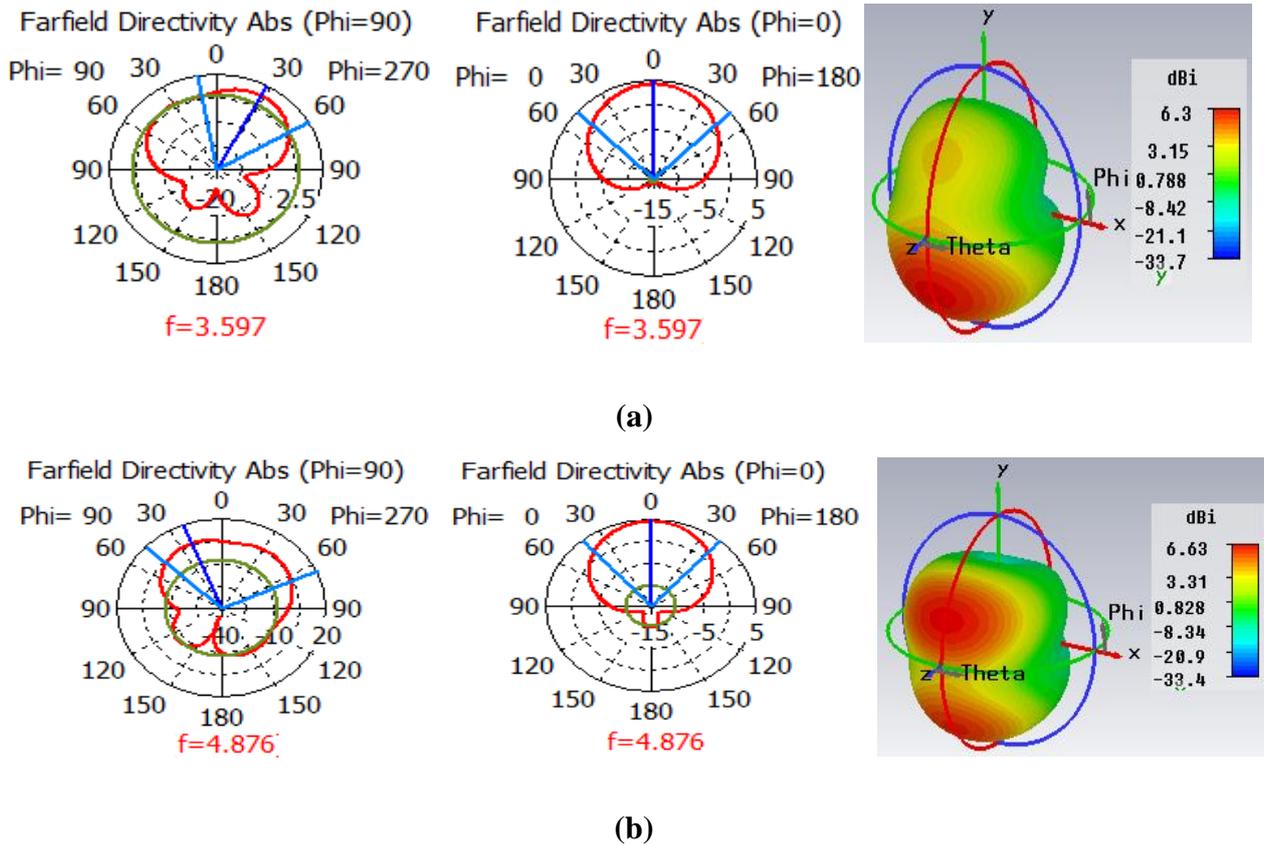


Figure III.18. (a): Diagramme de rayonnement en 2D et en 3D à 3.597 GHz.  
 (b) : Diagramme de rayonnement en 2D et en 3D à 4.876 GHz.

Pour le plan E ( $\varphi = 0^\circ$ ), le diagramme de rayonnement est constitué d'une lobe de grande ouverture ce qui signifie que le diagramme de rayonnement est presque quasi omnidirectionnel pour les deux fréquences de résonances. Par contre, il est bien quasi omnidirectionnel dans le plan H ( $\varphi = 90^\circ$ ). Le tracé en 3D donne une meilleure exploration du diagramme de rayonnement.

### III.8. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons commencé par un acquis des informations sur notre logiciel de simulation qu'il s'agit du CST Microwave Studio. Ensuite, nous avons étudié et conçu une antenne patch rectangulaire destinée à la nouvelle génération de la téléphonie mobile «la cinquième génération 5G». Pour savoir l'intérêt de la technologie des métamatériaux sur les antennes imprimées. Nous avons inséré des cellules SSRR sur l'antenne patch rectangulaire. Deux antennes ont été conçues à base des métamatériaux, une antenne monofréquence selon l'application de la 5G et une antenne miniature bi-bandes selon les deux systèmes de la 5G et le Wi-Fi. Les résultats de simulation sont alors présentés et discutés.

# Conclusion générale

L'objectif principal de ce travail était de proposer des structures d'antennes microbandes à base des métamatériaux répondent aux exigences de la l'adaptation et de la miniaturisation et trouvent leurs applications dans la cinquième génération (5G). Pour étudier et simuler ces structures d'antennes, nous avons employé le logiciel CST Microwave Studio qui utilise la technique d'intégration finie (FIT). Les principales étapes d'une étude de recherche et de développement appliquées à la conception de ces antennes ont été abordées au cours de ce mémoire.

Nous avons présenté dans le premier chapitre des généralités sur les antennes imprimées, ce qui nous ont aidées à comprendre quelques éléments fondamentaux qui caractérisent l'antenne imprimée tels que le paramètre  $S_{11}$ , la directivité, le gain, la polarisation et les techniques d'alimentations...etc. Ensuite, nous avons cité leurs avantages et inconvénients, et leurs différents domaines d'applications.

Dans le deuxième chapitre, nous avons dû mettre en évidence les matériaux composites artificiels que l'on appelle métamatériaux. Ces dernières constituent un sujet très intéressant de discussion et de recherche entre les différents chercheurs du monde entier. Dans ce but, nous avons choisi une démarche qui consiste à faire une étude d'une façon panoramique sur ces matériaux passionnants. Et afin de valoriser cette étude, nous avons intéressé particulièrement à l'étude des cellules RAF (Résonateurs en anneaux fendus) et les cellules RAFC (Résonateurs en anneaux fendus complémentaires).

Le dernier chapitre a été réservé à la conception des antennes patches à base des métamatériaux pour les systèmes de la 5G. Nous avons proposé deux structures d'antennes microrubans mono-fréquence et bi-bande à base des métamatériaux à partir d'une antenne initiale qui fonctionne autour de la fréquence 3.6 GHz. Pour atteindre notre objectif et obtenir les meilleurs résultats souhaités, on a effectué énormément de simulations par le logiciel CST MWS. A travers ces simulations, nous avons étudié le comportement physique, électrique et de rayonnement de ces antennes patches (la fréquence de résonance, la largeur de bande passante, le gain, diagramme de rayonnement,...) en fonction des paramètres qui intervient

## Conclusion générale

---

dans la conception et on a essayé le maximum d'obtenir les meilleures performances en termes d'adaptation et de rayonnement. Enfin, nous avons rapporté et commenté les résultats de conception obtenus par le simulateur CST MWS.

Comme perspective, nous envisagerons de poursuivre ce travail parce qu'il paraît intéressant de continuer les recherches sur les antennes imprimées à base des métamatériaux en optimisant ces structures, parce qu'elles ont un avenir prometteur, car nous sommes sur le point d'entrer dans le monde de la cinquième génération. Egalement, pour valider les résultats d'antennes simulées, il est serait intéressant de réaliser la structure proposée.

# Références

## CHAPITRE I :

[I.1] Amin BERRIAH, Djaber BELGUIDOUM, « Etude et développement de prototypes d'antennes souples à base de Métamatériaux », Master en Télécommunications, Université de Tlemcen, 2016

[I.2] Sara MANSAR, Madiha ALAOUI, Tahar EL BAHRI, «Rapport antennes patch», 2015.

[I.3] Zohra BEN TAHAR, Sarah Yamina BEN ABDESSELAM, «Réalisation d'une Interface graphique de Calcul des paramètres d'antennes patch et conception logicielle», Master en Télécommunications.

[I.4] Lotfi DJOUANE, « Analyse rigoureuse d'une plaque microbande rectangulaire sur plan de masse avec ouverture rectangulaire par la méthode des moments et les dyades hybrides de Green », Mémoire de magister en électronique, Université de Batna, 2005.

[I.5] Abla BEHLOUL, «Contribution à l'étude des antennes microstrip supraconducteur de forme triangulaire», Mémoire de magister en électronique, Université Mentouri Constantine, Avril 2010.

[I.6] Hatem RMILI, «Étude, réalisation et caractérisation d'une antenne plaquée en polyaniline fonctionnant à 10 GHz», Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux I, Novembre 2004.

[I.7] David BIDOUE, «Contribution à l'étude d'antenne Fort Gain. Application dans Le domaine millimétrique» Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Mai 2003.

[I.8] Jerome COLINAS, «Etude et amélioration des performances d'une méthode de mesure en champ proche : la méthode des courants magnétiques équivalents», Mémoire de maîtrises et sciences appliquées (M-Sc-A), Université de Montréal, Août 2001.

[I.9] Mr. Tarek ARAB, « Etude des matériaux composites (Titanate oxyde) : application pour la réalisation des substrats d'antennes miniatures », Mémoire de Magister, Université Setif-1, 2014.

[I.10] C.A. Balanis, «Antenna theory analysis and design», Arizona State University Tempe, AZ. 2005.

[I.11] Y.HUANG, and K. BOYLE, «Antennas from theory to practice», 1<sup>st</sup> edn, England : John, 2008.

[I.12] Khawla BENISLAMANE, Hanane BETTAYEB, «Modélisation d'une antenne multifréquences par ligne de transmission», Université Kasdi Merbah Ouargla, 2018.

[I.13] Mohamed MANSOURI, El Haithem EZZEROUG, «Conception et simulation d'une antenne patch ultra large bande [1-8GHz], Mémoire de master en Aéronautique, 2019.

[I.14] Alexandre BOYER, «Antennes "Support de cours"», Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, Octobre 2011.

[I.15] M. JEREMY VALLEAU, «Miniaturisation d'antennes très large bande pour applications spatiales», Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2016.

[I.16] <http://www.air-stream.org.au/technical-referances/antenna-polarisation>, Mars 2020.

[I.17] Bakouche ATTI, Magdoula MEKAOUCHI, «L'effet des caractéristiques de l'antenne patch sur sa directivité», Mémoire de Fin d'étude, 2014.

[I.18] B. Zaoui, «Modélisation d'une antenne microruban compacte», Master académique, Université Echahid Hamma Lakhdar El oued, 06/2015.

[I.19] L. I. BASILIO, M. A. KHAYAT, J. WILLIAMS, S. A. LONG, «The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line fed patch antennas», IEEE trans. Antennas Propagat., vol. 49, pp. 45-47, 01/ 2001.

[I.20] Germain IRANKUNDA, Emmanuel UFITEYEZU, «Etude et Conception d'une antenne patch Rectangulaire pour les Réseaux Personnels Sans fils WPAN à 60 GHz», Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, juin 2011.

[I.21] Somia BOUSSAHA, « Contribution à l'étude et à la modélisation des antennes imprimées rectangulaires, Applications aux systèmes de communication », Mémoire de Magister en Télécommunications, Université 8Mai 1945 – Guelma , 2012.

## CHAPITRE II :

[II.1] <https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/sciences-fondamentales/th8/optique-physique-42528210/metamateriaux-electromagnetiques-et-optiques-af3713/principes-et-proprietes-af3713v2niv10002.html?summary=true#figure-nv17009936537-web>

[II.2] Habib KANDOUCI, «Contribution à la conception d'un filtre passe bande à base des métamatériaux», Mémoire de Master en télécommunication, Université de Dr Tahar Moulay - SAIDA, 2016.

[II.3] Shah Nawaz BURKOUR, « Mise en œuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes », Université Paris Ouest Nanterre la Défense, 2005.

[II.4] Hacane OURTEMACHE, « Métamatériaux, application aux antennes RFID », Université A/Mira de Béjaia, 2012.

[II.5] C. M. KROWNE, and Y. ZHANG, «Physics of Negative Refraction and Negative Index Materials », Optical and Electronic Aspects and Diversified Approaches 1st ed, Springer 2007.

[II.6] Carloz CHRISTOPHE, Itoh TATSUO, « Electromagnetic Metamaterials : Transmission Line Theory and Microwave Application », livre, A John Wiley & Sons, 14-22, 2006.

[II.7] Badreddine Mohamed OUAGAGUE, «Etude Théorique et Expérimentale des Métamatériaux et des Techniques d'Agilité (MEMS, BST) pour la Conception des Circuits RF Miniatures et Reconfigurables», Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2014.

[II.8] D. SMITH, W. PADILLA, D. VIER, S. NEMAT-NASSER, and S. SCHULTZ, «Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity», Physical review letters, vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, May 2000.

[II.9] Mohammed BERKA, «Contribution à l'étude et à la conception des filtres microondes en technologie planaire à base des métamatériaux», Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, 2015.

[II.10] M<sup>elle</sup> Nadia OUAZIB, «Métamatériaux, applications aux filtres», Mémoire de Fin étude, Université Abderrahmane MIRA- Béjaïa, 2003.

[II.11] Abdellah DRAOUI, Ammar KEZADRI, «Conception de nouveaux coupleurs métamatériaux directifs à base de deux approches (CRLH, RESONANT)», Mémoire pour l'obtention du diplôme de Master, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, 2012.

[II.12] M. LATRACH, H. RMILI, C. SABATIER, E. SEGUENOT and S. TOUTAIN, «Design of a new type of Meta-material radome for low frequencies», Microwave and optical technology letters, vol. 52, no. 5 pp. 1119-1123, 2010.

[II.13] Tahar BOUGOUTAIA, «Analyse et conception des antennes microstrip à base de métamatériaux», Thèse de doctorat en télécommunications, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2018.μ

### CHAPITRE III :

[II.14] D. R. SMITH, S. SCHULTZ, P. MARKOS, and C. M. SOUKOULIS, «Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients», Phys. Rev. B, 65 (2002), 195104.

[III.1] B.-I.Popa, S.A. Cummer, «Direct measurement of evanescent wave enhancement inside passive metamaterials», Physical Review E, 73, 2006.

[III.2] [www.3ds.com/fr/produits-et-services/simulia/produits/cst-studio-suite](http://www.3ds.com/fr/produits-et-services/simulia/produits/cst-studio-suite)

[III.3] Marwa DEHEMCHI, Asma BOUHAFER, « Etude et Analyse de Méthodes de Beamforming pour des Systèmes Multi-utilisateurs Pour la 5G », Mémoire de fin d'étude pour l'obtention du diplôme de Master Académique, Université 8Mai 1945 – Guelma, juillet 2019.

[III.4] D. Seetharamdoo, « Étude des métamatériaux à indice de réfraction négatif : paramètres effectifs et applications antennaires potentielles », Thèse de doctorat, Université de RENNES I, 2006.