

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID, TLEMCEM  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE  
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATION



## MEMOIRE

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

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Systèmes des Télécommunications

**Par** : Sidhoum imane et Sebbane Nadjima Ikram

**Sujet**

# Miniaturisation d'une Antenne Micro-ruban par l'utilisation des Méta-matériaux

Soutenu publiquement, le 30/09/2020, devant le jury composé de :

M <sup>r</sup>	N. BOUKLI HACENE	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
M <sup>me</sup>	H. BENOSMAN	MCB	Univ. Tlemcen	Encadrant
M <sup>me</sup>	Y. BELHADEF	MCA	Univ. Tlemcen	Examinatrice

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2019-2020

# *Remerciements*

Nous tenons à remercier tout d'abord, le bon DIEU, le tout puissant, qui nous a donné la force et le courage afin de parvenir à élaborer ce modeste travail.

Ce mémoire a été réalisé sous la direction de Madame BENOSMAN Hayet, Maître de conférences classe B à l'université de Tlemcen. Nous tenons à la remercier pour nous avoir encadrées et guidées, merci pour la liberté qu'elle nous a laissée ainsi que la confiance dont elle a toujours fait preuve à notre égard.

Nos remerciements vont également à Monsieur BOUKLI HACENE Noureddine Professeur à l'université de Tlemcen, pour l'honneur qu'il nous a fait en acceptant de présider le jury de ce mémoire.

Nous remercions également Madame BELHADEF Yamina Maître de conférences classe A à l'université de Tlemcen, qui a bien voulu accepter de faire partie du jury. Ses remarques pertinentes vont certainement contribuer à l'amélioration de ce document.

Nous remercions les enseignants qui ont contribué à notre formation au cours de notre parcours universitaire et en particulier ceux du département de télécommunication.

## Résumé

Ce mémoire a été consacré à l'utilisation des matériaux gauche (LHM) pour la réduction de la taille des antennes micro-ruban. Le but était de concevoir des antennes avec des cellules CSRR gravées sur le patch ainsi que le plan de masse. La conception, et la simulation des différentes structures ont été achevées en employant le simulateur CST Microwave Studio. Des résultats satisfaisant ont été obtenus en termes de miniaturisation, et d'adaptation.

**Mots clés :** Méta-matériaux, résonateur en anneau fendu complémentaire, antenne micro-ruban rectangulaire.

## Abstract

This work was devoted to the use of Left materials (LHM) for reducing the size of microstrip antennas. The goal was to design antennas with CSRR cells engraved on the patch as well as the ground plane. The design and simulation of the various structures were completed using the CST Microwave Studio simulator. Satisfactory results have been obtained in terms of miniaturization and adaptation.

**Key words:** Metamaterials, Complementary Split Ring Resonator, Patch Antenna.

## الملخص

تم تخصيص هذه الرسالة لاستخدام المواد اليسرى لتقليل حجم هوائيات الشريط الصغرى . كان الهدف هو تصميم الهوائيات خلايا . تم الانتهاء من تصميم ومحاكاة الهياكل المختلفة باستخدام جهاز

CST Microwave Studio . تم الحصول على نتائج مرضية من حيث التصغير والتكيف.

الكلمات المفتاحية: وقية ، مرنان الحلقة المنقسمة التكميلية ، هوائي شريطي مستطيل الشكل

# Table des matières

<b>Liste des Figures</b>	<b>5</b>
<b>Liste des Symboles et Abréviations</b>	<b>9</b>
<b>Introduction Générale</b>	<b>11</b>
<b>1 Généralités sur les antennes microbandes</b>	<b>14</b>
1.1 Introduction . . . . .	14
1.2 Historique des antennes imprimées . . . . .	15
1.2.1 Définition d'une antenne micro ruban . . . . .	16
1.3 Avantages et inconvénients des antennes patches micro rubans . . . . .	17
1.4 Mécanisme de radiation . . . . .	18
1.5 Types d'alimentations . . . . .	19
1.5.1 Alimentation par ligne micro-ruban . . . . .	19
1.5.2 Alimentation par sonde coaxiale . . . . .	20
1.5.3 Alimentation couplée par ouverture . . . . .	21
1.5.4 Alimentation par ligne microbande en sandwich . . . . .	21
1.6 Les caractéristiques de l'antenne . . . . .	22
1.6.1 Caractéristiques d'adaptation . . . . .	22
1.6.2 Caractéristiques de rayonnement . . . . .	23
1.7 Applications des antennes imprimées . . . . .	26
1.8 Modélisation de l'antennes patch rectangulaire . . . . .	27

1.9	Conclusion . . . . .	28
<b>2</b>	<b>Les métamatériaux : généralités et état de l'art</b>	<b>30</b>
2.1	Introduction . . . . .	30
2.2	Théorie des métamatériaux . . . . .	31
2.3	Définition des métamatériaux et des MMG . . . . .	32
2.4	Classification des Métamatériaux . . . . .	35
2.4.1	Les Matériaux doublement positifs (DPS) . . . . .	35
2.4.2	Les matériaux à perméabilité négative . . . . .	35
2.4.3	Les matériaux à permittivité négative . . . . .	37
2.4.4	Métamatériaux doublement négatives . . . . .	40
2.5	Les Métamatériaux pour les antennes . . . . .	41
2.6	Extraction de paramètres effectifs . . . . .	42
2.7	Conclusion . . . . .	45
<b>3</b>	<b>Conception d'antennes à base de CSRR</b>	<b>47</b>
3.1	Introduction . . . . .	47
3.2	Inventaire des techniques de miniaturisation . . . . .	48
3.2.1	Définition de la miniaturisation . . . . .	48
3.2.2	Facteur de miniaturisation . . . . .	49
3.2.3	Techniques de miniaturisation pour les antennes imprimées . . . . .	49
3.3	Outil de simulation . . . . .	55
3.4	Miniaturisation de l'antenne rectangulaire par chargement de CSRR . . . . .	56
3.4.1	Conception de l'antenne initiale . . . . .	56
3.4.2	interprétation des résultats . . . . .	60
3.4.3	Processus de miniaturisation . . . . .	63
3.5	Conclusion . . . . .	74
	<b>Conclusion Générale et Perspectives</b>	<b>75</b>



## Liste des Figures

# Listes des Figures

## Chapitre I

Figure 1.1 : Structure d'une antenne microbande.

Figure 1.2 : Divers formes d'éléments rayonnants.

Figure 1.3 : Distribution de charge et de densité de courant.

Figure 1.4 : Distribution du champ électrique vertical.

Figure 1.5 : Alimentation par ligne micro-ruban.

Figure 1.6 : Types d'alimentation par ligne microbande : (a) axiale, (b) décalée, (c) axiale avec encoche, (d) adaptée par ligne quart d'onde.

Figure 1.7 : Alimentation par sonde coaxiale.

Figure 1.8 : Alimentation couplée par fente.

Figure 1.9 : Ligne microbande en sandwich.

Figure 1.10 : Bande passante et coefficient de réflexion.

Figure 1.11 : Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne.

Figure 1.12 : Diagramme de rayonnement d'une antenne isotrope

Figure 1.13 : Diagramme de rayonnement d'une antenne Omnidirectionnelle.

Figure 1.14 : Diagramme de rayonnement d'une antenne directive

## Chapitre II

Figure 2.1 : Premier Prototype Métamatériau proposé par l'équipe de D ; R ; Smith.

Figure 2.2 : Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité et perméabilité

Figure 2.3 : Trièdre direct et indirect des vecteurs  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$ .

Figure 2.4 : (a) Réseau de RAF introduit par Pendry, (b) : Cellule unitaire du RAF

Figure 2.5 : Structure périodique de fils minces proposé par J. Pendry.

Figure 2.6 : Milieu doublement négatif introduit par Smith.

Figure 2.7 : Antenne patch circulaire imprimée sur un substrat composé

Figure 2.8 : Antenne patch circulaire imprimée sur un substrat à base d'inclusions SRRs

Figure 2.9 : Coefficients de réflexion et de transmission à travers un matériau homogène.

### Chapitre III

Figure 3.1 : Définition de la sphère équivalente d'une antenne

Figure 3.2 : Allongement du trajet des courants par ajout de fentes

Figure 3.3 : cartographie du champ dans la cavité d'une antenne microruban.

Figure 3.4 : PIFA avec court circuit : (a) : plan, (b) : languette.

Figure 3.5 : Antenne repliée : (a) bow-tie, (b) repliement vertical

Figure 3.6 : Monopole (a) et monopole chargé (b) et leur circuit équivalent

Figure 3.7 : Géométrie de l'antenne micro ruban chargée par CSRR, et son coefficient de réflexion

Figure 3.8 : Antenne patch rectangulaire modélisée sous CST MWS.

Figure 3.9 : coefficient de reflexion de l'antenne patch rectangulaire.

Figure 3.10 : Antenne rectangulaire avec encoches.

Figure 3.11 : Coefficient de reflexion de l'antenne rectangulaire avec encoches.

Figure 3.12 : Module de  $S_{11}$  de de l'antenne pour différentes valeurs de  $f_i$

Figure 3.13 : Taux d'onde stationnaire de l'antenne initiale.

Figure 3.14 : Impédance d'entrée de l'antenne

Figure 3.15 : Diagramme de rayonnement (3D) de l'antenne patch de base.

Figure 3.16 : Diagramme de rayonnement polaire de l'antenne à la fréquence 5GHz : (a) : Plan E, (b) : Plan H.

Figure 3.17 : Géométrie du RAF et du RAFC..

Figure 3.18 : (a) Module de  $S_{11}$  et  $S_{21}$  du RAFC. (b) Permittivité effective du RAFC

Figure 3.19 : Géométrie de l'antenne micro-ruban à 1cellule CSRR sur le patch

Figure 3.20 : Module de  $S_{11}$  de l'antenne à 1cellule CSRR sur le patch

Figure 3.21 : Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaire de l'antenne à 1 CSRR sur le patch

Figure 3.22 : Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaire de l'antenne à 1 CSRR

à 4.94  $GHz$

Figure 3.23 : Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne à 1 CSRR sur le patch : (a) : 3.94 et (b) : 4.94  $GHz$

Figure 3.24 : Géométrie de l'antenne microruban à deux cellules sur le patch

Figure 3.25 : Module de  $S_{11}$  de l'antenne avec deux CSRR sur le patch.

Figure 3.26 : Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne à 2 CSRR sur le patch : (a) : 4, (b) : 4,3, et (c) : 5  $GHz$

Figure 3.27 : Géométrie de l'antenne microruban : (a) : deux CSRR gravées sur le plan de masse. (b) : quatre CSRR gravées sur le plan de masse

Figure 3.28 : Module de  $S_{11}$  de l'antenne avec CSRRs sur plan de masse.

Figure 3.29 : Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaire de l'antenne à deux CSRR sur le plan de masse à 3.6  $GHz$

Figure 3.30 : Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaire de l'antenne à deux CSRR sur le plan de masse à 5  $GHz$

Figure 3.31. Diagrammes de rayonnement de l'antenne à deux CSRR sur plan de masse : (a) : 3,6 et (b) : 5  $GHz$

Figure 3.32. Diagrammes de rayonnement de l'antenne à quatre CSRR sur plan de masse : (a) : 3,5 et (b) : 4,98  $GHz$

## Liste des Symboles et Abréviations

# Liste des Symboles et Abréviations

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

*CSRR* : complementary Split Ring Resonator

*CST MWS* : Computer Science Technology MICROWAVE STUDIO

*EM* : Equations de Maxwell

$\vec{E}$  : champ électrique

$\vec{H}$  : champ magnétique

$\vec{k}$  : le vecteur d'onde

*LHM* : Left Handed Material

*MMT* : Métamatériaux

*MMD* : Matériau Main Droite

*MMG* : Matériaux Main Gauche

*SRR* : Split Ring Resonator

$\lambda_0 = c/\nu$  : longueur d'onde dans le vide

$\lambda_g$  : la longueur d'onde guidée

$\epsilon_0$  : permittivité du vide.  $\epsilon_0 \approx 8.85 \cdot 10^{-12} F.m^{-1}$

$\mu_0$  : perméabilité du vide.  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} H.m^{-1}$

$\epsilon$  : permittivité

$\mu$  : perméabilité

$\epsilon_r$  : permittivité relative

$\mu_r$  : perméabilité relative

## **Introduction Générale.**

# Introduction Générale

De nos jours, l'utilisation croissante et la demande des divers dispositifs de communication sans fil dans différents domaines, tels que la médecine, la défense ou l'aéronautique, motivent les fabricants à développer en permanence de nouveaux systèmes de communication sans fil. Dans ce contexte, cette technologie a connu un progrès considérable au cours de ces dernières années dans le domaine des circuits hyperfréquences. Cependant, l'antenne occupe toujours le plus grand volume dans la chaîne de communication, cela implique une augmentation de la taille globale qui rend difficile sa mise en oeuvre dans les petites surfaces. Depuis plusieurs décennies, les concepteurs d'antennes étudient leur miniaturisation ayant de bonnes performances en termes de gain ou de bande passante. Plusieurs techniques ont été proposées pour réduire la taille des antennes telles que l'approche de chargement avec un diélectrique de permittivité très élevée, l'utilisation des éléments inductifs ou capacitifs, l'utilisation des métamatériaux, et la technologie de court-circuit.

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 » a arrivé à répondre à ces besoins. Les matériaux électromagnétiques artificiels avec la constante diélectrique et la perméabilité effectives négatives, au moins dans une certaine bande de fréquence, forment un nouveau concept électromagnétique. L'indice de réfraction effectif négatif est une propriété électromagnétique intéressante pour un milieu et fournit de nouveaux effets électromagnétiques. Actuellement, les chercheurs des métamatériaux ont non seulement démontré de nouveaux phénomènes physiques intéressants mais ont également pu mener au développement de nouvelles procédures de conception. La réalisation promet de nouveaux types de dispositifs microondes tels que les filtres, les

antennes pour les mobile. En fait, les métamatériaux peuvent de manière significative améliorer l'exécution de plusieurs dispositifs.

Ce mémoire se divise en trois chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons des généralités sur les antennes patchs. On commencera par leur description, leur principe de fonctionnement et les différentes techniques d'alimentation. Après nous évoquerons les différentes méthodes d'analyse ainsi que les avantages et les inconvénients de ces antennes. et finalement un coup d'œil sur l'antenne patch rectangulaire.

Le deuxième chapitre est consacré à un état de l'art des métamatériaux. Nous présentons en premier lieu l'historique, ensuite nous présentons leurs définitions, leurs classifications, les principales caractéristiques telles que la perméabilité et la permittivité négatives. Pour clôturer le chapitre, un ensemble d'applications des Métamatériaux, dans le domaine antenne est exploré.

Le troisième chapitre sera consacré aux résultats de simulation. Le simulateur CST sera exploité pour la conception des structures d'antennes : une structure conventionnelle, une structure à base des métamatériaux . Les structures seront simulées et les résultats seront comparés. La structure qui sera retenue devra couvrir toute la bande WiFi 5 GHz avec un gain, une directivité et un rendement acceptables. Notre travail s'achève par une conclusion générale et des perspectives.

# Chapitre I

## Généralités sur les antennes microbandes

# Chapitre 1

## Généralités sur les antennes microbandes

### 1.1 Introduction

Pour pouvoir améliorer la technologie dans la télécommunication, il faudrait remplacer les antennes micro-onde classiques dans plusieurs applications comme les télécommunications par satellite, les équipements portatifs et les récepteurs satellites de navigation par les antennes micro-ruban. Ces derniers trouvent leurs applications dans des divers domaines de la haute technologie comme la communication mobile, la télémétrie des missiles, des utilisations biomédicales[1].

Dans ce premier chapitre, nous introduisons les généralités nécessaires à la bonne compréhension de l'ensemble des travaux de recherche menés dans le cadre de ce mémoire. Nous commençons par dresser un état de l'art sur les antennes imprimées. Ensuite, nous définissons l'antenne micro-ruban, ses avantages et ses inconvénients ainsi son mécanisme de radiation. En second lieu nous parlerons de ses types d'alimentations, leurs caractéristiques et leurs applications et nous terminerons notre chapitre par une conclusion.

## 1.2 Historique des antennes imprimées

La première conception d'antennes imprimée a été proposée par Deschamps en 1953 aux U.S.A, et en France après 3 ans par Baissinot et Gutton. En 1960 Lewin fait une observation et une étude sur le phénomène de rayonnement provenant des discontinuités dans les strip- lines [2], [3].

Un peu plus tard dans l'année 1970, Byron a décrit une structure planaire qui se compose d'une plaque conductrice imprimée sur un substrat diélectrique avec un  $\varepsilon_r \leq 10$  posé sur un plan de masse. Ses premières réalisations étaient essentiellement réservées à des applications militaires. Dans les années 1990, Howel et Munson ont réalisé un véritable passage au stade industriel [4].

En 1994, la majorité des travaux vise à améliorer certains sous-systèmes de cette nouvelle technique. A cette époque, on lui donne plusieurs noms : technologie « sans porteuse », ou en « bande de base » ou encore « technologie impulsionnelle ». Au cours de développement d'antenne, elle touche dans l'année 1989 le terme Ultra Large Bande qui apparaît dans une publication du ministère de la défense aux Etats-Unis.

Une antenne est généralement utilisée pour la transmission ou la réception des ondes hertziennes et qui peuvent émettre ou recevoir un signal sur des différentes fréquences. L'antenne d'émission joue le rôle de transducteur, il échange la puissance électromagnétique guidée en une puissance rayonnée. D'une façon inverse la puissance rayonnée peut être captée par l'antenne de réception. Dans ce sens, l'antenne se présente comme un capteur et un transformateur de puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée. Les antennes présentent une propriété connue sous le nom de réciprocité c'est-à-dire une antenne utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes. Les antennes sont classées en trois grandes catégories d'antenne : les antennes omnidirectionnelles, les antennes directionnelles et les antennes isotropes.

Les antennes de la première catégorie ont tendance d'émettre le signal dans toutes les directions tandis que les antennes de la deuxième catégorie privilégient et concentre le signal dans une direction donnée, aussi que isotrope est une antenne fictive, ponctuelle, qui

rayonne la même densité de puissance dans toutes les directions de l'espace. La grande majorité des antennes utilisées sont les antennes directionnelles [5].

### 1.2.1 Définition d'une antenne micro ruban

Une antenne micro-ruban est une combinaison de plan de masse et de substrat diélectrique comportant un ou plusieurs éléments rayonnants qui peuvent être de formes arbitraires (figure 1.1),.comme ils peuvent prendre plusieurs forme tels que la forme rectangulaire, circulaire, elliptique et triangulaire (figure 2.2).[1].

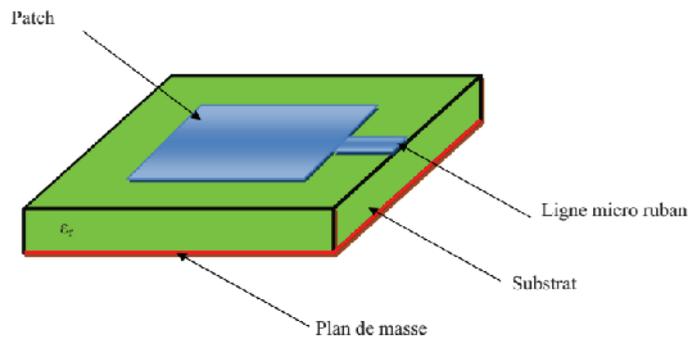


Figure1.1 : Structure d'une antenne micro-bande.

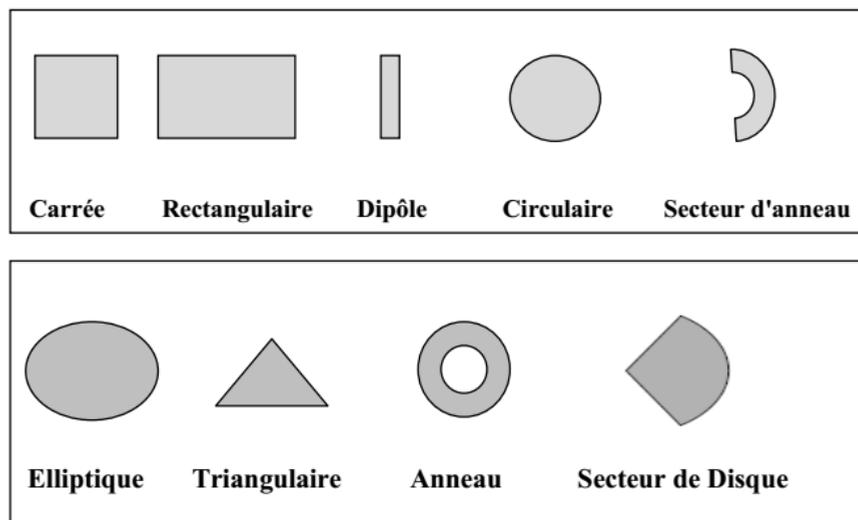


Figure1.2 : Divers formes d'éléments rayonnants.

Ainsi, les dimensions de l'antenne sont déterminées en fonction de la hauteur et la permittivité du substrat ainsi que la fréquence de fonctionnement. Les formes rectangu-

laire et circulaire sont les plus couramment utilisées vue leur facilité d'analyse. Le patch et le plan de masse sont généralement fabriqués à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or (à cause de leurs conductivités élevées) et ils peuvent prendre n'importe quelle forme possible, mais on se donne des formes régulières (carré, circulaire. . . etc) dans le but de simplifier l'analyse de la structure. Le patch rayonnant et la ligne d'alimentation sont habituellement photogravés sur le substrat.

### **1.3 Avantages et inconvénients des antennes patches micro rubans**

Les antennes microbandes ont de nombreux avantages comparés aux antennes micro-ondes classiques et par conséquent plusieurs applications dans la large gamme de fréquences allant de  $100\text{ MHz}$  à  $50\text{ GHz}$  sont réalisables. Parmi ces avantages nous citons [6] :

- \* Faible poids.
- \* conforme sur les surfaces planaires et non planaires.
- \* facile à fabriquer.
- \* mécaniquement robuste.
- \* souple en termes de fréquence de résonance.
- \* Ces antennes peuvent être placées sur les missiles, les fusées et les satellites sans modifications importantes.

D'autre part, elles ont quelques inconvénients principaux comprenant [7] [8] :

- \* Faible efficacité de rayonnement.
- \* Possibilité de fonctionnement en faible puissance.
- \* Faible pureté de polarisation
- \* Effet de couplage du rayonnement de l'alimentation.
- \* Largeur de bande de fréquence très étroite (en général seulement une fraction d'un pour cent ou à la plupart des quelques pour cent).

- \* Le gain légèrement inférieur comparé aux antennes conventionnelles à micro-ondes.
- \* L'isolation entre les éléments rayonnants et l'alimentation est faible.
- \* Capacité de manipulation à faible énergie
- \* Des limitations pratiques sur le gain au maximum à 20dB.

## 1.4 Mécanisme de radiation

Le mécanisme de radiation d'une antenne patch se réalise à partir de sa forme géométrique. Quand on excite la ligne d'alimentation avec une source RF, une onde électromagnétique va se propager sur cette ligne, après elle attaque l'élément rayonnant (de largeur plus grande que la ligne, donc plus facile à rayonner). Une distribution de charge (figure 1.3) va s'établir à l'interface substrat/plan de masse sur et sous l'élément rayonnant.

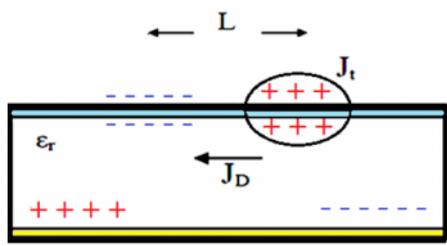


Figure1.3 : Distribution de charge et de densité de courant.

Avec  $J_D$  : courant de déplacement,  $J_t$  : Courant de surface.

Cette distribution va créer un champ électrique vertical (figure1.4) entre le patch et le plan de masse ce qui va provoquer une inversion des phases des composantes verticales du champ électrique sur la longueur de l'antenne et à l'inverse de la précédente des rayonnements qui sont en phase dans le plan de l'antenne est dus aux composantes horizontales des lignes de champ qui entoure l'élément imprimé [9].

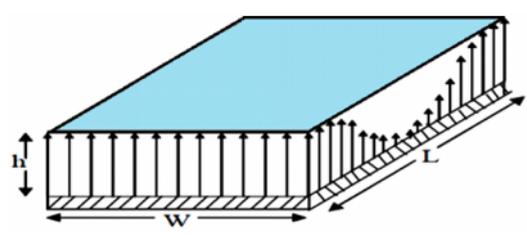


Figure1.4 : Distribution du champ électrique vertical.

## 1.5 Types d'alimentations

L'alimentation des antennes microbandes est assurée par plusieurs techniques, et elle présente un élément essentiel dans la conception des antennes microbandes. Sans une alimentation adéquate, l'antenne réelle ne peut pas fonctionner correctement. Dans ce qui suit, nous présentons les différentes techniques d'alimentations utilisées dans la technologie des antennes microbandes. Les différentes méthodes d'alimentations des antennes patchs peuvent être regroupées en deux grandes catégories :

Alimentation par contact (par sonde ou ligne microbande) où l'alimentation est liée directement à la plaque rayonnante en utilisant un élément de connexion tel qu'une ligne microbande.

Alimentation par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou fente) où le couplage du champ électromagnétique garantit le transfert de la puissance entre la ligne microbande et l'élément rayonnant.

### 1.5.1 Alimentation par ligne micro-ruban

Cette technique consiste à placer une ligne microbande de largeur plus petite par rapport au patch en contact direct avec le patch en même façade d'un substrat diélectrique, (figure 1.5).

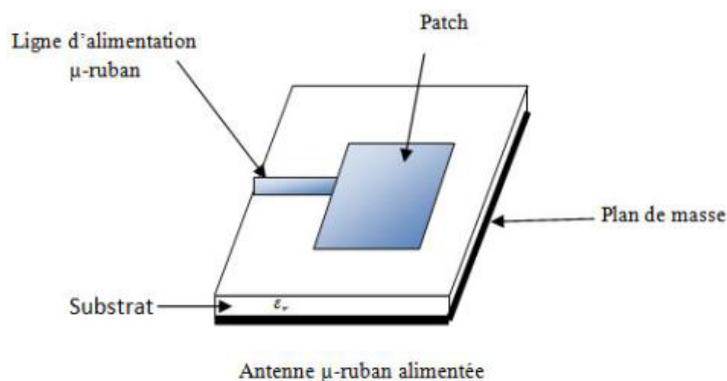


Figure1.5 :Alimentation par ligne micro-ruban

Généralement cette ligne a une impédance caractéristique de  $50\ \text{ohms}$ . Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes [8].

L'alimentation peut se faire par [10] :

- \* Connexion directe avec une ligne microbande (généralement de 50 ohms) dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément rayonnant.
- \* Décalage par rapport à cet axe de symétrie.
- \* Alimentation axiale avec une encoche qui permet d'avoir une meilleure adaptation d'impédance.
- \* Alimentation (axiale ou décalée) adaptée par ligne quart d'onde.

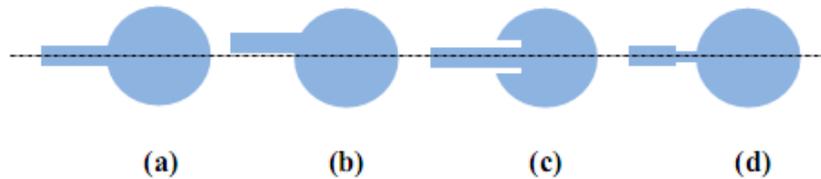


Figure 1.6 : Types d'alimentation par ligne microbande : (a) axiale,(b) décalée, (c) axiale avec encoche, (d) adaptée par ligne quart d'onde

## 1.5.2 Alimentation par sonde coaxiale

L'alimentation avec câble coaxiale ou alimentation par sonde est une technique très utilisée pour alimenter les antennes micro rubans (Figure 1.7). Dans ce cas, le conducteur intérieur du connecteur coaxial traverse le diélectrique et est soudé au patch, alors que le conducteur externe est relié au plan de masse.

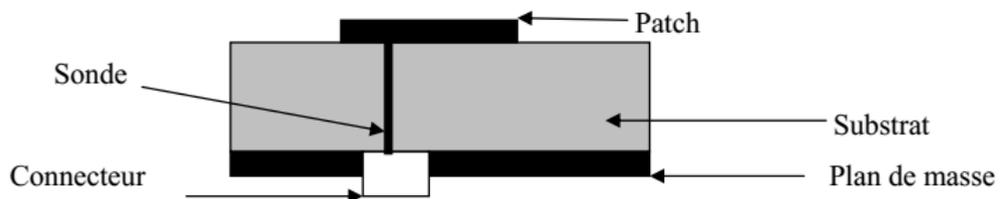


Figure1.7 : Alimentation par sonde coaxiale.[11]

L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être appliquée à n'importe quel endroit choisi à l'intérieur du patch, avec une facilité de fabrication. Cependant, cette méthode présente des inconvénients au niveau du diagramme de rayonnement. En effet,

la connexion génère un pic de courant localisé au niveau de l'élément rayonnant qui peut induire une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement. De plus, des pertes apparaissent avec le perçage du plan de masse, du diélectrique ainsi que de l'élément rayonnant [8].

### 1.5.3 Alimentation couplée par ouverture

Dans ce type d'alimentation, l'élément rayonnant et la ligne microbande d'alimentation sont séparés par le plan de masse (figure 1.8). Le couplage entre les deux est assuré par une fente ou une ouverture dans le plan de masse. L'ouverture est centrée sous la plaque conductrice, la quantité de ce couplage étant déterminée par la forme, la taille et l'emplacement de l'ouverture. L'avantage de ce type d'alimentation est de minimiser le rayonnement parasite. Cependant l'inconvénient majeur de cette technique est qu'elle présente des difficultés au niveau de la fabrication [8].

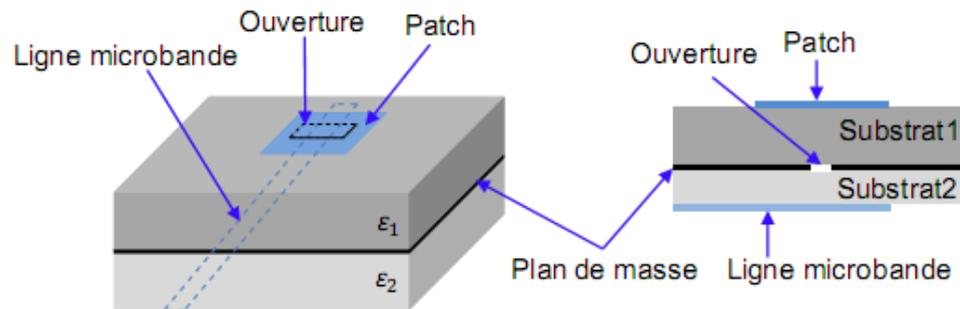


Figure 1.8 : Alimentation couplée par fente.

### 1.5.4 Alimentation par ligne microbande en sandwich

Une antenne microbande peut être aussi alimentée par couplage électromagnétique de la ligne microbande à l'élément rayonnant, dans ce cas l'antenne est formée de deux substrats diélectriques de permittivité  $\epsilon_1$  et  $\epsilon_2$  et de hauteurs respectivement,  $d_1$  et  $d_2$  (figure 1.9). La ligne d'alimentation se trouve entre les deux diélectriques, le patch à la façade supérieure du substrat 1, et le plan de masse à la façade inférieure du substrat 2, le couplage électromagnétique assure l'alimentation du patch.

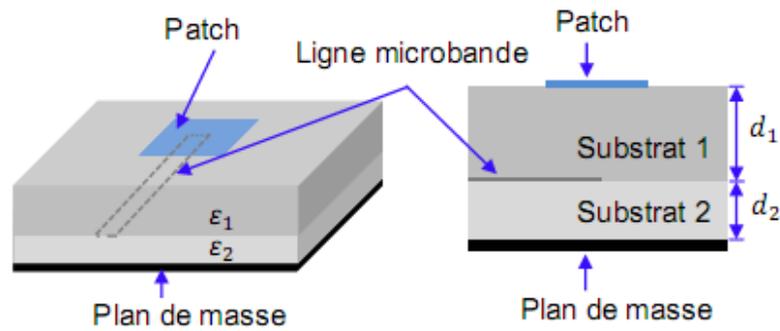


Figure1.9 : Ligne microbande en sandwich.

## 1.6 Les caractéristiques de l'antenne

Pour évaluer la performance de n'importe quelle antenne fonctionnant dans n'importe quelle fréquence, plusieurs caractéristiques sont prises en compte. Parmi ces caractéristiques telles que nous les récapitulons. Il existe des caractéristiques d'adaptation où l'antenne est évaluée comme un circuit électrique et des caractéristiques de rayonnements.

### 1.6.1 Caractéristiques d'adaptation

Ces caractéristiques sont essentielles pour savoir les qualités d'adaptation de l'antenne. Et ils sont donnés comme suit :

#### Le coefficient de réflexion $S_{11}$

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.

#### L'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne [12]. Cette impédance est donnée par la formule :

$$Z_e = Z_0 \frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})} \quad (1.1)$$

## 1.6.2 Caractéristiques de rayonnement

L'antenne est un élément fondamental dans un système radioélectrique, et ses caractéristiques comme le diagramme de rayonnement, le gain et le rendement influencent directement les performances de qualité et de portée du système.

### Directivité et gain

La directivité d'une antenne désigne la façon de concentrer son rayonnement dans certaines directions de l'espace. Afin de définir les propriétés directionnelles du diagramme de rayonnement de l'antenne, on fait appel à la notion de directivité  $D$ . Il s'agit en réalité du rapport entre l'intensité du rayonnement  $U$  dans une direction donnée de l'antenne et celle d'une source isotrope  $U_0$ .

Afin de calculer l'intensité du rayonnement d'une source isotrope, on divise la puissance rayonnée totale  $P_{rad}$  par  $4\pi$ . La formule de la directivité est donc :

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (1.2)$$

Le gain d'une antenne  $G$  dépend de sa directivité, mais également de l'efficacité de rayonnement  $e$  et de ses propriétés directionnelles. Il est donné par la formule suivante :

$$G = eD \quad (1.3)$$

Le gain mesure de façon quantitative la performance d'une antenne. Pour une antenne isotrope, le gain est considéré comme une référence unité ( $0 \text{ dB}$ ). Le gain dans une direction donnée se calcule en faisant le rapport entre l'intensité de rayonnement et celle de l'antenne isotrope.

$$G = \frac{\text{Intensité de Rayonnement}}{\text{Puissance totale en Entrée}} = 4\pi \left( \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \right) \quad (1.4)$$

### Le rendement

Le rendement d'une antenne ou également appelé efficacité est le rapport entre la puissance totale rayonné et la puissance d'alimentation de cette antenne. Il est exprimé

pareillement en fonction du gain et directivité [12].

$$\eta = \frac{P}{P_a} = \frac{Gain}{Directivité} \quad (1.5)$$

Avec :

$P$  : Puissance totale rayonné.

$P_a$  : Puissance d'alimentation de l'antenne.

### Bande passante

La bande passante d'une antenne (figure 1.10) 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 maximal. A l'intérieur de la bande passante, le coefficient de réflexion est faible. Pour optimiser la bande passante, on peut agir directement sur l'antenne afin de modifier son impédance, ou ajouter un élément d'adaptation [13].

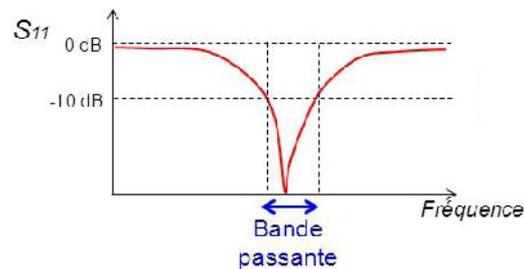


Figure1.10 : Bande passante et coefficient de réflexion.

### Facteur de qualité

D'un point de vue électrique, nous avons vu que l'antenne pouvait être vue comme un circuit résonant RLC. La bande passante  $BW$  est liée au facteur de qualité  $Q$  du circuit RLC à la fréquence de résonance  $f_{rés}$ . Le facteur de qualité représente la quantité de résistance présente lors de la résonance.

$$Q = \frac{f_{rés}}{BW} \quad (1.6)$$

Une antenne avec un fort facteur de qualité rayonne très efficacement à la fréquence de rayonnement sur une bande de fréquence très étroite, ce qui peut limiter les interférences

hors bande. Cependant, si la bande passante est trop étroite, tout signal émis ou reçu près des bornes de la bande de fréquence de fonctionnement sera atténué [14].

### Le diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement présente les changements de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace, il indique les directions dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale [15]. Le diagramme de rayonnement (figure 1.11) peut être représenté soit en distribution 3D qui nous permette une meilleure visualisation du lobe principale et des lobes secondaires, soit en 2D en une représentation polaire ou cartésienne.

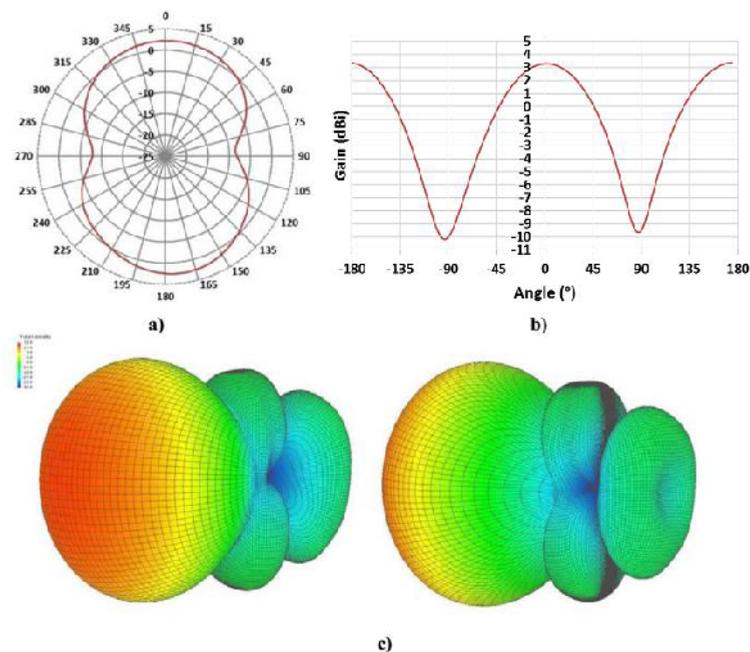


Figure 1.11 : Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne.

Une antenne isotrope (figure 1.12) est une antenne qui rayonne son énergie uniformément dans toutes les directions de l'espace. Même si différents travaux tentent de s'approcher de cette propriété [16] [17], cette antenne reste purement théorique et sert de référence pour établir la directivité ou le gain d'une antenne réelle.

Une antenne omnidirectionnelle (figure 1.13) se caractérise par la faculté à rayonner de

manière égale dans toutes les directions contenues dans un plan. A l'inverse, une antenne **directive** (figure 1.14 ) est une antenne qu concentre l'énergie qu'elle rayonne dans une direction de l'espace.

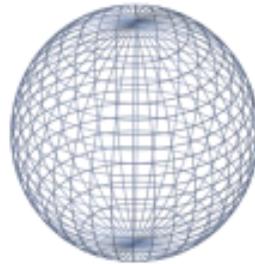


Figure 1.12 : Diagramme de rayonnement d'une antenne isotrope [16]

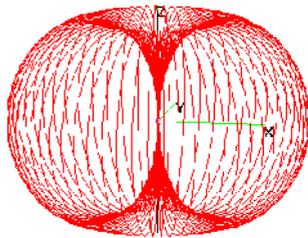


figure 1.13 : Diagramme de rayonnement d'une antenne Omnidirectionnelle [17]

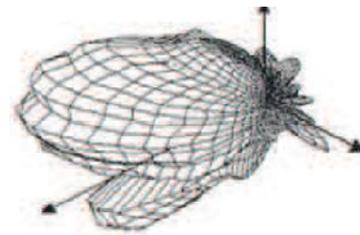


figure 1.14 : Diagramme de rayonnement d'une antenne directive [17].

### Angle d'ouverture à (-3dB)

Si  $G$  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  $-3 \text{ dB}$ ), soit  $G/2$  [18].

## 1.7 Applications des antennes imprimées

Vu l'explosion technologique dans la télécommunication et les recherches scientifiques continues concernant les antennes imprimés, et vu les exigences multiples dans le domaine de communication, l'utilisation des antennes micro-ondes classiques devient incapable de répondre à ces exigences. Pour cette raison, les antennes microbandes remplacent les

antennes classiques dans la plupart des applications. Parmi ces applications on cite :

- \* Les télécommunications par satellites.
- \* La commande et contrôle.
- \* La télémessure par missile.
- \* Les équipements portatifs.
- \* Les éléments d'alimentation dans les antennes complexes.
- \* Les antennes d'émission utilisées en médecine.
- \* Les récepteurs satellite de navigation.

## 1.8 Modélisation de l'antennes patch rectangulaire

Dans le domaine de télécommunication les antennes imprimées sont les plus utilisées avec des diverses structures, et parmi ces derniers nous avons choisi d'étudier et de simuler une antenne patch rectangulaire qui est la plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnements des antennes microstrip .l'alimentation peut se faire par connexion directe avec une ligne microruban dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément. Les paramètres essentiels pour la conception d'une antenne patch rectangulaire sont [19] :

- \* la fréquence de résonance : elle doit être choisie d'une manière appropriée. Dans ce travail, notre antenne est conçue pour couvrir toute la bande Wifi donc la fréquence de résonance prise est  $5\text{ GHz}$ .
- \* la constante diélectrique du substrat  $\epsilon_r$  : le substrat diélectrique sélectionné pour cette conception est le  $FR - 4$  ayant une permittivité relative de 4.4.
- \* la hauteur du substrat  $h$  : Le FR-4 présente une hauteur de  $h = 1.6$ .

Pour la conception de l'antenne patch rectangulaire, il suffit de suivre des étapes de calculs en se basant sur les paramètres et les équations appropriés a notre démarche. Ainsi, le but de ces calculs est de trouver les dimensions  $L$  et  $W$  de la longueur et la largeur du patch respectivement.

**Première étape** : le calcul de la largeur  $W$  de l'antenne patch est donné par l'équation suivante (1.7)

$$W = \frac{C}{2f_r \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}}} \quad (1.7)$$

Où :  $c$  est la célérité de la lumière =  $3.10^8 m/s$

**Deuxième étape** : le calcul de la constante diélectrique effective qui est donnée par l'équation (1.8)

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (1.8)$$

**Troisième étape** : le calcul de la longueur effective  $L_{eff}$  qui est donnée par l'équation (1.9)

$$L_{eff} = \frac{C}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (1.9)$$

**Quatrième étape** : le calcul de l'extension de la longueur  $\Delta L$  qui est donnée par l'équation (1.10)

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.262\right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.813\right)} \quad (1.10)$$

## 1.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté brièvement les antennes microbandes. Nous avons parlé de leur description, les techniques d'alimentation, le principe de fonctionnement, le phénomène d'ondes de surface. Après avoir évoqué les différentes méthodes d'analyse, nous avons discuté des avantages et des inconvénients. Finalement l'étude de ces paramètres est importante et permet de concevoir une antenne en fonction de ses applications. Nous nous intéresserons dans le prochain chapitre à la présentation des différentes alternatives de modélisation des Métamatériaux.

## Chapitre II

### Les métamatériaux : généralités et état de l'art

# Chapitre 2

## Les métamatériaux : généralités et état de l'art

### 2.1 Introduction

La science et la technologie ont une soif insatiable des matériaux meilleurs et plus performants et qui peuvent promettre des perspectives sans limites. Dans le domaine de l'optique, un dernier venu fait beaucoup parler de lui : le 'métamatériau'. Les métamatériaux sont des matériaux artificiels qui présentent des propriétés électromagnétiques singulières que nous ne retrouvons pas dans la nature ou dans leurs constituants pris séparément. La caractéristique la plus intéressante est la possibilité de contrôler ou de modifier la permittivité et la perméabilité du matériau pour obtenir un comportement adapté à une application spécifique.

Les métamatériaux sont utilisés pour améliorer les performances des antennes, des filtres et des coupleurs. Leur principal avantage est la miniaturisation des dispositifs grâce à un indice de réfraction assez facilement ajustable qui peut même être négatif à certaines fréquences [20].

Ce chapitre est consacré à une présentation générale des métamatériaux, et plus précisément les matériaux main gauche (*MMG*). Nous reppelons dans un premier temps les

propriétés fondamentales de la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu main gauche, puis nous exposons les différentes approches qui existent dans la littérature pour la réalisation de ce type de matériau. Nous citerons enfin les différentes applications envisagées dans plusieurs domaines.

## 2.2 Théorie des métamatériaux

L'histoire de métamatériaux commença en 1967 quand le physicien V. Veselago se demanda, d'un point de vue conceptuel, quelles propriétés auraient un matériau dont la permittivité et la perméabilité seraient négatives dans la même gamme de fréquence. Après l'étude théorique, certaines propriétés ont été prévues par V. Veselago dans son article, tel que l'inversion de nombreuses propriétés classiques comme loi de Snell-Descartes, et l'effet doppler [21].

Malheureusement cette étude est confrontée à une réalité physique c'est-à-dire un tel matériau n'existe pas dans la nature, ce qui rendra la démonstration expérimentale de ses propriétés prédictibles impossible. A cause de ça l'article de V. Veselago a reçu peu d'attention lors de sa publication, et le sujet resta lettre morte pour de longues années. Pour que le sujet se lance réellement il fallut attendre la fin des années 1990, avec J. Pendry et ses collaborateurs qui réalisent deux structures : un réseau de fils métallique (Metal thin-wire) [22] et celui du résonateur en anneau fendu (SRR : split-ring resonators) [23]. Ces deux types de structures permettent d'obtenir respectivement une permittivité et perméabilité simultanément négatives sous certaines conditions.

En 2000 Smith et ses collaborateurs ont combiné les deux structures de Pendry dans une structure composite pour réaliser le premier prototype de matériau à perméabilité et permittivité négative simultanément (figure 2.1) [24]. La vérification expérimentale de l'indice de réfraction négatif a été faite par D. Smith, Shelby et Schultz à l'université de Californie en 2001 [25].

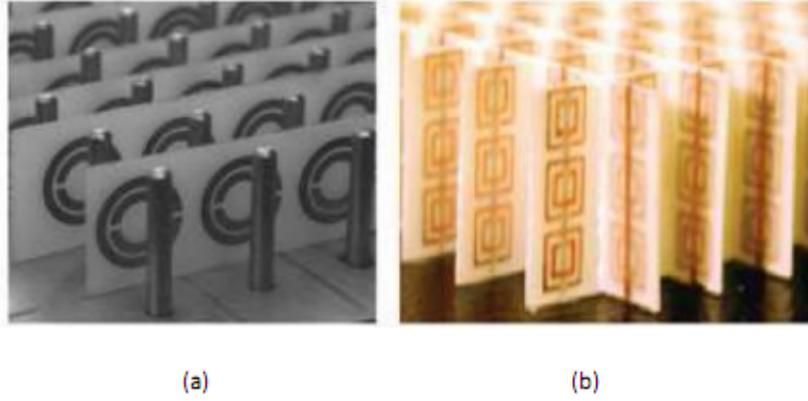


Figure 2.1 : Premier Prototype Métamatériau proposé par l'équipe de D ;R ;Smith.  
 (b) prototype amélioré.

## 2.3 Définition des métamatériaux et des MMG

Du point de vue sémantique, le préfixe "méta" signifie "au-delà de" en grec, le terme métamatériau désigne donc une classe de matériau dont les propriétés vont d'une certaine manière au-delà de celles des matériaux classiques. Plus précisément, on entend par cela des milieux dont la structure interne interagit avec une onde incidente (acoustique ou électromagnétique) de sorte à créer des propriétés macroscopiques dites "effectives" inhabituelles, voire inobservées dans les matériaux naturels.

Afin d'introduire les métamatériaux, il est nécessaire de faire une nouvelle classification des matériaux, basée sur les différentes valeurs des deux paramètres  $\varepsilon$ , et  $\mu$ . Ainsi, on peut classer les milieux isotropes en fonction du signe de ces paramètres, qui donnent l'indice de réfraction  $n$  défini par :(figure2.2).

$$n^2 = \varepsilon_r \mu_r \quad (2.1)$$

Nous pouvons voir, grâce a cette équation que l'indice d'un matériau peut prendre différents signes suivant le signe de  $\varepsilon$  et  $\mu$ . Ainsi, les différentes possibilités du couple  $(\varepsilon, \mu)$  sont  $(+, +)$ ,  $(+, -)$ ,  $(-, +)$  et  $(-, -)$ , et sont illustrées sur la figure 2.2.

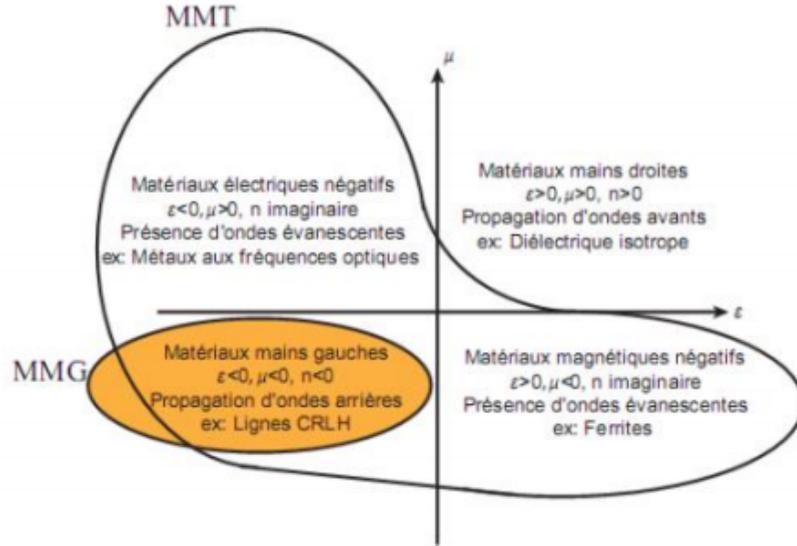


Figure 2.2 : Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité et perméabilité [21]

Pour des fréquences supérieures à quelques dizaines de gigahertz, les matériaux naturels ont une perméabilité  $\mu$  très proche de 1, se rangeant autour de la ligne  $\mu = 1$ . On appelle diélectriques ceux de ces matériaux qui possèdent une permittivité  $\varepsilon$  positive et métaux ceux qui ont une permittivité négative (en-dessous d'une certaine fréquence plasma). En examinant cette figure, il apparaît clairement que les matériaux naturels ne représentent qu'une petite partie des valeurs possibles de  $\varepsilon$  et  $\mu$ . Les métamatériaux ont ainsi pour ambition, du moins dans le principe, d'explorer les propriétés des matériaux occupant le reste du plan  $(\mu, \varepsilon)$ .

La figure 2.2 montre les quatre types de matériaux dont :  $(+, -)$  correspond aux matériaux ferromagnétique sur certaines bandes de fréquences.  $(-, +)$  correspond aux plasmas ainsi qu'aux métaux à des fréquences optiques; La dernière configurations,  $(-, -)$ , appartient à la classe des MMT dits main gauche (MMG).

Afin d'étudier la propagation d'une onde électromagnétique dans un MMG, on doit prendre en compte les interactions entre le champ électromagnétique et le milieu. L'approche classique que nous considérons s'appuie sur les équations de Maxwell en présence

du milieu matériel caractérisé par  $\varepsilon < 0$  et  $\mu < 0$ . On adjoint alors aux équations des champs les relations constitutives du milieu qui rendent compte des différents mécanismes d'interactions. Les équations de Maxwell régissant la propagation d'une onde plane monochromatique dans un milieu linéaire, homogène, isotrope, non dispersif, libre de sources, s'écrivent comme suit :

$$\vec{k} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad \vec{k} \wedge \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}. \quad (2.2)$$

Aux EM s'ajoutent les relations constitutives qui caractérisent les propriétés électromagnétiques du milieu par l'intermédiaire de la permittivité diélectrique  $\varepsilon$  et la perméabilité magnétique  $\mu$  :

$$\vec{D} = \varepsilon_o \vec{E} + \vec{P} = \varepsilon_o \varepsilon_r \vec{E} = \varepsilon \vec{E}, \quad (2.3)$$

$$\vec{B} = \mu_o \vec{H} + \vec{M} = \mu_o \mu_r \vec{H} = \mu \vec{H}, \quad (2.4)$$

où  $\vec{P}$  est le vecteur de polarisation.  $\vec{M}$  le vecteur d'aimantation.  $\varepsilon_o$  et  $\mu_o$  sont la permittivité et la perméabilité du vide.

Lorsque nous cherchons des solutions à l'équation de propagation sous forme des ondes planes progressives monochromatiques, tous les champs sont proportionnels à  $\exp j(\vec{k} \cdot \vec{r} - \omega t)$ , les équations de Maxwell deviennent :

$$\vec{k} \wedge \vec{E} = +\omega \mu \vec{H}, \quad (2.5)$$

$$\vec{k} \wedge \vec{H} = -\omega \varepsilon \vec{E}. \quad (2.6)$$

Le concept du milieu main gauche peut être défini à partir de ces deux expressions. Dans le cas où  $\varepsilon$  et  $\mu$  sont tous les deux positifs ; les vecteurs  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$  forment un trièdre direct, alors que pour des valeurs de  $\varepsilon$  et  $\mu$  simultanément négatives, le triplet de vecteur d'onde est indirect, comme illustré sur la figure 2.3. Cette propriété donne aux matériaux à indice de réfraction négatif la terminologie milieu main gauche (MMG). D'autre part, le flux d'énergie transporté par l'onde est défini par le vecteur de poynting

donné par  $\vec{S} = \vec{E} \wedge \vec{H}$ , qui forme toujours un trièdre direct avec les vecteurs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$ . Il n'est pas affecté par le changement de signe de la permittivité et de la perméabilité. Par conséquent, dans un milieu main droite, le vecteur d'onde  $\vec{k}$  et le vecteur de pointing  $\vec{p}$  ont la même direction, l'onde se propage d'une manière progressive

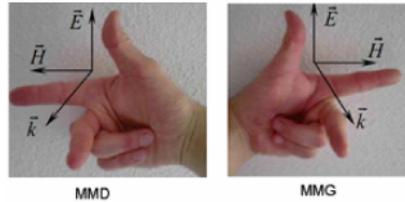


Figure 2.3 : Trièdre direct et indirect des vecteurs  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$ .

En revanche, dans un milieu main gauche, le vecteur  $\vec{p}$  se retrouve opposé à la direction du vecteur d'onde  $\vec{k}$ , et l'onde se propage dans le sens inverse de la direction de propagation ; c'est une onde retrograde.

## 2.4 Classification des Métamatériaux

### 2.4.1 Les Matériaux doublement positifs (DPS)

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

### 2.4.2 Les matériaux à perméabilité négative

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

La possibilité de créer des milieux non-magnétiques avec une réponse magnétique est alors très intéressante. Cette possibilité est devenue une réalité grâce aux travaux de pen-

dry qui portent sur le magnétisme créé par une inclusion métallique appelée split ring resonator (SRR) où résonateur en anneau fendu (RAF) (figure 2.4) [?]. Ce résonateur est composé de deux anneaux fendus concentriques imbriqués l'un dans l'autre, et disposés d'une façon opposée, dont, les dimensions caractéristiques sont petites devant la longueur d'onde incidente, typiquement de l'ordre de  $\lambda/10$ . Vue ses petites dimensions devant la longueur d'onde, l'onde électromagnétique est incapable de détecter la configuration interne du milieu, par contre elle donne les paramètres effectifs de l'ensemble du milieu.

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

Lorsque, ce résonateur est soumis à un champ magnétique dirigé suivant l'axe des anneaux, un courant est induit dans le conducteur qui, à son tour, conduit à une accumulation de charge à travers les fentes, et par conséquent un moment dipolaire magnétique effectif est induit, caractérisé par une dispersion en fréquence équivalente à celle d'un circuit résonant  $LC$ . L'ouverture est pratiquée sur les anneaux pour éviter d'avoir des courants circulant entièrement autour de l'anneau, de manière à créer un effet capacitif. Il en résulte que la réponse collective d'un ensemble d'anneaux peut être caractérisée par une perméabilité effective de forme lorentzienne, dont la partie réelle est négative entre les fréquences résonances, et antirésonance du réseau. Elle est donnée par la relation suivante[23] :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2 - j\gamma\omega}, \quad (2.7)$$

où  $F = \frac{\pi r^2}{a^2}$  est une constante,  $\gamma = \frac{2a\sigma}{r\mu_0}$  est le coefficient d'amortissement,  $\omega_0 = \frac{3ac_0^2}{\pi \ln \frac{2\omega}{d} r^3}$  est la fréquence de résonance du milieu. Ainsi, comme dans le cas de la réponse plasmonique d'un réseau de fils métalliques, la perméabilité effective du réseau de RAF est obtenue en fonction de la géométrie et l'environnement des inclusions métalliques, plutôt

que par leurs propriétés microscopiques, lesquelles n'affectent que la composante dissipative de la réponse.

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

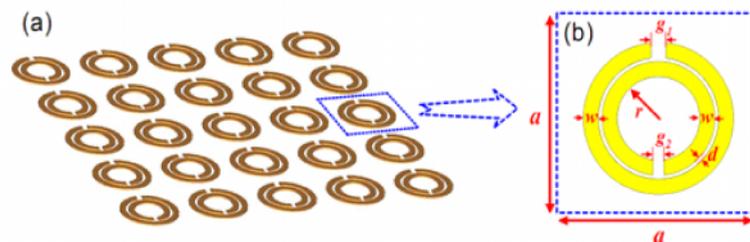


Figure 2.4 : (a) Réseau de RAF introduit par Pendry, (b) : Cellule unitaire du RAF

### 2.4.3 Les matériaux à permittivité négative

La conception de milieux à permittivité effective négative a été inspirée par la physique des plasmas. Dans le domaine optique, les plasmas ainsi que les métaux (or, argent) sont les milieux qui présentent une permittivité négative au dessous de la fréquence plasma. Ainsi, pour approcher les caractéristiques électriques des plasmas aux fréquences microondes, Pendry s'attache à abaisser la fréquence de résonance du plasma afin d'obtenir une permittivité négative artificielle. Dans ce cas, la fréquence de plasma se situe dans le domaine des  $GHz$ . Une telle structure peut donc être caractérisée par une permittivité effective qui dépend de la fréquence. Elle est négative pour les fréquences inférieures à la fréquence de plasma. Dans ce cas, ce phénomène de permittivité artificielle n'est pas issu d'une résonance de l'inclusion, mais des propriétés conductrices des métaux et d'une géométrie particulière éclairée par une onde incidente. Ils sont nommés

composites à inclusions non résonantes.

Le modèle proposé par Pendry s'appuie sur une structure de réseau de tiges métallique [22] permettant de relier les grandeurs quantiques d'un plasma aux grandeurs géométriques du réseau de tiges. Son approche reposait alors sur une comparaison entre la deux structure, puis sur la définition d'une masse effective des électrons conducteurs présents dans les tiges métalliques.

La fréquence plasma est définit par le modèle de Drud pour les électrons libres, appliqués aux métaux. Ainsi, l'équation du mouvement de ces électrons libres est donnée par :

$$\frac{d^2 \vec{r}}{dt^2} + \gamma \frac{d\vec{r}}{dt} = -\frac{e}{m} \vec{E}. \quad (2.8)$$

Avec  $\gamma = \frac{1}{\tau}$  est le paramètre de dissipation et  $\tau$  est la durée caractéristique de l'amortissement du mouvement électronique sur sa trajectoire.

En régime sinusoïdal, le déplacement de l'électron  $\vec{r}$ , comme le champ électrique  $\vec{E}$  varie en  $e^{-j\omega t}$ , l'équation du mouvement, devient :

$$-\omega^2 \vec{r} + j\gamma\omega \vec{r} = -\frac{e}{m} \vec{E}. \quad (2.9)$$

La solution de cette équation présente le déplacement des électrons. Au déplacement est associé le moment dipolaire, et par conséquent une polarisation du milieu. La relation linéaire entre la polarisation et le champ électrique , à une pulsation  $\omega$  permet de définir une susceptibilité électrique complexe du milieu. De cette dernière expression, nous déduisons la permittivité. Elle définit comme suit :

$$\varepsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega - j\gamma)}. \quad (2.10)$$

Cette permittivité complexe traduit le fait qu'il ya une propagation avec absorption par le milieu, cette absorption est liée à la présence du terme  $j\gamma\omega$  dans l'expression précédente, c'est à dire à la présence d'un terme dissipatif dans l'équation du mouvement.

$\omega_p$  est la pulsation plasma, par analogie avec la pulsation collective naturelle d'une as-

semblé de particule chargées. Elle est défini par :

$$\omega_p^2 = \frac{Ne^2}{m_{eff}\epsilon_0}, \quad (2.11)$$

où  $e$  est la charge de l'électron,  $m$  sa masse effective, et  $N$  la concentration volumique. C'est la pulsation plasma, par analogie avec la pulsation collective naturelle d'une assemblée de particule chargées.  $e$  est la charge de l'électron,  $m$  sa masse effective, et  $N$  la concentration volumique de charge.

La répulsion électrostatique entre particules identiques à pour conséquence que chacune d'entre elle occupe sa position d'équilibre, la configuration d'ensemble minimisant l'énergie totale du système. Si une particule donnée subit, pour une raison quelconque, un petit déplacement, elle entraînera dans son mouvement les particules avoisinantes. Par conséquent, c'est tout le milieu qui sera saisi d'un mouvement collectif, ou  $\omega_p$  est la fréquence de ce mouvement. Cette fréquence ne dépend pas du signe de la charge et une fonction croissante de la densité.

Vu que la charge spécifique de l'électron est très grande ( $\frac{e}{m} = -1.76 \times 10^{11} CKg^{-1}$ ), la fréquence plasma des métaux se situe généralement dans le spectre visible et ultra-violet proche, de l'ordre de quelques  $PHz$  ( $10^{15} Hz$ ). A plus basses fréquences (de l'ordre du  $GHz$ ), la dissipation est plus importante et elle rend impossible l'observation de ce phénomène. La motivation de J. B. Pendry est l'utilisation d'un réseau de tiges métalliques vu comme un plasma homogène plutôt que d'utiliser un métal (figure 2.5).

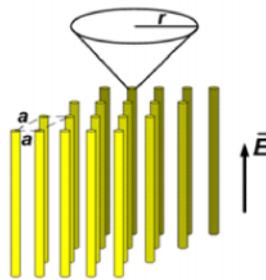


Figure 2.5 : Structure périodique de fils minces proposé par J. Pendry [22]

Ainsi, la densité effective d'électrons correspond à la densité d'électrons dans une cellule

unitaire divisée par le volume de la cellule unitaire. Cela permet de réduire la concentration moyenne en charges électriques dans le milieu qui est défini comme l'aire occupée par la structure de fils  $n_{eff} = n \frac{\pi r^2}{a^2}$ , où  $n$  est la concentration d'electrons dans le métal. Par ailleurs, en orientant le champ électrique incident selon l'axe des tiges, un courant est créé dans le fil, qui engendre des champs magnétiques circulaires autour de la tige. Cet effet magnétique donne aux électrons libres une masse effective plus importante, conduisant ainsi en une baisse de la fréquence plasma à des fréquences micro-ondes. J. Pendry a démontré dans qu'elle pouvait s'écrire de la manière suivante [22] :

$$\omega_p^2 = \frac{2\pi c_0^2}{a^2 \ln\left(\frac{a}{r}\right)}, \quad (2.12)$$

où  $a$  est la période du réseau,  $r$  le rayon des fils métalliques et  $c_0$  la vitesse de la lumière dans le vide. On remarque que la fréquence plasma ne dépend que des grandeurs macroscopiques du réseau. En modifiant les paramètres géométriques, on peut contrôler la fréquence plasma, et par conséquent, la valeur de la permittivité diélectrique du milieu.

#### 2.4.4 Métamatériaux doublement négatives

Pour obtenir un milieu présentant à la fois une permittivité, et une perméabilité négative, une structure composite alternant les RAF et les fils conducteurs à été proposé ( figure 2.6 ) [24].

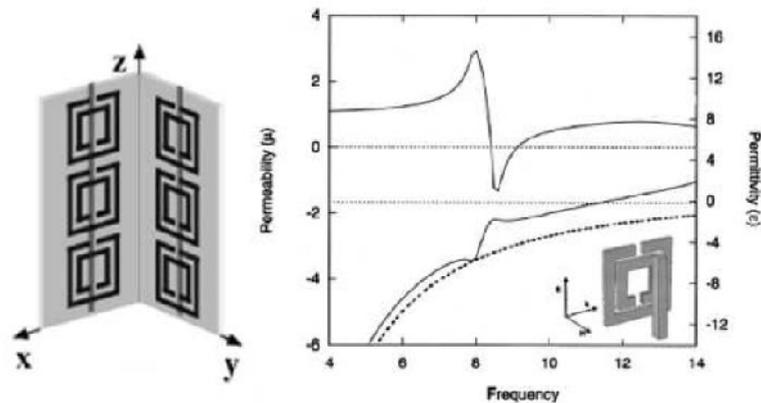


Figure 2.6 : Milieu doublement négatif introduit par Smith.

Ce milieu présentait alors un indice de réfraction négatif au voisinage de la fréquence de résonance des RAF. La démonstration expérimentale d'un tel matériau a été réalisée pour la première fois par Smith. Des mesures en transmission ont été effectués sur le réseaux de fils métalliques, le RAF, puis sur la structure périodique formée par l'association des deux réseaux. Leurs mesures ont montré l'existence d'une bande de fréquence où la permittivité effective, et la perméabilité, sont tous deux négatifs [24].

## 2.5 Les Métamatériaux pour les antennes

Les antennes constituent un maillon très important du segment radiofréquence. Les performances d'un réseau de télécommunication sans fils sont souvent liées aux performances et caractéristiques des systèmes antennaires. Depuis l'apparition pratique des Métamatériaux en 2001, les chercheurs ont proposé des structures d'antennes couplées avec des motifs Métamatériaux et ceci dans le but d'améliorer ou de rendre configurable les performances d'une antenne de base comme par exemple : la taille, la fréquence de résonance, la bande passante, le gain, la polarisation et les diagrammes de rayonnement. Avec le développement des Métamatériaux et notamment les cellules magnétiques, une équipe de l'université de Rome a développé une structure d'antenne patch circulaire imprimée sur un substrat en anneau composé d'une combinaison de diélectrique classique et Métamatériaux (figure 2.7) [26], les auteurs ont montré la possibilité de réduire la taille du patch en utilisant un substrat en anneau où le noyau est composé d'un Métamatériaux et les autres anneaux composé d'un diélectrique ordinaire.

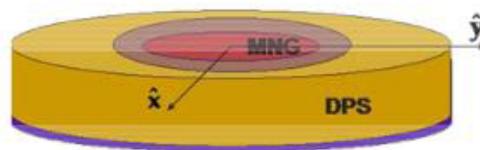


Figure 2.7 : Antenne patch circulaire imprimée sur un substrat composé [26].

La même équipe a proposé une autre structure d'antenne basée sur un noyau Métamatériau de type MNG [27] [28]. Les auteurs ont utilisé des particules MNG correctement orientée sous forme d'inclusions dans le substrat diélectrique de l'antenne patch pour obtenir un Noyau MNG. Ils ont ainsi proposé un prototype avec des particules MNG de type SRRs alignées verticalement à l'intérieur du substrat diélectrique, comme le montre la figure 2.8. Les résultats de simulation confirment la réduction de la taille de l'antenne patch proposée par rapport à une antenne patch imprimée sur un substrat diélectrique.

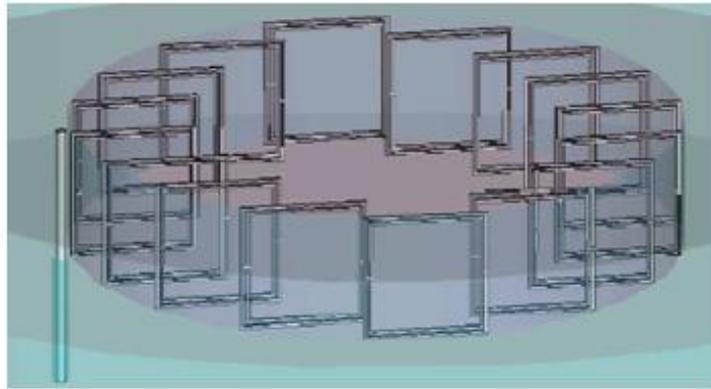


Figure 2.8. Antenne patch circulaire imprimée sur un substrat à base d'inclusions SRRs [28]

## 2.6 Extraction de paramètres effectifs

La procédure classique pour effectuer l'extraction des paramètres effectifs est connue sous le nom de méthode de Nicolson-Ross-Weir (*NRW*) qui est largement utilisée dans la caractérisation des matériaux [29] [30]. Cette méthode est basée sur l'inversion des formules de Fresnel des coefficients de réflexion et transmission d'un matériau d'épaisseur  $d$  (figure 2.9). Elle a été appliquée initialement pour les métamatériaux isotropes en incidence normale [31] [32], elle s'est élargie ensuite pour les métamatériaux bianisotropiques, et en incidence oblique [32].

Dans un premier temps, l'impédance d'onde et l'indice de réfraction sont calculés, la permittivité et la perméabilité effectives sont ensuite déduites.

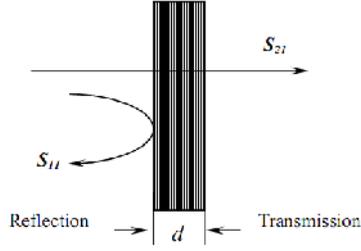


Figure 2.9 : Coefficients de réflexion et de transmission à travers un matériau homogène.

### Théorie de la méthode

La méthode d'inversion est basée sur l'idée de modéliser le métamatériau illuminé par une onde plane incidente par un matériau homogène isotrope d'épaisseur  $d$ . Elle consiste à calculer la permittivité effective et la perméabilité effective à partir des coefficients de réflexion et de transmission. Ces deux coefficients sont obtenus à partir des simulations numériques. Cette méthode d'inversion peut aussi être appliquée pour la caractérisation expérimentale de métamatériaux quand les différents coefficients de la matrice  $S$  sont connus.

Les coefficients de transmission et de réflexion des ondes électromagnétique à travers un matériau homogène d'épaisseur  $d$  sont donnés en termes d'indice de réfraction  $n$  et d'impédance  $z$  du matériau par les relations suivantes [33] :

$$t'^{-1} = \left[ \cos(nkd) - \frac{i}{2} \left( z + \frac{1}{z} \right) \sin(nkd) \right], \quad (2.13)$$

$$\frac{r}{t'} = -\frac{1}{2}i \left( z - \frac{1}{z} \right) \sin(nkd). \quad (2.14)$$

avec  $t' = t \exp(jkd)$  est le coefficient de transmission normalisé.  $d$  est l'épaisseur du matériau,  $k$  représente le vecteur d'onde dans le vide de l'onde plane incidente.

À une fréquence donnée, n'importe quel matériau présente généralement un indice de réfraction  $n$ , que le matériau soit continu ou non. Tandis qu'il n'est généralement pas possible d'attribuer une impédance  $z$  à un matériau non-continu, sauf dans le cas où la longueur d'onde dans le matériau est largement supérieure aux différentes dimensions

des éléments constituant le milieu. Dans notre cas, cette condition de grande longueur d'onde est respectée car nous travaillons avec des dimensions géométriques très faibles devant la longueur d'onde.

Les équations (1.48) et (1.49) sont inversés, et les relations de  $z$  et  $n$  sont donnés par :

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1+r)^2 - t'^2}{(1-r)^2 - t'^2}}, \quad (2.15)$$

$$\cos(nkd) = \left[ \frac{1}{2t'} 1 - (r^2 - t'^2) \right]. \quad (2.16)$$

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

Vue que l'indice de réfraction  $n$  est complexe, ses parties réelle et imaginaire sont donnés par :

$$\text{Im}(n) = \pm \text{Im} \frac{1}{kd} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{1}{2t'} [1 - (r^2 - t'^2)] \right) \right], \quad (2.17)$$

$$\text{Re}(n) = \pm \text{Re} \frac{1}{kd} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{1}{2t'} [1 - (r^2 - t'^2)] \right) \right] + \frac{2\pi m}{kd}, \quad (2.18)$$

où  $m$  un entier.

Grâce à l'argument physique qui, avec la convention  $\exp(-j\omega t)$  se résume à  $\text{Im}(n) > 0$ , pour que l'amplitude de l'onde décroît à l'intérieur de la structure, on peut lever l'ambiguïté sur le signe de l'équation (1.52). En revanche, Le choix de l'entier  $m$  est plus subtil et peut mener à des ambiguïtés dues au choix de la branche à retenir de la fonction  $\arccos$  prise dans le plan complexe. Ces ambiguïtés peuvent conduire à l'attribution d'un indice négatif quel que soit le matériau. Quand l'épaisseur du matériau  $d$  est grande, ces branches peuvent se trouver arbitrairement l'une près de l'autre, ce qui rend le choix de la branche correcte difficile dans le cas des matériaux dispersifs. Pour cette raison des meilleurs résultats sont obtenus pour un matériau qui possède une petite épaisseur comme généralement connu pour l'analyse des matériaux continus [33]. La permittivité

$\varepsilon$  et la perméabilité  $\mu$  peuvent être exprimées à partir des relations suivantes :

$$\varepsilon = n/z, \quad \mu = nz. \quad (2.19)$$

Ces deux relations permettent de donner une interprétation directe du matériau. Les paramètres  $n$  et  $z$ , et donc,  $\varepsilon$  et  $\mu$  sont des fonctions complexes dispersives qui dépendent de la fréquence et doivent satisfaire certaines conditions basées sur la causalité.

## 2.7 Conclusion

Nous avons évoqué dans ce chapitre l'histoire de création de métamatériaux et des matériaux main gauche. Les propriétés principales de ces milieux sont alors introduites, leurs réalisations à base des milieux composites sont discutées, et leur application importantes dans le domaine antennaire est présentée. La procédure d'omogénéisation décrite à la fin du chapitre permet le calcul des paramètres effectifs des éléments qui constituent le MMG. Dans ce contexte, la réponse d'un tel milieu au champ électromagnétique appliqué peut être remplacée conceptuellement par celle d'un milieu homogène équivalent, décrit par une permittivité et une perméabilité effectives. Dans le chapitre suivant nous allons-nous intéresser à l'application des cellules métamatériaux pour la miniaturisation d'une antenne patch rectangulaire. La conception de ces structures est achevée en utilisant les simulateurs électromagnétiques *CST MWS*.

## **Chapitre III**

### **Conception d'antennes à base de CSRR**

# Chapitre 3

## Conception d'antennes à base de CSRR

### 3.1 Introduction

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

Dans ce chapitre, nous commençons d'abord par présenter la miniaturisation, ses avantages, ses inconvénients et ses limites théoriques, suivis par une définition d'antenne miniature. Ensuite nous citons les diverses techniques de la miniaturisation soit celle proposée dans la littérature ou celles appliquées aux antennes imprimées. On s'intéressera ensuite à la conception d'une antenne microbande rectangulaire permettant d'émettre ou de recevoir dans la bande de fréquence 5 GHz (bande WiFi).. Nous présentons alors le logiciel de simulation utilisé dans ce travail. Nous passons après à l'application des métamatériaux dans l'environnement des antennes patch. Pour ce faire, deux conceptions

d'antennes patch rectangulaires sans et avec métamatériaux ont été effectués. Les diagrammes des gains et les coefficients de réflexions pour chaque type seront illustrés et commentés.

## 3.2 Inventaire des techniques de miniaturisation

### 3.2.1 Définition de la miniaturisation

La définition de la miniaturisation des antennes consiste à réduire les dimensions globales de l'antenne tout en conservant ses caractéristiques clés telles que l'impédance et les diagrammes de rayonnement..

La miniaturisation d'antenne résulte d'une action de réduction de l'encombrement de l'antenne afin de satisfaire des critères surfaciques ou volumiques de plus en plus critiques. D'après les travaux menés par Wheeler [34], une antenne est dite miniature si sa plus grande dimension est inférieure à  $\frac{\lambda_0}{\pi}$ , soit :

$$2a \leq \frac{\lambda_0}{\pi} \quad (3.1)$$

où  $2a$  est la plus grande dimension et  $\lambda_0$  étant la longueur d'onde dans le vide. Cette relation est souvent exprimée sous cette forme :

$$ka < 1 \quad (3.2)$$

Avec  $a$  le rayon de la sphère minimale qui englobe l'antenne, communément appelée sphère de CHU [35] ( figure 3.1 ). $k$  est le nombre d'onde dans le milieu de propagation, avec  $k = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ .

Dans la littérature plusieurs auteurs [36] [37] montrent des avancées significatives dans la miniaturisation des structures rayonnantes, notamment pour ce qui concerne la téléphonie cellulaire. Deux aspects ont principalement été analysés : d'une part les limites théoriques à la miniaturisation d'aérien et d'autre part l'examen des techniques de miniaturisation.

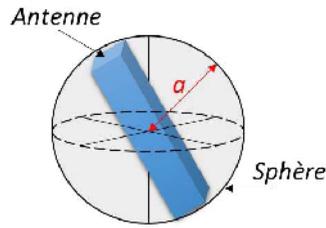


Figure 3.1 : Définition de la sphère équivalente d'une antenne [35].

### 3.2.2 Facteur de miniaturisation

Pour les antennes à bande étroite, cela signifie l'obtention d'une résonance à des dimensions physiques très inférieures à la demi-longueur d'onde de l'espace libre ( $\lambda_0$ ) à la résonance. Ce facteur est déterminé par :

$$F_m = \frac{f_{originale}}{f_{miniaturisée}} \quad (3.3)$$

### 3.2.3 Techniques de miniaturisation pour les antennes imprimées

Dans cette section, nous allons présenter les méthodes de miniaturisation trouvées dans la littérature et discuter l'effet de chaque méthode sur les caractéristiques de l'antenne.

#### Modification de la géométrie

Cette technique de miniaturisation est la plus répandue actuellement et concerne un panel de formes antennaires. Nous énumérons dans ce paragraphe, différentes structures d'antennes miniatures reposant sur la modification de la géométrie.

**ajout des fentes** L'une des techniques mises en œuvre pour allonger le chemin électrique des courants est l'introduction de fentes dans la structure rayonnante. Le principe utilisé est non seulement de forcer les courants à contourner les fentes inscrites et donc allonger leur trajet, mais aussi d'induire des effets capacitifs et inductifs modifiant l'im-

pédance d'entrée de l'antenne [38].

La Figure 3.2 correspond à la structure étudiée par Nguyen et al [39]. En changeant les caractéristiques de la fente, la fréquence de résonance est modifiée. En effet, plus la fente est longue et plus la fréquence de résonance diminue. On retrouve les mêmes résultats concernant la largeur de la fente. Il existe aussi des fentes repliées en U, en H, en papillon mais aussi de forme curviligne [40] [41].

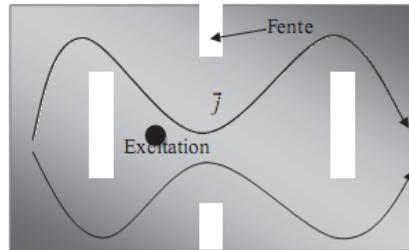


Figure 3.2 : Allongement du trajet des courants par ajout defentes [40].

**ajout de courts-circuits** Une des méthodes les plus utilisées dans le domaine des antennes imprimées consiste à introduire un ou plusieurs courts-circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse. En observant la distribution du champ électrique du premier mode résonant ou mode fondamental  $TM_{110}$ , dans la cavité virtuellement délimitée par des murs électriques et magnétiques (Figure 3.3).

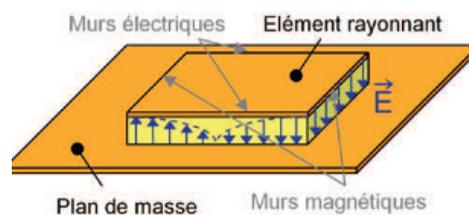


Figure 3.3 : cartographie du champ dans la cavité d'une antenne microruban.

on constate que le champ électrique s'annule au milieu de la longueur résonante. Cela signifie qu'en positionnant un mur électrique parfait dans ce plan vertical, la distribution des lignes équipotentielles n'est nullement affectée. Ainsi, les dimensions de la structure peuvent être réduites de moitié tout en conservant la même fréquence de résonance.

En pratique, il est possible de court-circuiter l'antenne en son centre avec un mur métallique vertical qui le relie au plan de masse [42]. Il en résulte une antenne ayant une longueur physique de  $\lambda_g/4$  dite antenne quart d'onde (réduction de dimension de 50 %). Elle porte le nom de Planar Inverted-F Antenna ou PIFA (Figure 3.4). Cette antenne a déjà fait l'objet de nombreuses études [43] [44].

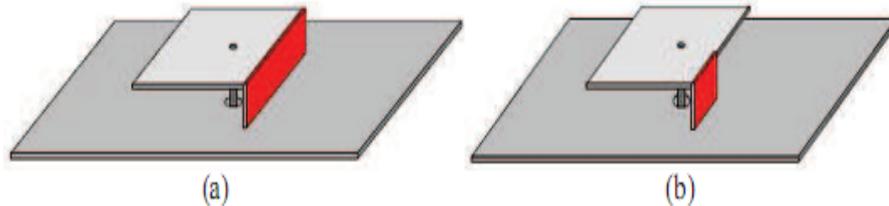


Figure 3.4 : PIFA avec court circuit : (a) : plan,(b) : languette.

**repliement** Par cette technique, on modifie la forme de l'élément rayonnant ou bien on le replie sur lui-même [45] (figure 3.5 (a)). Cette opération conduit naturellement à un élément qui occupe physiquement moins d'espace qu'une structure non repliée.

La Figure 3.5 (b) montre un exemple de repliement vertical. Il arrive que certaines réalisations conduisent à la concentration des courants électriques dans des zones où l'élément rayonnant comporte des métallisations de faible largeur. La principale contrepartie de ce type d'opération réside dans l'augmentation des pertes ohmiques qui engendre alors une diminution de l'efficacité et du gain.

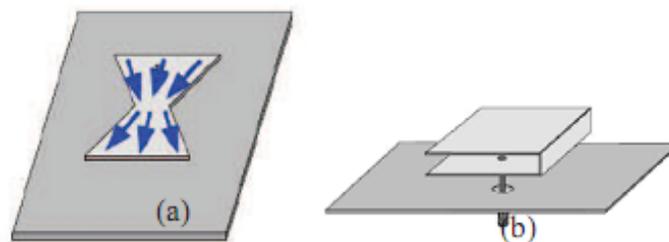


Figure 3.5 : Antenne repliée : (a) bow-tie, (b) repliement vertical [45].

**Charges localisées** Les techniques citées précédemment concernant la modification de la géométrie de l'antenne sont équivalentes à un ajout de charge localisée qui va de l'élément discret au tronçon de ligne conductrice. En effet, un monopole replié est

équivalent à un monopole chargé par une inductance comme on peut le voir sur la figure 3.6 (a). De la même manière, un monopole chargé par un toit métallique peut être vu comme un monopole chargé par une capacité (figure 3.6 (b)). Les antennes microruban dans lesquelles on a pratiqué des fentes peuvent aussi être représentées par des circuits LC équivalents.

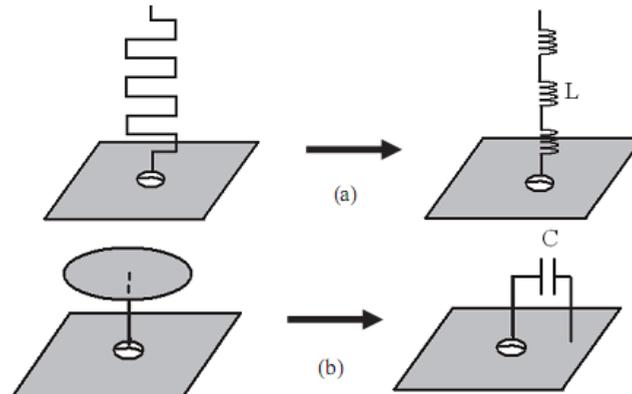


Figure 3.6 : Monopole (a) et monopole chargé (b) et leur circuit équivalent

Concernant les composants discrets, trois types peuvent être utilisés, les charges résistives, capacitives ou encore inductives. En pratique, un composant discret de type résistif ( Faible résistance de 1 à 2 Ohms) peut remplacer le court-circuit languette d'une PIFA. L'inconvénient de cette technique est l'introduction de pertes ohmiques, d'où une baisse de l'efficacité due à la concentration des courants dans la résistance qui, bien que faible, demeure plus résistive qu'un court-circuit [46].

### Miniaturisation a l'aide des matériaux

Les antennes imprimées sont des antennes largement utilisées du fait de leur facilité de conception, d'intégration et de leur faible coût. Cependant, compte tenu du contexte de miniaturisation et de leurs tailles initiales relativement grandes, ces antennes font souvent l'objet de réduction de taille électrique par l'utilisation de matériaux. Nous allons détailler plusieurs types de matériaux employés jusqu'à présent afin de miniaturiser les antennes.

**Matériaux diélectriques** De nombreux travaux ont montré la possibilité de miniaturiser les antennes imprimées par l'utilisation d'un substrat diélectrique à forte permittivité [47] qui va concentrer les lignes de champ sous l'élément rayonnant. Ce phénomène peut s'expliquer par le fait qu'un champ électrique appliqué dans un milieu à forte permittivité influence l'organisation des charges électriques, notamment leur déplacement et la réorientation des dipôles électriques. Il est en effet bien connu que les matériaux à fort contraste permettent de réduire la taille physique d'une antenne en raison d'une longueur d'onde plus courte dans le matériau. En utilisant un diélectrique avec une permittivité relative élevée, typiquement de l'ordre de 10 à 20, la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  diminue, comme le montre l'équation suivante :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} \quad (3.4)$$

$\lambda_0$  : La longueur d'onde dans le vide.

$\varepsilon_r$  : La permittivité relative des matériaux

$\mu_r$  : La perméabilité relative des matériaux

Cependant, on constate une diminution de la bande passante du fait de l'augmentation de l'énergie stockée avec l'emploi du diélectrique, et par conséquent du facteur de qualité.

**Matériaux magnétiques** On ne rencontre quasiment pas de matériaux magnétiques à l'état naturel dans la littérature car leurs valeurs de perméabilité relative restent faibles et leurs pertes magnétiques significatives. Le seul avantage repose sur les épaisseurs importantes qui favorisent grandement l'efficacité de l'interaction onde - matière. En effet, ils peuvent être utilisés sur des surfaces ou des volumes, de l'ordre de quelques  $cm^3$ , ou sous forme de cavité par exemple.

**Matériaux magnéto-diélectriques** Il existe deux types de matériaux magnéto diélectriques : les magnéto-diélectriques dits naturels et ceux réalisés artificiellement que l'on nomme métamatériaux. Nous nous intéressons en premier lieu aux matériaux magnéto-diélectriques naturels.

L'utilisation de matériaux magnéto-diélectriques dont la permittivité et la perméabilité sont toutes deux supérieures à 1, permet de miniaturiser une antenne sans dégrader ses performances en termes de bande passante. D'après les travaux de Hansen et Burke [48], la bande passante d'une antenne microruban de forme carrée peut en effet être obtenue par l'expression analytique suivante :

$$BP = \frac{96 \sqrt{\frac{\mu_r d}{\varepsilon_r \lambda_0}}}{\sqrt{2} (4 + 17 \sqrt{\varepsilon_r \mu_r})} \quad (3.5)$$

Où  $d$  désigne la hauteur du substrat et  $\lambda_0$  la longueur d'onde dans le vide.

**Métamatériaux** Afin de résoudre les problèmes de disponibilité des matériaux magnétiques naturels, les matériaux magnétiques artificiels sont apparus comme étant une solution prometteuse. Une première technique vise à concevoir des matériaux magnétiques artificiels à base de structures périodiques métalliques électriquement petites intégrées dans des substrats diélectriques (SRR : Split Ring Resonator, CSRR : Cellule complémentaire du SRR, Omega). Ces techniques souffrent de faibles valeurs de perméabilité (2 à 15 typiquement) et d'un fonctionnement très faible bande [49].

Dans l'antenne microruban proposée par Hao et al.[50], le plan de masse uniforme est remplacé par un plan de masse périodiquement gravé de motifs métalliques CSRR, comme le montre la figure 3.7 (a). Cette antenne a été fabriquée en utilisant deux substrats diélectriques différents de  $\varepsilon_r = 3$  et  $\varepsilon_r = 4.7$ .

Les résultats de mesure confirment que la fréquence de résonance de l'antenne chargée par CSRR est significativement inférieure à celle sur substrat conventionnel et que la bande passante est améliorée. Cependant, ces performances se dégradent avec l'emploi d'un diélectrique de permittivité supérieure. Cela est d'autant plus visible sur les valeurs de gain maximum. En effet, il passe de 6 *dB*i à 2 *dB*i puis de 1.3 *dB*i à -0.5 *dB*i avec et sans CSRR respectivement pour des valeurs de permittivité relative de 3 et 4.7.

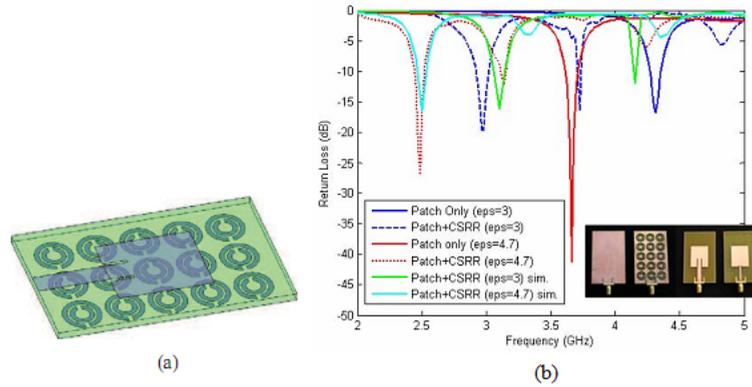


Figure 3.7 : Géométrie de l’antenne micro ruban chargée par CSRR, et son coefficient de réflexion [51]

### 3.3 Outil de simulation

Le but de ce mémoire est de concevoir des antennes qui répondent à la norme wifi au point de vue rayonnement tout en gardant les meilleures caractéristiques de l’antenne d’un point de vue bande passante et adaptation. Pour cela nous avons choisi un outil de simulations *CST Microwave Studio*, qui utilise la technique d’intégration finie (*FIT*). Il fait appel à la résolution des équations de Maxwell en trois dimensions suivant une formulation intégrale. La solution logicielle offerte par *CST Microwave Studio*, est une option très intéressante pour la conception d’antenne en microruban. Des fonctions comme l’optimisation, l’édition en 3D, la modélisation par variable, la mise à la terre finie et la possibilité de définir les conditions aux bornes, en font un logiciel très intéressant pour la tâche à effectuer dans le cadre de ce travail.

Cet outil est très complet pour le développement de composante micro-onde allant de composante en microruban aux composantes coaxiales. Le *CST Microwave Studio* utilise deux techniques de discrétisation : une discrétisation surfacique (cellules en *2D*) et une discrétisation volumique (cellule en *3D*). L’objectif du maillage en cellule, consiste à calculer les densités de courants surfaciques électriques ou magnétiques de chaque cellule, afin de calculer le champ total de toute la structure. Une fois ces courants déterminés, les caractéristiques de la structure étudiée peuvent être visualisées sous différentes formes :

paramètres [S], lieu d'impédance, diagramme de rayonnement à deux ou trois dimensions, représentation des densités de courants. . .

### 3.4 Miniaturisation de l'antenne rectangulaire par chargement de CSRR

Parmi les techniques importantes utilisées pour obtenir la miniaturisation, on trouve l'utilisation des métamatériaux. et plus particulièrement le résonateur en anneau fendu complémentaire. (RAFC) où (Slot Split Ring Resonator « SSRR », en anglais) qui est introduit par l'équipe de F. Falcone. [51].

La phase de conception est faite en trois étapes. La première étape consiste à concevoir, une antenne conventionnelle pour couvrir toute la bande Wifi 5 GHz. La deuxième étape est la conception de la cellule CSRR en choisissant les valeurs des paramètres de conception, pour résonner à une fréquence de résonance inférieure à celle de l'antenne de base. Enfin, une antenne patch inspirée des métamatériaux qui implique la gravure du motif de cellules unitaires dans le patch rayonnant ou dans le plan de masse permettant ainsi la miniaturisation souhaitée de l'antenne.

#### 3.4.1 Conception de l'antenne initiale

Nous avons choisie dans ce travail d'étudier et de simuler une antenne imprimée de forme rectangulaire alimentée par ligne microbande. à la fréquence wifi (5GHz). Le cahier de charge (tableaux 3.1) nous impose les valeurs caractérisant des différents éléments de l'antenne. La géométrie de cette antenne est donnée sur la figure 3.8.

Les composants d'antenne	Matériaux utilisées	épaisseur	permittivité électrique
Plan de masse et le patch	<i>copper</i>	0.035	-
Substrat	<i>FR - 4</i>	1.6	4.4

Tab 3.1 : Cahier de charge de l'antenne.

L'antenne est constituée d'un patch rectangulaire, imprimé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique de type FR4 époxy. Le plan de masse est imprimé sur la surface inférieure du substrat. Le patch est alimenté par une ligne microbande d'impédance caractéristique  $50 \Omega$ . Tous les paramètres géométriques de l'antenne basique sont calculés en utilisant les équations analytiques citées dans le chapitre 1, et sont regroupés dans le tableau 3.2.

Paramètres	$W_p$	$L_p$	$W_g$	$L_g$	$W_f$
Dimensions	18.24	13.76	27.85	23.36	3.14

Tab 3.2 : Paramètres géométriques de l'antenne de base.

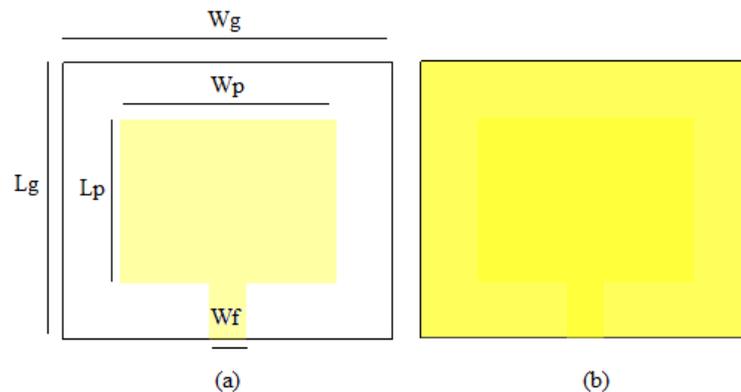


Figure 3.8 :Antenne patch rectangulaire modélisée sous *CST MWS*.

(a) : patch de l'antenne,(b) : plan de masse

### Coefficient de réflexion

L'analyse numérique, de cette antenne dans sa configuration originale, est donnée sur la figure 3.9 en termes de coefficient de réflexion  $S_{11}$ . Il nous permet de visualiser le niveau d'adaptation et la bande passante à la fréquence de résonance désirée pour cette antenne rectangulaire. Nous remarquons que le paramètre  $S_{11}$  est au-dessus de  $-10$  *dB* ce qui conduit à une mauvaise adaptation notamment à la fréquence désirée. Nous allons alors essayé d'adapter l'antenne en effectuant un certain nombre de modifications sur celle ci.

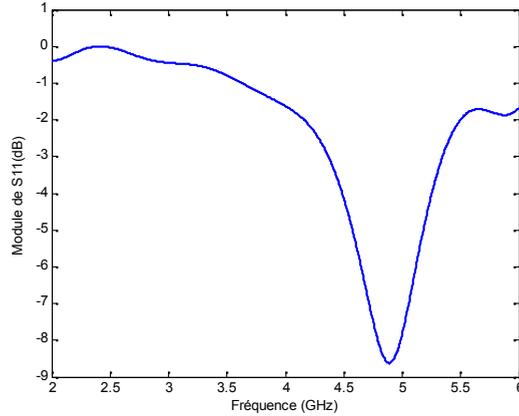


Figure 3.9 : coefficient de reflexion de l'antenne patch rectangulaire.

Dans le but d'améliorer beaucoup plus l'adaptation de l'antenne, alimentée par une ligne micro-ruban, deux différentes approches peuvent être employées [33]. La première utilise un transformateur quart d'onde pour adapter l'antenne à 50 Ohm. Dans ce cas, le transformateur est placé entre la ligne micro-ruban et l'extrémité du patch pour l'assortiment d'impédance.

La deuxième méthode consiste à introduire des encoches à l'entrée du patch. Dans notre cas, nous allons utiliser la méthode des encoches pour améliorer l'adaptation à la fréquence de résonance.

La figure 3.10 montre le schéma d'alimentation par l'ajout des encoches à l'entrée du patch.

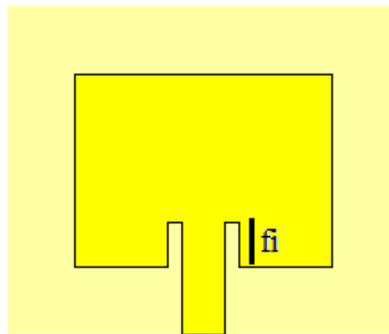


Figure 3.10 : Antenne rectangulaire avec encoches.

Le coefficient de réflexion de l'antenne obtenu après l'ajout des encoches est illustré sur la figure 3.11. L'antenne simulée résonne à la fréquence désirée pour une longueur d'encoches

$f_i = 3.1 \text{ mm}$  avec un coefficient de réflexion de  $-22.13 \text{ dB}$ .

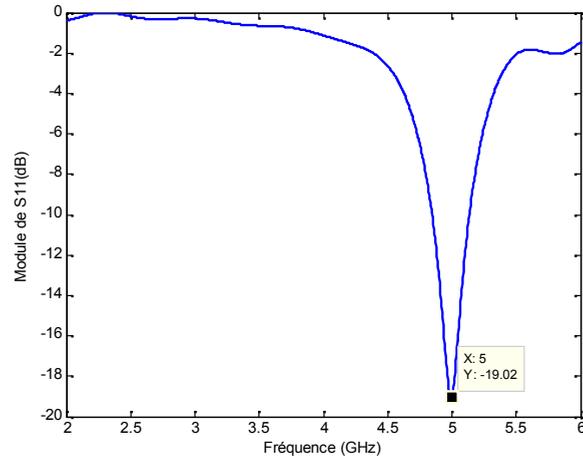


Figure 3.11 : Coefficient de reflexion de l'antenne rectangulaire avec encoches.

Dans le but d'améliorer beaucoup plus l'adaptation de l'antenne une étude paramétrique sur la longueur des encoches a été effectuée. L'étude est réalisée pour des longueurs de  $f_i = 3.1, 3.3, 3.4,$  et  $3.5 \text{ mm}$ .

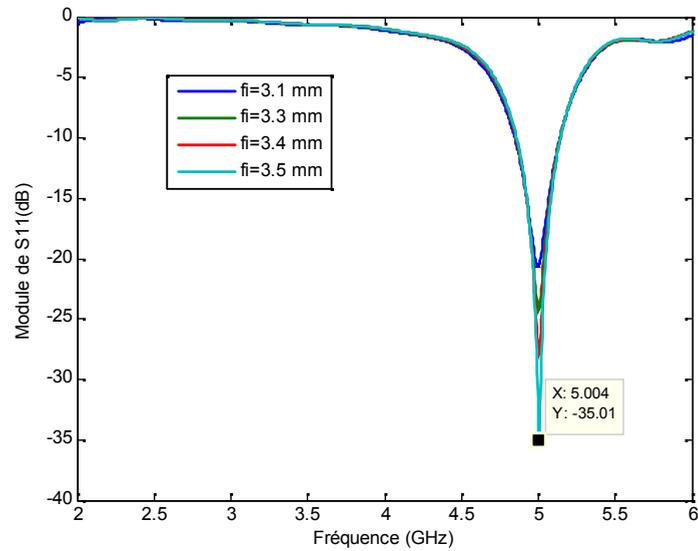


Figure 3.12 : Module de  $S_{11}$  de de l'antenne pour différentes valeurs de  $f_i$ .

### 3.4.2 interprétation des résultats

Dans le présent paragraphe, nous allons présenter et évaluer l'ensemble des résultats de l'antenne conçue en termes de coefficient de réflexion, rapport d'onde stationnaire, diagramme de rayonnement, gain, impédance d'entrée, et densité de courant.

#### Coefficient de réflexion

L'analyse numérique, de cette antenne dans sa configuration originale, est donnée dans la figure 3.13 en termes de coefficient de réflexion  $S_{11}$ . À partir de la courbe, on constate que l'antenne fonctionne autour de 5 GHz. Une bonne adaptation de l'antenne est obtenue à la fréquence de résonance 5 GHz avec un coefficient de réflexion de  $-35.01$  dB. La bande passante à  $-10$  dB est de 0.284 GHz autour de la fréquence de résonance. Ceci indique que les performances de l'antenne sont bien adaptées au type de substrat choisi.

#### Rapport d'onde stationnaire : Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)

Le taux d'onde stationnaire (VSWR : Voltage Standing Wave Ratio) c'est un quotient entre les champs électriques maximaux et minimaux dans une ligne de transmission. En d'autre manière, il caractérise la quantité du signal qui s'est réfléchi aux bornes d'une composante micro-onde. La norme acceptable dans un système de rayonnement électromagnétique est celle d'une valeur de VSWR inférieur à 2.

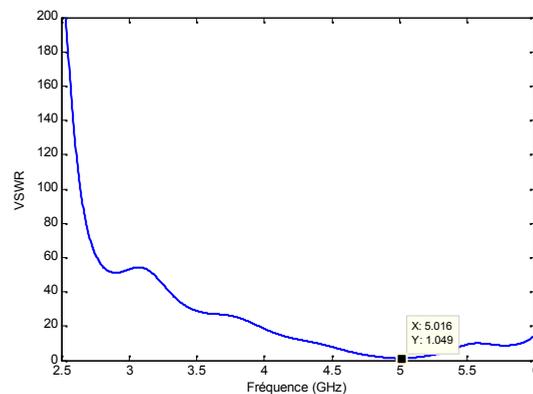


Figure 3.13 : Taux d'onde stationnaire de l'antenne initiale

Sur la figure 3.13, on présente le résultat de simulation du taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence de l'antenne proposée, l'antenne présente une bonne adaptation autour de la fréquence de résonance avec un taux d'onde stationnaire moins de 2 ce qui montre une bonne adaptation d'impédance entre l'antenne et la ligne de transmission.

### Impédance d'entrée

La géométrie de l'antenne et son mode d'alimentation influent sur l'impédance d'entrée de l'antenne. On cherche généralement à se placer au plus près d'une résonance et à annuler la partie imaginaire, andis que le choix du point d'adaptation peut déterminer la bande passante. Le tracé de l'impédance d'entrée de l'antenne simulé est présenté dans la figure 3.14.

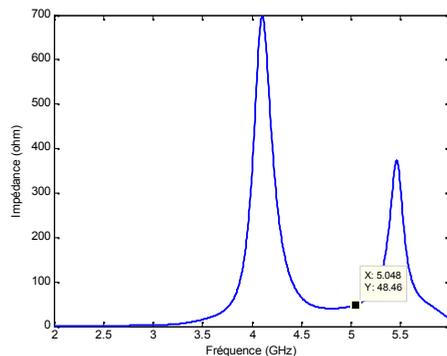


Figure 3.14 : Impédance d'entrée de l'antenne.

Cette figure montre une adaptation presque parfaite pour la fréquence de résonance. L'impédance d'entrée de l'antenne est égale à  $48.46\Omega$ . qui est proche de l'impédance caractéristique (50 Ohm), ce qui implique un bon transfert de l'énergie entre l'alimentation et la ligne micro-ruban.

### Diagramme de rayonnement en 2 D et 3 D

Le logiciel CST MWS permet de visualiser les diagrammes de rayonnement 3D de l'antenne simulée. C'est une représentation qui nous informe sur le gain et la directivité de l'antenne. Il nous donne la possibilité de visualiser le rayonnement sur un plan polaire ; ceci nous donne une idée sur l'angle d'ouverture.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne basique permet de visualiser les lobes

dans deux ou trois dimensions, dans le plan horizontal ( $\theta = 0^\circ$ ) ou dans le plan vertical ( $\phi = 90^\circ$ ) incluant le lobe le plus important. En observant les diagrammes de rayonnement 3D (figure 3.15), on peut constater que le rayonnement est omnidirectionnel dans le plan E et quasi-omnidirectionnel dans le plan H. (figure 3.16). Elle présente une directivité de  $5.74 \text{ dBi}$  et un gain de  $2.82 \text{ dB}$ .

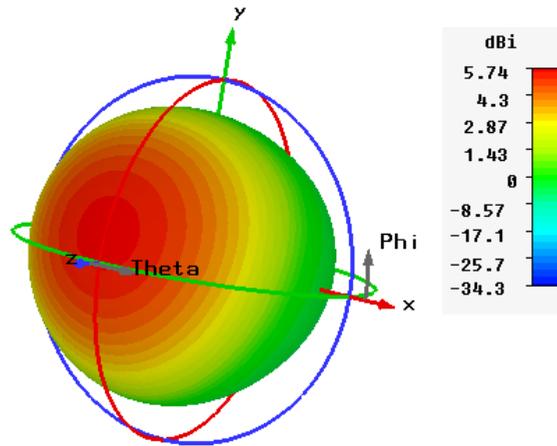


Figure 3.15 : Diagramme de rayonnement (3D) de l'antenne patch de base.

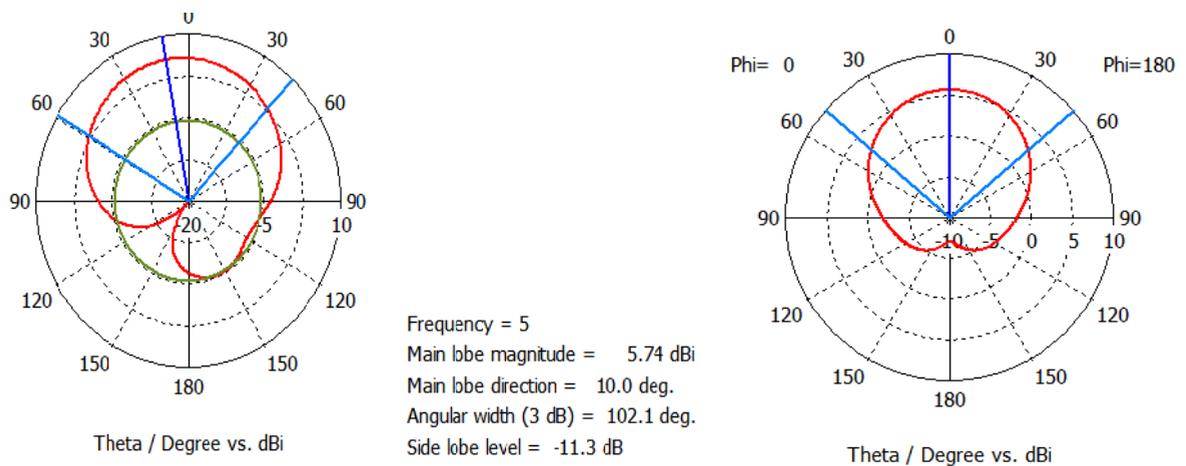


Figure 3.16 : Diagramme de rayonnement polaire de l'antenne à la fréquence 5GHz :

(a) : Plan E, (b) : Plan H.

### 3.4.3 Processus de miniaturisation

Le concept de RAFC (Slot Split Ring Resonator « SSRR », en anglais) introduit par l'équipe de F.Falcone.[51] a été développé pour améliorer les caractéristiques de nombreux dispositifs à micro-onde. A cet effet, le RAFC est également utilisée dans l'antenne microruban pour certains avantages tels que la réduction de la taille de l'antenne.

LE RAFC est un élément, de dimensions très inférieures à la longueur d'onde dérivé du RAF introduit par Pendry. Quand il est illuminé par une onde plane avec une polarisation appropriée, il est capable de créer une bande interdite de propagation aux alentours de sa fréquence de résonance sur le signal transmis. Cette polarisation appropriée est telle que le champ magnétique  $H$  doit être perpendiculaire au plan du RAF, c'est-à-dire que le champ  $H$  doit pénétrer à travers le RAF. Le phénomène coupe-bande observé sur le signal transmis est expliqué par la résonance de l'élément.

Le RAFC est donc le complémentaire du RAF (figure 3.17). Au lieu d'avoir deux anneaux interrompus concentriques en métal gravés sur un support diélectrique dans le cas du RAF, nous avons ici deux fentes en forme d'anneaux interrompus concentriques faites dans le plan conducteur d'un substrat.

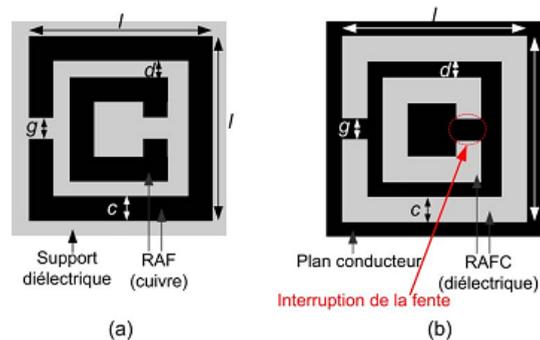


Figure 3.17 : Géométrie du RAF et du RAFC.

La figure 3.18 (b) illustre la permittivité effective du RAFC. On peut remarquer d'après cette figure que le RAFC résonne à la fréquence  $4\text{ GHz}$  et la permittivité effective est négative de  $3.95\text{ GHz}$  à  $4.14\text{ GHz}$ .

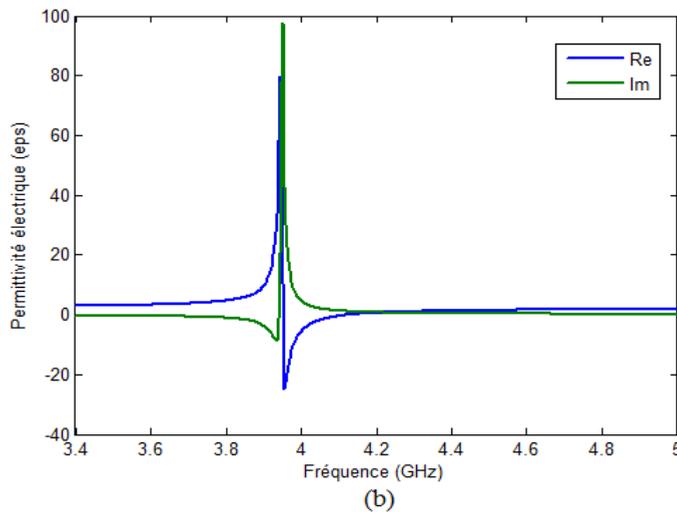
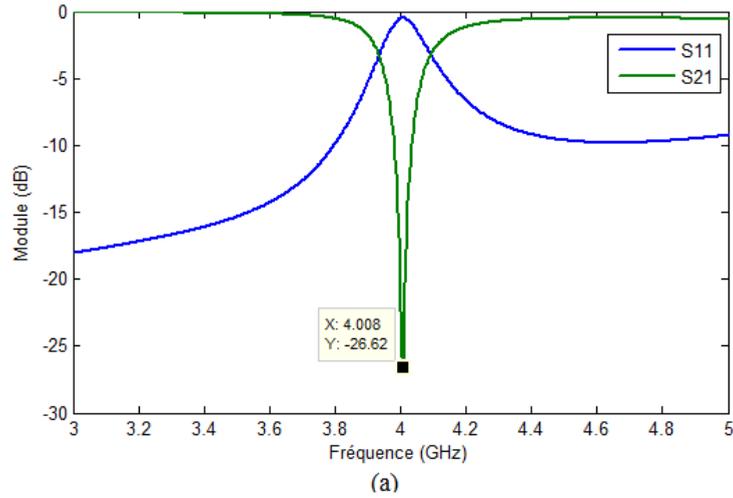


Figure 3.18 : (a) Module de  $S_{11}$  et  $S_{21}$  du RAFC.  
(b) Permittivité effective du RAFC

### Conception de l'antenne à CSRR sur patch

La même géométrie de la structure de l'antenne présentée dans la section précédente est adoptée dans ce cas. Cependant, le seul changement est effectué sur l'élément rayonnant où on a gravé une cellule CSRR sur l'élément rayonnant jusqu'à deux cellules. Lorsqu'elle est placée dans une position appropriée adjacente à l'antenne, les champs générés par cette dernière excitent la cellule unitaire, induisant une résonance à une fréquence inférieure à celle de l'antenne.

Cette approche est similaire à la technique conventionnelle de placement des fentes dans le patch ou plan de masse ; la différence ici est que les fentes ont la forme de structures résonantes. La figure 3.19 montre le modèle proposé intégrant une cellule CSRR sur le patch.

Notons que la cellule *CSRR* est dimensionnée pour avoir une résonance inférieure à la fréquence de l'antenne basique. Les paramètres géométriques optimisés de la cellule CSRR sont ceux mentionnés sur la figure 3.18 avec : la largeur des pistes métalliques ( $d = 0.3 \text{ mm}$ ) ; la largeur des pistes de liaison ( $c = 0.3 \text{ mm}$ ), la largeur des fentes entre anneaux ( $g = 0.5 \text{ mm}$ ).

Différentes positions de la cellule élémentaire du CSRR disposée sur le patch seront étudiées afin de choisir la configuration la plus intéressante pour miniaturiser l'antenne. D'après l'étude paramétrique, les valeurs optimisées de la position de la cellule sont  $x_1 = -5 \text{ mm}$ , et  $y_1 = 3 \text{ mm}$ .

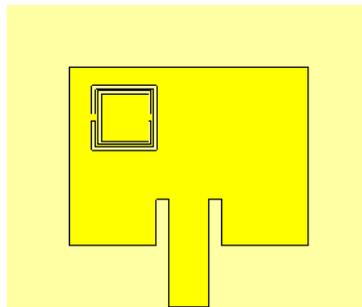


Figure 3.19 : Géométrie de l'antenne micro-ruban à 1 cellule CSRR sur le patch

## Résultats et discussion

**Coefficient de réflexion** Après avoir inclus une cellule sur le patch de la structure initiale, le coefficient de réflexion sera modifié. La simulation de la structure donne une antenne bi-bandes opérant à deux fréquences de résonances qui ont pour valeurs 3.94 et 4.94 *GHz* respectivement avec un coefficient de réflexion opérant aux deux fréquences de résonance, soit  $-15$  et  $-32 \text{ dB}$  respectivement. comme le montre la figure 3.20. La première résonance de l'antenne bi-bande est produite par l'excitation du CSRR dans le patch, miniaturisant à la fois l'antenne. En outre, la conception proposée offre une

bande passante d'impédance (pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB) de 55 MHz, pour la fréquence du CSRR et de 217 MHz pour celle de l'antenne.

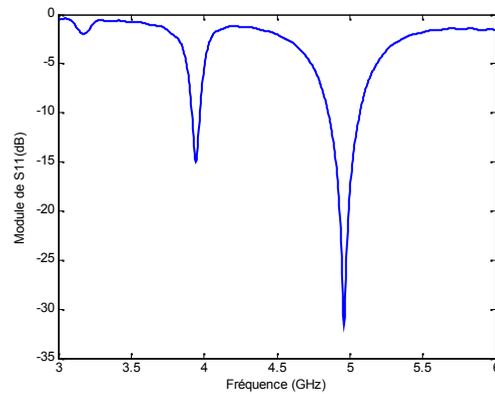


Figure 3.20 : Module de  $S_{11}$  de l'antenne à 1 cellule CSRR sur le patch

**Diagrammes de rayonnement** Les résultats simulés des diagrammes de rayonnement en 2D et en 3D aux deux fréquences de résonance sont calculés dans les deux plans principaux (plan E et H), comme le montrent les figures 3.21, 3.22, et 3.23 respectivement. À partir de ces deux figures, on peut constater que les rayonnements sont quasi omnidirectionnels aux deux fréquences. La directivité de l'antenne à la fréquence 4.94 GHz est de 5.72  $dB_i$ , et 5.37  $dB_i$  à la fréquence 3.94 GHz.

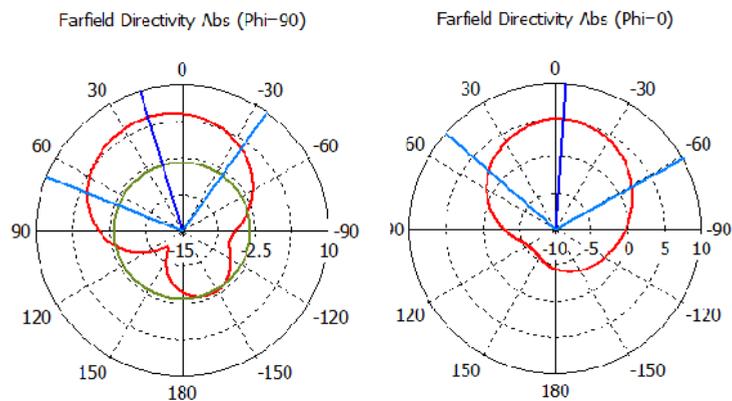


Figure 3.21 : Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaire de l'antenne à 1 CSRR sur le patch à 3.94 GHz.

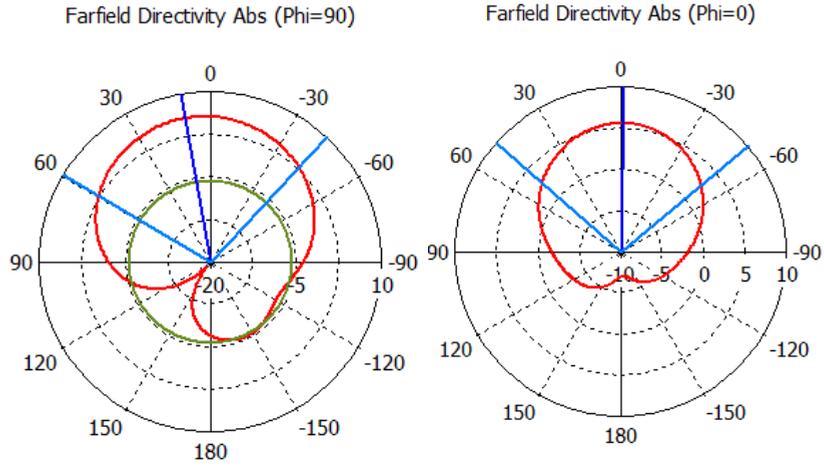


Figure 3.22 : Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaire de l'antenne à 1 CSRR à  $4.94 \text{ GHz}$ .

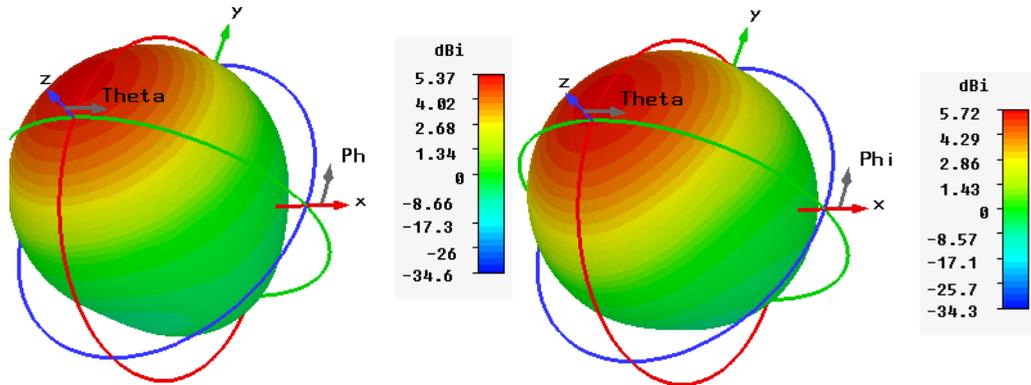


Figure 3.23 : Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne à 1 CSRR sur le pach :  
(a) :  $3.94$  et (b) :  $4.94 \text{ GHz}$ .

La même configuration de l'antenne est maintenue dont laquelle on a rajouté une deuxième cellule sur l'élément rayonnant (figure 3.24). La conception de cette antenne donne une antenne miniaturisée tri-bandes bien adaptée dans la bande de fréquence située entre 4 et 5  $\text{GHz}$  pour les applications WLAN. Les fréquences des résonances sont situées à 4, 4.3, et 4.97  $\text{GHz}$  respectivement avec des coefficients de réflexion respectifs à  $-32.12 \text{ dB}$ ,  $-19.15 \text{ dB}$ , et  $-43.86 \text{ dB}$  comme illustré sur la figure 3.25.

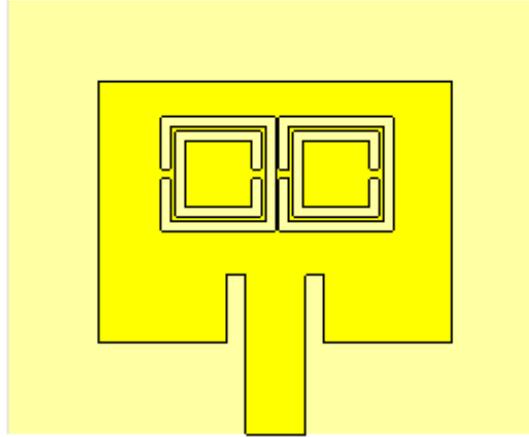


Figure 3.24 : Géométrie de l'antenne microruban à deux cellules sur le patch

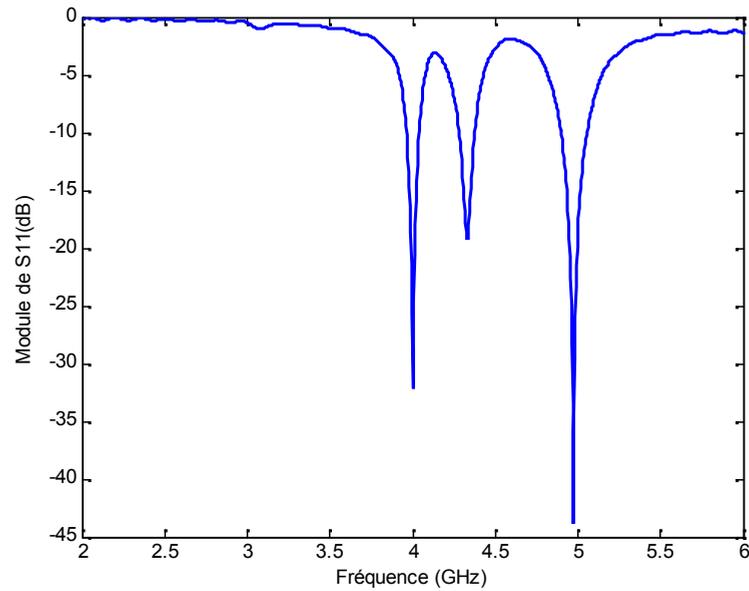


Figure 3.25 : Module de  $S_{11}$  de l'antenne avec deux CSRR sur le patch.

Sur la figure 3.26, on présente les diagrammes de rayonnement en 3D respectifs aux fréquences 4 GHz, 4.3 GHz et 4.97 GHz. Le gain est égale à 5.4 dB pour la fréquence 4.3 GHz.

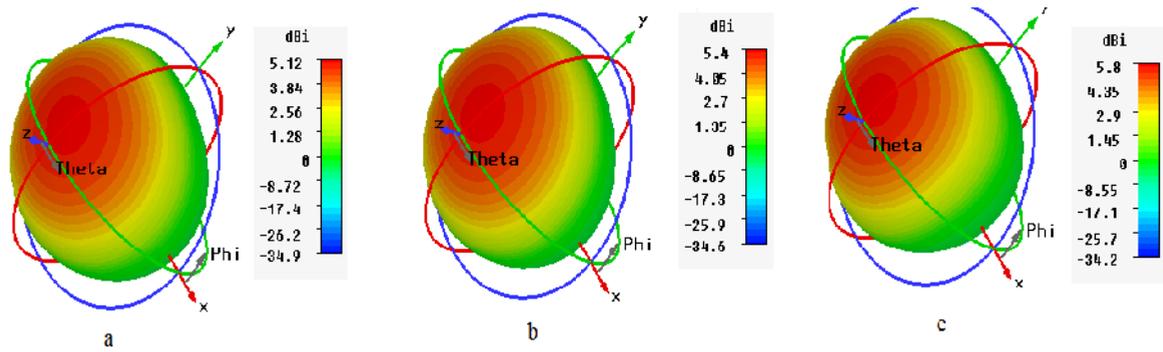


Figure 3.26 : Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne à 2 CSRR sur le pach :

(a) : 4, (b) : 4.3, et (c) : 5 GHz.

### Conception de l'antenne à CSRR sur le plan de masse

Afin de mieux analyser l'influence de différentes modifications de la cellule sur les performances de l'antenne, nous proposons la même structure d'antenne précédente mais avec plusieurs cellules CSRR gravées sur le plan de masse dont leur configuration est donnée par la figure 3.27.

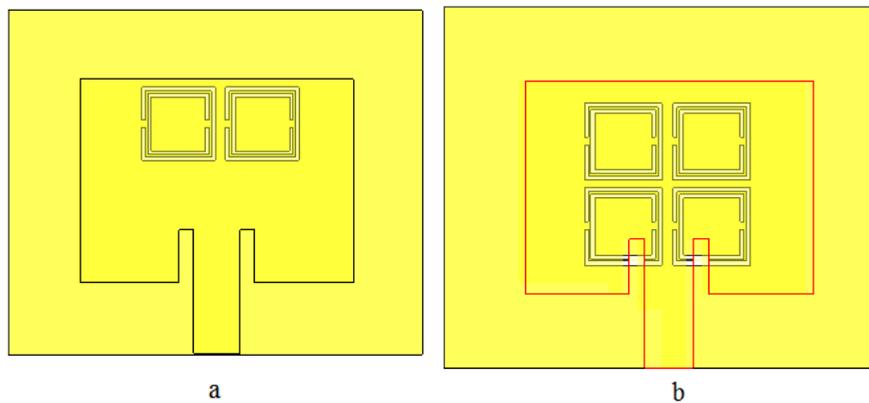


Figure 3.27 : Géométrie de l'antenne microruban :

(a) : deux CSRR gravées sur le plan de masse

(b) : quatre CSRR gravées sur le plan de masse

La figure 3.28 montre le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les différentes structures d'antennes. Pour qu'un maximum de puissance totale transmise à l'antenne soit rayonnée dans l'espace, il faut que le coefficient  $S_{11}$  soit le plus petit.

possible. On remarque la présence de deux pics de résonance pour les deux antennes.

**Antenne à 2 CSRR** : Le premier pic de  $-25\text{ dB}$  est observé pour la fréquence  $3.6\text{ GHz}$  plus basse que celle de l'antenne d'origine, et le deuxième de  $31.8\text{ dB}$  adaptée à la fréquence de résonance de l'antenne à  $5\text{ GHz}$ .

**Antenne à 4CSRR** : Le premier pic de  $-40.8\text{ dB}$  est observé pour la fréquence  $3.5\text{ GHz}$  plus basse que celle de l'antenne d'origine, et le deuxième de  $-36.3\text{ dB}$  adaptée à la fréquence de résonance de l'antenne à  $4.98\text{ GHz}$ .

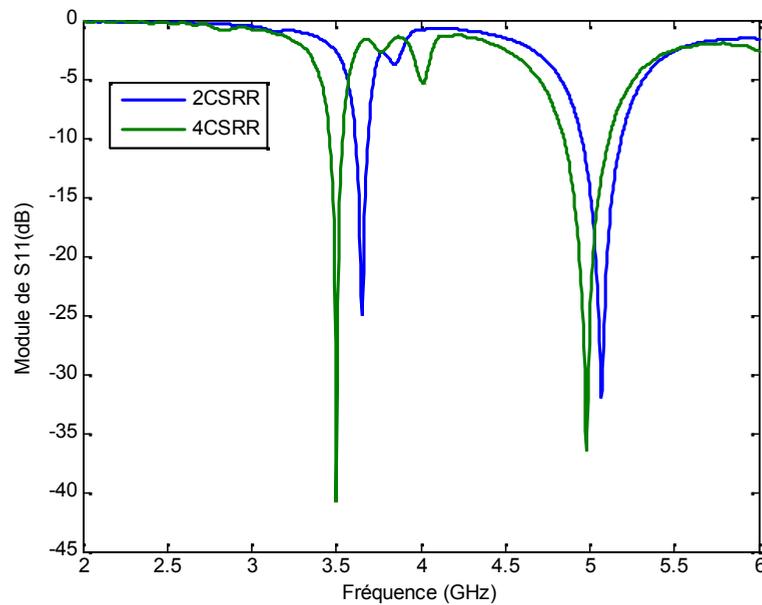


Figure 3.28 : Module de  $S_{11}$  de l'antenne avec CSRRs sur plan de masse.

La fréquence de  $3.5\text{ GHz}$ . plus faible obtenue avec les quatre cellules CSRR permettront, en diminuant la taille du patch, d'obtenir de nouveau une résonance à la fréquence du patch à vide. L'antenne aura ainsi été miniaturisée à 40%. et la surface totale occupée par l'inclusion CSRR est de  $148.18\text{ mm}^2$ . Par conséquent, les cellule CSRR proposées fournissent plus de miniaturisation quand elles sont appliquées à l'antenne patch.

Les résultat présentent une bonne adaptation de l'antenne pour les deux fréquences. et montrent que la fréquence de résonance de l'antenne chargée par la cellule CSRR est significativement inférieure à celle sur substrat conventionnel et que l'adaptation est

améliorée. Elle serait a priori la position la plus intéressante pour la miniaturisation. Par ailleurs, la conception proposée offre une meilleure bande passante, soit de  $74\text{ MHz}$  pour la première fréquence et de  $237\text{ MHz}$  pour celle de l'antenne.

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

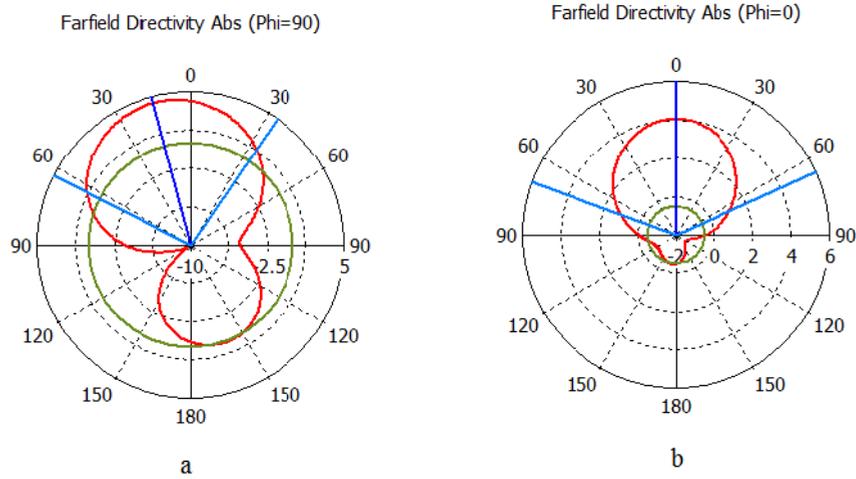


Figure 3.29 : Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaire de l'antenne à deux CSRR sur le plan de masse à  $3.6\text{ GHz}$ .

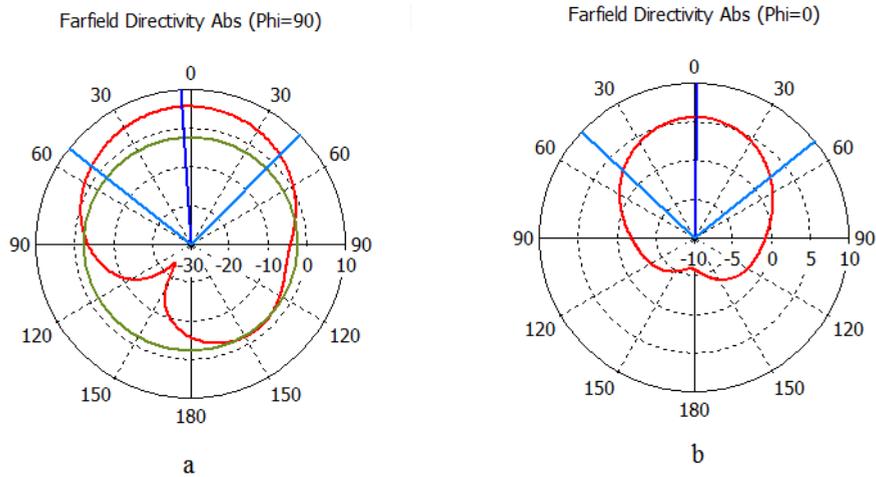


Figure 3.30 : Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaire de l'antenne à deux CSRR sur le plan de masse à  $5\text{ GHz}$ .

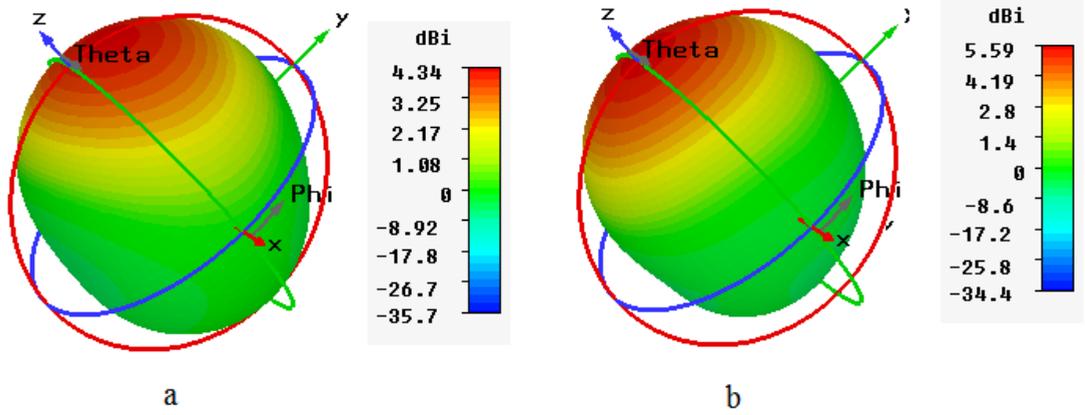


Figure 3.31 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne à deux CSRR sur plan de masse : (a) : 3.6 et (b) : 5 GHz.

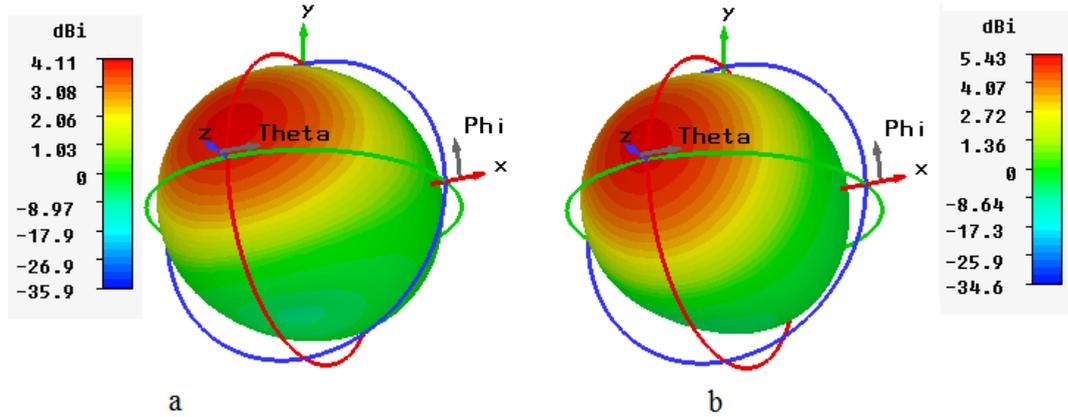


Figure 3.32 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne à quatre CSRR sur plan de masse : (a) : 3.5 et (b) : 4.98 GHz.

D'après les figures 3.31 et 3.32, nous voyons bien que les diagrammes de rayonnement 3D et polaires de l'antenne simulée sous CST sont presque quazi-omnidirectionnels. Sur les tableau 3.3, 3.4, et 3.5, on donne les différents résultats de coefficient de réflexion, gain, directivité, et bande passante à  $-10$  dB obtenues pour les différentes fréquences de résonance pour chacune des antennes simulées à savoir l'antenne chargée par une cellule CSRR sur le patch , l'antenne chargée par deux cellules, et quatre cellules CSRR sur le plan de masse.

Fréquences ( $GHz$ )	$S_{11}(dB)$	Directivité ( $dB_i$ )	Gain ( $dB$ )	BP ( $MHZ$ )
3.94	-15	5.37	-1.53	55
4.94	-31.6	5.72	2.91	217

Tableau-3.3 : Gain, directivité et BP pour différentes fréquences de l'antenne à 1 CSRR sur le patch

Fréquences ( $GHz$ )	$S_{11}(dB)$	Directivité ( $dB_i$ )	Gain ( $dB$ )	BP ( $MHZ$ )
3.6	-25	4.34	0.23	74
5	-31.8	5.59	2.71	237

Tableau-3.4 : Gain, directivité et BP pour différentes fréquences de l'antenne à deux CSRR sur plan de masse

Fréquences ( $GHz$ )	$S_{11}(dB)$	Directivité ( $dB_i$ )	Gain ( $dB$ )	BP ( $MHZ$ )
3.5	-31.8	4.11	0.10	77
4.92	-25	5.43	2.73	251

Tableau-3.5 : Gain, directivité et BP pour différentes fréquences de l'antenne à quatre CSRR sur plan de masse

Les résultats obtenus montrent que la dernière conception proposée présente une fréquence de résonance de  $3.5 GHz$  et offre une bande passante comprise entre  $3,306 GHz$  et  $3,325 GHz$ . L'antenne aura ainsi été miniaturisée à 40%. La surface totale occupée par l'inclusion CSRR est de  $158.28 mm^2$ . Par conséquent, la cellule CSRR proposée fournit plus de miniaturisation quand elle est appliquée à l'antenne patch.

Selon le tableau 3.5, on remarque que la structure d'antenne avec quatre cellules CSRR a été retenue à cause de ses performances qui sont relativement meilleures que celles des deux premières structures car les cellules CSRR affecte considérablement sur la bande passante et le gain.

Dans les références [52] [53], les antennes bi-bande sont présentées en chargeant une unité CSRR sur le patch d'antenne microruban classique, mais elles souffrent toujours

d'un faible gain à la fréquence de résonance stimulée par le CSRR. Dans le présent travail, une nouvelle antenne patch microruban rectangulaire bi bande a été proposée, avec quatre cellules CSRR gravées sur le plan de masse de l'antenne patch classique, permettant d'obtenir une fréquence de résonance plus basse, un coefficient de réflexion bien adapté, des gains de rayonnement plus ou moins élevés et une amélioration de la bande passante aux deux fréquences de fonctionnement.

### **3.5 Conclusion**

L'objectif principal de ce travail était de proposer une structure d'antennes microbandes à base de métamatériaux répondant aux exigences de la miniaturisation. Pour analyser et étudier les structures conçues, on a eu recours au logiciel de simulation CST.

Les résultats de simulations sont satisfaisants et les deux antennes sont bien adaptées à la norme WIFI. Ces résultats montrent que la fréquence de résonance plus faible obtenue avec la cellule CSRR permettront, en diminuant la taille du patch, d'obtenir de nouveau une résonance à la fréquence du patch à vide. L'antenne aura ainsi été miniaturisée. Comme perspective, nous visons à faire des mesures pratiques des deux antennes afin de valider les résultats de simulations.

# Conclusion Générale et Perspectives

Les travaux qui ont été effectués dans le cadre de ce mémoire sont consacrés à la conception, miniaturisation, d'une antenne micro-ruban de forme rectangulaire alimentée par une ligne micro-ruban qui résonne à la fréquence 5 GHz.

Pour atteindre cet objectif, la simulation a été réalisée sous le logiciel CST MWS studio. Ce simulateur nous a permis de modéliser et d'analyser cette antenne d'une façon rapide et précise.

Le principal avantage de la technologie des antennes micro-ruban est sa simplicité de réalisation ainsi que le faible coût de fabrication.

Le présent travail se concentrait sur l'utilisation de matériaux gauchers (LHM) pour la réduction de la taille des antennes microruban. Nous avons donné dans un premier temps des généralités sur les antennes imprimées en introduisant leurs caractéristiques, leurs techniques d'alimentations ainsi que leurs applications. En outre, nous avons présenté les différentes techniques de miniaturisation des antennes. Nous avons passé en revue les techniques classiques (ajout de fente, repliement...) ainsi que les techniques plus innovantes avec notamment les nouveaux matériaux (magnéto-diélectrique et métamatériaux). En règle générale, la miniaturisation des antennes entraîne une diminution de la bande passante et de l'efficacité du rayonnant.

Dans le deuxième chapitre, nous avons décrit de manière générale les matériaux composites artificiels que l'on appelle métamatériaux. Nous avons rappelé dans un premier temps les propriétés fondamentales de la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu main gauche, puis nous avons exposé les différentes approches qui existent dans la littérature pour la réalisation de ce type de matériau. Enfin les différentes applications envisagées dans plusieurs domaines ont été citées.

L'objet du dernier chapitre consiste à la conception, simulation et miniaturisation d'une antenne patch rectangulaire à base du RAFC. Pour ce faire, on a utilisé le logiciel de simulation électromagnétique *CST MWS* qui est un outil performant à onde

électromagnétique performant qui fait la simulation du champ d'un model arbitraires en 3D. Les résultats de simulation obtenues montrent que les fréquences de résonances plus faibles obtenues avec la cellule SRRC permettront, en diminuant la taille du patch, d'obtenir de nouveau une résonance à la fréquence du patch à vide. L'antenne aura ainsi été miniaturisée.

Enfin comme perspectives pour des travaux futurs, nous souaiterons faire la validation du résultats de l'antenne simulées, à travers la réalisation de ces types de structures et la prise de mesures sur ces différentes configurations qui donnent des résultats prometteurs pour des applications industrielles. D'autre part nous allons essayer de proposer une nouvelle structure d'antenne miniaturisée à base de métamatériaux pour les applications ULB.

# Bibliographie

- [1] **S. E. Sandstrom** « A Compact Microstrip Patch Antenna For LTE Application, Master Thesis, Submitted For Degree Of Master In Electrical Engineering Specialization In Signal Processing & Wave Propagation ».
- [2] **I. J. Bahl, P. E. Bhartia** « Microstrip Antennas » Dedham,MA : Artech House.1980.
- [3] **K.R. Carver And J. W. Mink** « Microstrip Antenna technology »IEEE Trans. AntennasPropagat, Vol AP-29, PP2-24, JAN 1981.
- [4] **P. Bihouix, B. Guillebon** « Quel Futur Pour Les Métaux? Raréfaction Des Métaux : Un Nouveau Défi Pour La Société » EDP Sciences. 2010.
- [5] **A. Chami** « Miniaturisation Et Intégration D’antennes Imprimées Pour Systèmes ULB Pulsés » Université Nice Sophia Antipolis. France. 2011.
- [6] **L. J. Volakis** « Antenna Engineering » Handbook, University Stuttgart.2007.
- [7] **K. Buell, D. Cruickshank, H. Mosallaei, et K. Sarabandi**, “Patch antenna over RIS substrate : A novel miniaturized wideband planar antenna design”, IEEE Antennas Propagat Symposium, Columbus, OH, 2003, p. 269-272.
- [8] **K. Sarabandi**, “Scattering from variable resistive and impedance sheets,” J. Electromagn. Waves Applicat., vol. 4, no. 9, pp. 865–891, 1990.
- [9] **J. H. Visser** « Array And Phased Array Antenna Basics » Antenna Engineer. The Netherlands 2005.

- [10] **T. Liu, X. Y. Cao, J. Gao, Q. Yang, and W. Q. Li**, “Design of miniaturized broadband and high gain metamaterial patch antenna”, *Microwave and Optical Technology Letters*, 53 (2011), 2858-2861.
- [11] **S. Tebache** « Méthode De Caractérisation Hyperfréquence Des Antennes Imprimées » Magister, Faculté des Sciences Et De La Technologie, Université Mohamed Khider, Biskra , 2013.
- [12] **C. Hamid** « Conception D’un Nouveau System D’antenne Réseau Conforme En Onde Millimétrique » Maitrise En Ingénierie, Université De Québec A Chicoutimi. Mai 2012.
- [13] **R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon**, “Microstrip Antenna Design Handbook”, Artech House, Inc., Norwood, 2001.
- [14] **ADIL KAMIL**” conception d’une antenne patch ultra-large bande ( 3.1 GHz -10.6 GHz) “Mémoire présenté pour l’obtention du grade du Maitre en sciences (M.Sc) 2011.
- [15] **A. Boyer** « Antennes, Support De Cours Enonce De Travaux Diriges» Institut National Des Sciences Appliquées De Toulouse.
- [16] **F. Roudet, S. Tedjini, and V. Tan-Phu**, "Design of compact size excitation-device for antenna pattern using fractal architectures," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, 2005, pp. 223-226 vol. 1B.
- [17] **M. Huchard, C. Delaveaud, and S. Tedjini**, "Miniature Antenna for Circularly Polarized Quasi Isotropic Coverage," in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, 2007, pp. 1-5.
- [18] **Chouti Leila**, “Contribution à l’étude d’antennes imprimées rectangulaires double bandes et multi bandes tenant compte de l’effet de couplage”, Thèse de Magister, Université de Constantine. 2009.
- [19] **C.A. Balanis**, *Antenna Theory : Analysis and Design*, 2nd ed. Communications. New York : Wiley, 1997.

- [20] **S.N.Burokur**, Mise en oeuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes. Thèse de doctorat, Université de Nantes N°366-223 2005.
- [21] **V. G. Veselago**, The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ , Soviet Physics USPEKHI, vol. 10, no. 14, pp. 509–514, January-February 1968.
- [22] **J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart**, "Low frequency plasmons in thin wire structures", Journal of Physics : Condensed Matter, no. 10, pp. 4785–4809, March 1998.
- [23] **J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins et W.J. Stewart**, "Magnétisme from conductors and enhanced nonlinear phenomena", IEEE Trans Microwave Theory Tech 47 (1999), 2075-2084.
- [24] **D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser et S. Schultz**, "Composite medium with simultaneously negative permeability et permittivity", Phys Rev Lett 84 (2000), 4184- 4187.
- [25] **R. A. Shelby, D. R. Smith et S. Schultz**, « Experimental verification of a negative index of refraction », Science, vol. 292, p. 77/79, 2001.
- [26] **A. Alù, F. Bilotti, N. Engheta, and L. Vegni**, Sub-wavelength, compact, resonant patch antennas loaded with metamaterials, IEEE Transactions on Antennas Propagation, vol. 55, no. 1, pp. 13-25, January 2007.
- [27] **F. Bilotti, L. Vegni**, "FROM METAMATERIAL-BASED TO METAMATERIAL-INSPIRED MINIATURIZED ANTENNAS : A POSSIBLE PROCEDURE AND SOME EXAMPLES", URSI General Assembly proceeding, Chicago, USA, 2008.
- [28] **F. Bilotti, A. Alù, and L. Vegni**, Design of miniaturized metamaterial patch antennas with  $\mu$  negative loading, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 6, pp. 1640\_1647, June 2008.

- [29] **A. M. Nicolson et G. F. Ross**, « Measurement of the intrinsic properties of materials by timedomain techniques ». *IEEE Trans. Instr. Measurements*, vol. 19, pages 377–382, 1970.
- [30] **W. B. Weir**, « Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, pages 33–36, 1974.
- [31] **D. R. Smith, D. C. Vier, N. Kroll, and S. Schultz**, « Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients », *Physical Review B*, vol. 65, no. 19, 2002.
- [32] **X. Chen, T. M. Grzegorzczuk**, « Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials ». *Phys. Rev. E* 70, 016608, 2004.
- [33] **A. M. Nicolson et G. F. Ross**, « Measurement of the intrinsic properties of materials by timedomain techniques ». *IEEE Trans. Instr. Measurements*, vol. 19, pages 377–382, 1970..
- [34] **"Miniature Varactor Diodes For VCO, Phase Noise, And Voltage Tuned Filter Applications."** [Online]. Available : <https://www.rfglobalnet.com/doc/miniature-varactor-diodes-for-vco-phase-0001> [Accessed : 15-Mar-2018].
- [35] **S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi, et C. Salvador**, "Dual-band slot-loaded patch antenna," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -*, vol. 142, no. 3, pp. 225–232, Jun 1995.
- [36] **H.T Nguyen, S. Noghanian, et L. Shafai**, "Microstrip patch antenna miniaturization by slots loading", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, pp. 215-218. [28] **M. G. Bray and D. H. Werner**, "A broadband open-sleeve dipole antenna mounted above a tunable EBG AMC ground plane," *Proc. IEEE APS Intern. Symposium*, vol. 2, pp. 1147-1150, 2004.

- [37] **A. Skrivervik, J.-F. Zurcher, O. Staub, and J. Mosig**, “Pcs antenna design : the challenge of miniaturization”, *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 43, no. 4, pp. 12–27, Aug 2001.
- [38] **R. Azadegan et K. Sarabandi**, “A novel approach for miniaturization of slot antennas,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 3, pp. 421–429, March 2003.
- [39] **K. Hirasawa et M. Haneishi**, *Analysis, Design, and Measurement of Small and Low-Profile Antennas*, A. House, Ed. Artech House, 1992.
- [40] **H.T Nguyen, S. Noghianian, et L. Shafai**, “Microstrip patch antenna miniaturization by slots loading”, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, pp. 215-218.
- [41] **M. G. Bray and D. H. Werner**, “A broadband open-sleeve dipole antenna mounted above a tunable EBG AMC ground plane,” *Proc. IEEE APS Intern. Symposium*, vol. 2, pp. 1147-1150, 2004.
- [42] **R. Chair, K. F. Lee, et L. K. M.**, “Bandwidth and cross-polarization characteristics of quarter-wave shorted patch antennas,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 22, pp. 101–103, 1999.
- [43] **M.-C. Huynh et W. Stutzman**, “Ground plane effects on planar inverted-f antenna (pifa) performance,” *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -*, vol.150, no. 4, pp. 209–213, Aug. 2003
- [44] **J. George, C. Aanandan, P. Mohanan, et K. Nair**, “Analysis of a new compact microstrip antenna,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 11, pp. 1712–1717, Nov 1998.
- [45] **K.-L.Wong and K.-P. Yang**, “Modified planar inverted f antenna,” *Electronics Letters*, vol. 34, no. 1, pp. 7–8, Jan 1998.

- [46] **R. K. Mongia, R.K. ; Ittibipoon, A. ; Cuhaci, M. ;** , "Low profile dielectric resonator antennas using a very high permittivity material," *Electronics Letters* , vol.30, no.17,pp.1362-1363, 18 Aug 1994.
- [47] **B. Kramer, M. Lee, C.-C. Chen, and J. Volakis**, "Design and performance of an ultrawideband ceramic-loaded slot spiral," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 7, pp. 2193 – 2199, july 2005.
- [48] **Hansen, R. C. and Burke, M. (2000)**, *Antennas with magneto-dielectrics. Microwave and Optical Technology Letters*, 26 : 75–78.
- [49] **M. Karkkainen and P. Ikonen**, "Patch antenna with stacked split-ring resonators asartificial magneto-dielectric substrate," *Microwave Opt. Technol. Lett*, vol. 46, no. 6, pp. 554–556, 2005.
- [50] **Yoonjae Lee ; Tse, S. ; Yang Hao ; Parini, C.G.** "A compact microstrip antenna with improved bandwidth using Complementary Split-Ring Resonator (CSRR) loading",*Antennas and Propagation Society International Symposium*, June 2007, pp.5431 -5434.
- [51] **F. Falcone, T. Lopetegi, J. D. Baena, R. Marqués, F. Martín, and M.Sorolla**, "Effective negative epsilon stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators," *IEE Microw.Wireless Compon. Lett.*, vol. 14
- [52] **N. Ortiz, F. Falcone, and M. Sorolla**, Dual band patch antenna based on complementary rectangular split ring resonators, In proceeding of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Singapore, pp. 2762–2765, 2009.
- [53] **H. Zhang, Y.-Q. Li, X. Chen, Y.-Q. Fu, and N.-C. Yuan**, Design of circular/dual-frequency linear polarization antennas based on the anisotropic complementary split ring resonator, *IEEE Trans Antennas Propag* 57 (2009), 3352–3355.