

M/1621.906

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications



**Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master Académique**

Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Télécommunications
Spécialité : Systèmes de Télécommunications

**MINIATURISATION DES ANTENNES PATCH PAR
L'UTISATION DES METAMATERIAUX DE TYPE SRR**

Présenté par :

Dziri Marwa

Mesioude Meryem

Sous la direction de :

M^m Goubgoub Nassima

Juin 2016

DEDICACES

Aux êtres qui me sont les plus chers **MESPARENTS**

« **NOUR EDDINE ET ZOHRA** »

Pour leur **AMOUR**, leur **EDUCATION** et leurs
SACRIFICES.

Ames chères sœurs : **AICHA** et **AMINA**,

A mes chers frères : **ABD ELHAMID** et **ANIS**.

A mon chère fiançais **abda latif**.

A tous mes oncles, mes tantes, mes cousines et mes cousins

A tous mes chères copinc : **IMENE.AZIZA**, **MAROUA** ,

IBTISSAM , **HALA** , **MERIEM**

A toute ma famille.

A tous les enseignants du département

d'électronique et télécommunications

A tous ceux qui m'ont aidé à faire ce travail

Et a madame le professeur : **Mme GUBGOUB.NESSIMA** en
particulaire.

A tous la promotion de 2^{eme} année masters
TELECOMMUNICATION 2014

A tous ceux qui m'ont aidé à faire ce travail.

MESSJOUJ MERJEM



DEDICACES

Aux êtres qui me sont les plus chers mes parents

« MOULOUD et DZIRIA »

Pour leur AMOUR, leur EDUCATION et leurs SACRIFICES.

Ames chères sœurs : FATMA

Ames chers frères : ISMAIL

A mon gentil petit Neveu : FAKHER ELISLA

Ames chères sœurs : ASSIA

A mon amie : BASMA

A tous mes oncles, mes tantes, mes cousines et mes cousins

A toute ma famille.

A tous les enseignants du département d'électronique et
télécommunications

A tous ceux qui m'ont aidé à faire ce travail

Et le professeur : Mme GUBGOUB.NESSIMA en particulière.

Chapitre II : Etat de l'art de Méta-matériaux

II.1.	
Introduction	22
II.2. Définition des métras matériau	22
II. 3. Historique.....	22
II.4. Classification des matériaux en fonction de leurs permittivité et perméabilités.....	25
II.5. Propriétés électromagnétiques des méta-matériaux.....	26
II.5.1. Les matériaux à permittivité négative.....	26
II.5.2. Les matériaux à perméabilité négative.....	29
II.5.3. Les matériaux à indice négatif (NIM).....	31
II.5.4. les matériaux à main gauche.....	32
II.6. Modélisation des méta-matériaux par ligne de transmission	34
II.7. Applications générale des méta-matériaux.....	38
II.7.1. Dans le domaine de l'optique	38
II.7.2. Dans le domaine micro-onde.....	38
II.7.3. Méta-matériaux et l'invisibilité	39
II.7.4. Application des méta-matériaux aux antennes.....	39
II.8. Conclusion.....	42

Chapitre III :Résultats numériques et discussions

III.1. Introduction.....	43
III.2. Etape de conception.....	43
III.2. 1. Calcule des paramètres physiques de l'antenne.....	44
III.2. 2. Calcule des paramètres physiques de la ligne d'alimentation.....	46

III.2.3. Calcul des dimensions du plan de masse.....	48
III.3. Antenne patch simple à 3.5 GHZ.....	48
III.4. Antenne avec superstrat méta-matériaux.....	51
III.4.1. SRR rectangulaire.....	51
III.4.2. SRR circulaire.....	56
III.5. Antenne avec une couche méta-matériaux entre le plan de masse et patch.....	64
III.5.1. Un réseau SRR circulaire (63 cellules).....	64
III.5.2. Un SRR circulaire (une cellule).....	66
III.5.2. Cinq SRR circulaire.....	68
III.6. Antenne avec plan de masse charge par une fente.....	70
III.6.1. Antenne de base avec le plan de masse chargé par un CSRR.....	70
III.6.2. Antenne avec superstrat méta-matériaux (5 SRR) chargé par un CSRR dans le plan de masse.....	72
III.6.3. Antenne avec méta-matériaux entre patch et le plan de masse chargé par une fente forme U.....	74
III.7. Tableau de comparaison.....	78
III.6. Conclusion.....	79
Conclusion générale	80
Référence Bibliographique.	

LISTE DE FIGURE

Chapitre I :

Figure I.1 : Représentation d’une antenne imprimée alimentée en microbande.....3

Figure I.2 : Différentes formes de l’élément rayonnant des antennes imprimées.....4

Figure I.3 : Zone de rayonnement d’une antenne.....4

Figure I.4 : Puissance rayonnée par une antenne.....5

Figure I.5 : Diagramme de rayonnement bidimensionnel en : (a) coordonnées cartésiennes ; (b) coordonnées polaire.....7

Figure I.6 : Modèle électrique d’une antenne.....8

Figure I.7 : Modèle d’impédance complexe d’une antenne (Modèle électrique).....9

Figure I.8 : variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....12

Figure I.9 : Polarisation du champ électromagnétique.....12

Figure I.10 : Alimentation du patch : -a- par un câble coaxial ; -b- par une ligne microbande.-c- par une ligne microbande en sandwich ; -d- par une ligne coplanaire ; -e- par couplage...13

Figure I.11 : modélisation de l’antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées.....14

Figure I.12: Modèle de cavité.....15

Figure I.13 : Exemples de miniaturisation par introduction de fente.....19

Figure I.14 :(a) Structure de Sierpinski appliquée à un dipôle; (b) Structure de Von Koch appliquée à une antenne patch.....19

Figure I.15 : Exemples de miniaturisation par effet de charge capacitif ou inductif.....20

Chapitre II

Figure II.1 : Photos des premières spéculations proposées par Vaselego pris de son archive..23

Figure II.2 : Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques.....24

Figure II.3 : Un méta matériau bidimensionnel doublement négatif et montage expérimental.....24

Figure II.4 : Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité ϵ et de leur perméabilité μ25

Figure II.5 : Structure du réseau de fils métalliques minces proposé par Pendry pour avoir un milieu à permittivité négative.....28

Figure II.6 : Exemple de la permittivité (partie réelle) d’un réseau de fils.....28

Figure II.7 : Structure proposée par Pendry afin de créer le plasma magnétique.....29

Liste des figures

Figure II.8 : (a) Exemple de la perméabilité d'un réseau de SRR, la perméabilité (partie réelle) devient négative à environ 8.5 GHz. (b) La permittivité (partie réelle) reste toujours positive Le champ magnétique est orienté selon l'axe du SRR.....	30
Figure II.9 : Combinaison de SRRs et les fils coupes représentant de structure à indice négative.....	31
Figure II.10 : Exemple de la permittivité et de la perméabilité d'un réseau constitué de fils minces et de SRR.....	31
Figure II.11 : Lois de réfraction des ondes électromagnétiques l'interface d'un milieu main-gauche.....	33
Figure II.12 : Trièdre (E, H, k) d'une onde électromagnétique :a) milieu conventionnel b) milieu main-gauche.....	33
Figure II.13: Modèle de tronçon de ligne classique (main droite) avec pertes.....	34
Figure II.14 : Modèles de tronçons de ligne duale (main gauche) avec pertes.....	35
Figure II.15 : Diagrammes de dispersion correspondant aux deux cas idéaux de lignes main gauche et de ligne main droite.....	36
Figure II.16 : Modèles de tronçons de ligne CRLH : (a) sans pertes. (b) avec pertes.....	36
Figure II.17 : Diagramme de dispersion correspondant à une ligne CRLH Figure II.18 :a) résolution d'une super lentille ; b) résolution avec une lentille classique.....	37
Figure. II-18:(a) résolution d'une super lentille ; (b) résolution avec une lentille classique.....	38
Figure II.19: Schéma théorique du contournement des ondes électromagnétiques dans un matériau à indice négatif dans un but de camouflage.....	39
Fig. II.20 – Schéma de l'interféromètre de Fabry-Pérot.....	41

Chapitre III

Figure III.1: schéma d'une antenne patch.....	44
Figure III.2 : antenne patch avec ligne d'alimentation.....	46
Figure III.3 : Modèle de base réalisé par IE3D.....	48
Figure.III.4 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	49
Figure.III.5: la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée.....	49
Figure.III.6 : variation du ROS en fonction de la fréquence.....	50
Figure.III.7 : distribution de courant.....	50

Liste des figures

Figure.III.8 : Les diagrammes de rayonnements (a) en gain et (b) en directivité.....	51
Figure III.9 : Antenne avec SRR rectangulaire au-dessus du patch.....	52
Figure.III.10 : Le coefficient de réflexion S_{11} pour W_m variable.....	52
Figure.III.11 : Le coefficient de réflexion S_{11} pour L_m variable.....	53
Figure.III.12: Le coefficient de réflexion S_{11} pour S variable.....	53
Figure.III.13 : Comparaison de S_{11} entre antenne seul et antenne avec SRR rectangulaire...54	
Figure III.14: variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence.....	54
Figure.III.15 : variation de ROS en fonction de la fréquence.....	55
Figure.III.16 : diagramme de rayonnement (a) en gain et (b) en directivité.....	55
Figure.III.17: Antenne avec SRR circulaire au-dessus du patch.....	57
Figure.III.18 : Coefficient de réflexion S_{11} pour S variable.....	57
Figure.III.19 : Comparaison entre antenne seul et antenne avec méta-matériaux.....	58
Figure.III.20: diagramme de rayonnement(a) en directivité (b) en gain.....	58
Figure.III.21: diagramme de rayonnement(a) en directivité (b) en gain.....	59
Figure.III.22 : Antenne avec un réseau SRR circulaire au-dessus du patch.....	60
Figure.III.23 : variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	60
Figure.III.24 : diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité.....	61
Figure III.25: antenne méta-matériau avec 5 SRR circulaires.....	62
Figure III.26 : variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	62
Figure.III.27: diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité.....	63
Figure.III.28 : antenne avec une surface méta-matériaux entre plan de masse et patch.....	64
Figure.III.29 : variation du coefficient de réflexion en fonction la fréquence.....	64
Figure.III.30 : diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité.....	65
Figure III.31: antenne avec une SRR entre plan de masse et patch.....	66
Figure III.32 : variation du coefficient de réflexion en fonction la fréquence.....	66
Figure III.33 : diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité.....	67
Figure III.34 : antenne avec une SRR entre plan de masse et patch.....	68
Figure III.35 : variation du coefficient de réflexion en fonction la fréquence.....	68
Figure.III.36 : diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité.....	69
Figure.III.37 : Antenne de base chargée par un CSRR dans le plan de masse.....	70
Figure.III.38 : variation du coefficient de réflexion en fonction la fréquence.....	71
Figure.III.39: diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité.....	71
Figure.III.40: Antenne méta-matériaux chargée par un CSRR dans le plan de masse.....	72
Figure.III.41: variation du coefficient de réflexion en fonction la fréquence.....	73

Liste des figures

Figure.III.42: diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité.....	73
Figure III.43 : Antenne avec méta-matériaux entre patch et plan de masse avec une fente.	74
Figure.III.44: variation du coefficient de réflexion en fonction la fréquence.....	75
Figure.III.45: diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité.....	75
Figure.III.46: diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité.....	76
Figure.III.47: diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité.....	76

LISTE DES TABLEAUX

Tableau. I.1 : Applications typiques de l'antenne patch.....	17
Tableau. III.1 : paramètre de l'antenne patch simple 3.5GHZ.....	48
Tableau .III.2 : Paramètres du modèle de base.....	51
Tableau .III.3 : Tableaux des résultats pour une SRR circulaire.....	56
Tableau III.4 : Paramètres de l'antenne avec superstrat SRR circulaire.....	59
Tableau.III.5 : résultats de la simulation de l'antenne avec un réseau SRR circulaire.	61
Tableaux.III.6 : résultats de la simulation de l'antenne méta-matériau avec 5 SRR circulaires.....	63
Tableau .III.7: Résultats de la simulation de l'antenne avec une surface méta-matériaux entre plan de masse et patch.....	65
Tableau.III.8: Résultats de la simulation de l'antenne avec un SRR entre plan de masse et patch.....	67
Tableau .III.9: Résultats de la simulation de l'antenne avec une SRR entre plan de masse et patch.....	69
Tableau .III.10 : Résultats de la simulation de l'antenne de base dont le plan de masse est chargé par un CSRR.....	72
Tableau .III.11 : Résultats de la simulation de l'antenne avec superstrat mét-matériaux chargée par CSRR dans le plan de masse.....	74
Tableau .III.12 : Résultats de la simulation de l'antenne méta-matériaux chargée par une fente U dans le plan de masse.....	77
Tableau.III.13 :comparais entre differentes structure.....	79

LISTE DES ACRONYMES

ROS (VSWR) : Rapport d'Onde Stationnaire.

BP : Bande Passante.

U : Intensité de rayonnement ($W/(unité\ d'angle)$).

D : Gain de directivité.

P_{rad} : Puissance totale radiée (W).

G : Gain.

Wifi : Wirelexfidélité.

PC : *Presnel* Compoutre.

MLT : Modèle de la ligne de transmission

FDTD : Finité Différence Time Domaine.

MOM : Method of Moments.

FEM : Finite element method.

SDT : Spectral Domaine Technique.

CST : Computer Simulation Technology.

MMIC: Microwave Monolithic Integrated Circuit.

HFSS : High Frequency Structure Simulator.

SRR : Split Ring Resonater.

3D : 3 dimensions.

DPS : Les Matériaux doublement positifs.

MNG : Les Matériaux à perméabilité négative.

ENG : Les Matériaux à permittivité négative.

DNG : Les Matériaux doublement négatifs.

MNR : MaterialsWithNegativeRefractive index.

une perméabilité négative avec un arrangement de réseau de fils métalliques présentant une permittivité négative.

Les travaux de ce projet reposent sur l'exploitation des propriétés doublement négatif des cellules Métamatériaux de type SRR rectangulaire et circulaire associées à une antenne patch rectangulaire simple alimentée par une ligne avec encoche, afin de réaliser des structures d'antennaires miniatures et performantes.

Le manuscrit de notre mémoire de fin d'étude est divisé en trois chapitres :

- Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art des antennes imprimée dans lequel on explique les caractéristiques générales ; les propriétés et les applications des antennes imprimées. On le termine par la représentation de quelques techniques de miniaturisation.
- Le deuxième chapitre lui aussi est consacré à l'état de l'art des métamatériaux. Nous présentons en premier lieu l'historique ainsi que les différentes propriétés, Nous distinguerons ensuite une méthode de modélisation par ligne de transmission, Pour clôturer le chapitre, un ensemble d'applications de Métamatériaux, dans les domaines d'optique et micro-onde (particulièrement au antenne patch), est exploré.
- Le dernier chapitre vise à proposer de nouveaux modèles des antennes métamatériaux à base d'une antenne patch rectangulaire alimenté par ligne avec encoche dans la fréquence 3.5 GHz . Le premier modèle c'est une structure avec un superstrat : cellules SRR. Pour le deuxième modèle, la couche des cellules SRR est insérée entre patch et plan de masse. Le dernier modèle proposé présente une fente chargée avec le plan de masse de forme CSRR (Complementary SRR : résonateur en anneau fendu complémentaire) une fois, et une fente sous forme d'un U une autre fois. Finalement, nous présentons un tableau qui résume la comparaison des différents paramètres des structures proposées.

Chapitre I

Etat de l'art de l'antenne imprimée

I.1. INTRODUCTION

Le développement des télécommunications spatiales, les contrôles et les commandes à distance, ont fait apparaître la nécessité croissante de réaliser des dispositifs micro-ondes peu coûteux et peu encombrants, faisant appel à une technologie simple et économique. Les systèmes micro-ondes à structure micro ruban ont été à l'origine du développement des antennes imprimées (antennes plaques ou antennes patch) qui sont le plus souvent utilisées en réseaux afin d'améliorer leurs performances et de permettre la réalisation de fonctions très particulières.

Dans ce chapitre nous présentons la description et le mécanisme de fonctionnement, les avantages, les inconvénients des antennes patch, ainsi que les différents types d'alimentation.

I.2. STRUCTURE D'UNE ANTENNE IMPRIMEE

Une antenne imprimée est constituée d'une ou plusieurs plaques métalliques de fine épaisseur de forme géométrique appropriée (carré, rectangle, disque ou d'autres formes plus complexes) formant l'élément rayonnant, déposée sur une face d'un substrat diélectrique tandis que l'autre face est déposée sur une métallisation complète constituant le plan de masse.

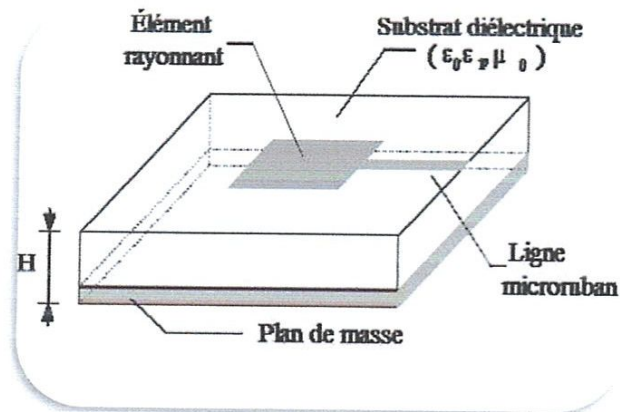


Figure. I.1 : Représentation d'une antenne imprimée alimentée en microbande.

L'emploi d'antennes patches est quasiment généralisé dans tous les systèmes de communication mobile. Ces antennes sont légères, peu encombrantes et peu coûteuses [1].

L'antenne patch peut prendre plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle, ou d'autres, leurs dimensions sont faibles de l'ordre de $\lambda/2$ à λ .

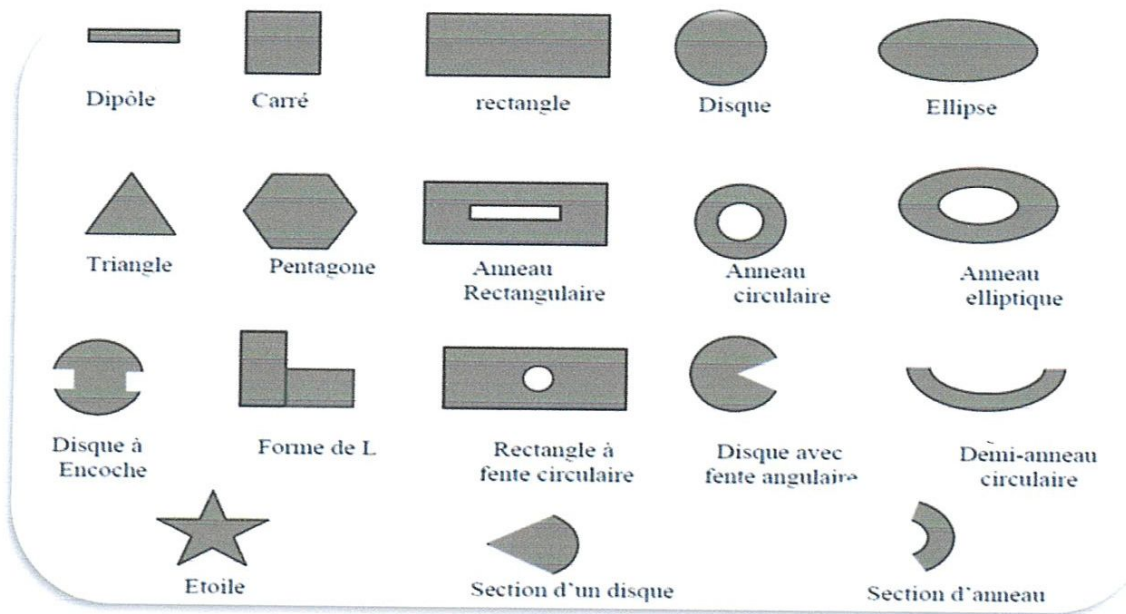


Figure I.2: Différentes formes de l'élément rayonnant des antennes imprimées.

Parmi toutes les formes des éléments rayonnants, le rectangle est le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnement des antennes patch [2].

I.3.CARACTERISTIQUES DES ANTENNES PATCH : [25]

I.3.1. Caractéristiques de rayonnement

a/ Zone de rayonnement d'une antenne

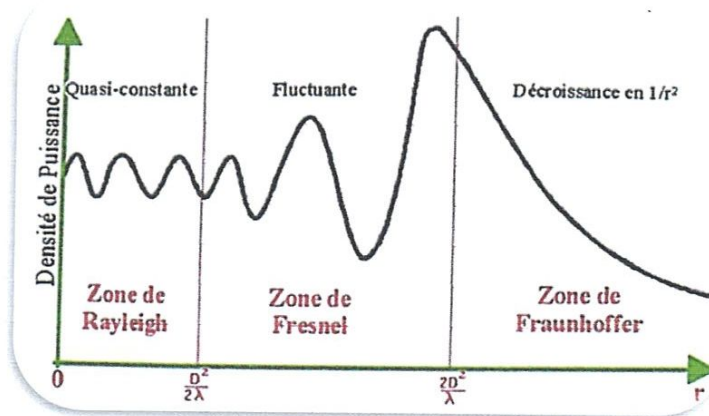


Figure 1.3 : Zone de rayonnement d'une antenne

Où r correspond à la distance entre le point de référence et la frontière entre les champs proches et lointain. D le diamètre de la surface équivalente de l'antenne. λ correspond à la longueur d'onde.

Il existe trois zones de rayonnement qui sont classées comme suite :

- Zone de Rayleigh ou zone proche $[0 \text{ à } \frac{D^2}{2\lambda}]$: la densité de puissance est quasiment constante.
- Zone de Fresnel ou intermédiaire $[\frac{D^2}{2\lambda} \text{ à } \frac{2D^2}{\lambda}]$: la densité de puissance est fluctuante.
- Zone de Fraunhofer ou zone lointain $[\frac{2D^2}{\lambda} \text{ à } \infty]$: les champs sont rayonnés sous la forme d'onde plane.

b/ Puissance rayonnée par une antenne

Une antenne sert à convertir une puissance électrique en une puissance rayonnée, c'est-à-dire transportée par une onde électromagnétique, qui peut se propager dans toutes les directions de l'espace. Les directions dans lesquelles cette puissance vont dépendre des caractéristiques de l'antenne.

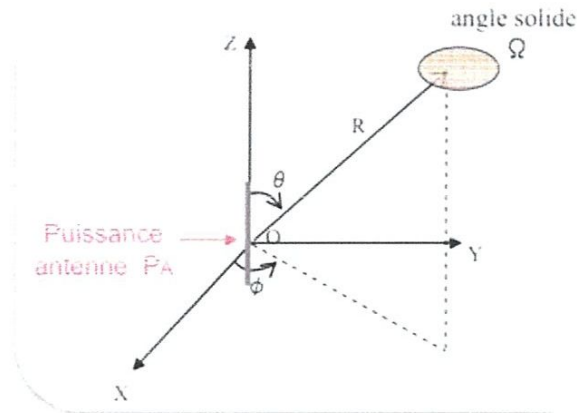


Figure 1.4 : Puissance rayonnée par une antenne.

La puissance rayonnée dans une direction quelconque (θ, φ) dans un angle solide (exprimé en stéradian sr) est donnée en W/sr par :

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega} \quad (\text{W ou W/sr}) \quad (\text{I.1})$$

avec P_A puissance électrique fournie par l'alimentation.

La puissance fournie à une surface élémentaire située à une distance R est donnée en W/m^2 par :

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega \cdot R^2} \quad (\text{W /m}^2) \quad (\text{I.2})$$

La puissance rayonnée totale correspond à la somme des puissances rayonnées dans toutes les directions de l'espace est :

$$P_{tot} = \iint_{\theta\varphi} P(\theta, \varphi) d\varphi d\theta (W/m^2) \quad (I.3)$$

A partir de la mesure de la puissance rayonnée, il est possible de déterminer la valeur du champ électrique. En espace libre et en champ lointain, la puissance transportée par l'onde est donnée par le vecteur de Poynting et les champs E et H sont perpendiculaires, en phase et reliés par l'impédance d'onde. On peut en déduire la relation suivante :

$$P = \frac{1}{2} E \cdot H = \frac{1}{2} \frac{E^2}{\eta} = \frac{P_A}{4\pi R^2}$$

$$E = \sqrt{\frac{P_A}{2\pi\eta R^2}} = \frac{\sqrt{60P}}{R} \quad (\text{espace libre et champ lointain}) \quad (I.4)$$

Avec : η est l'impédance d'onde dans le vide, $\eta = 120\pi \approx 377 \Omega$.

c/ Diagramme de rayonnement

Les antennes omnidirectionnelles et émettent ou reçoivent dans des directions privilégiées. Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il indique les directions de l'espace (θ_0, φ_0) dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale.

On trace dans le diagramme de rayonnement la fonction caractéristique de rayonnement $r(\theta, \varphi)$, qui varie entre 0 et 1 selon la direction. Celui-ci peut se représenter sous différentes formes.

En général, le diagramme de rayonnement d'une antenne est représenté dans les plans horizontaux ($\theta = 90^\circ$) et verticaux ($\varphi = \text{constante}$), ou bien dans les plans E et H.

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_0(\theta_0, \varphi_0)} \quad (I.5)$$

$P(\theta, \varphi)$: Puissance rayonnée une direction quelconque.

$P_0(\theta_0, \varphi_0)$: Puissance rayonnée max.

Ces diagrammes sont le plus souvent exprimés en dB :

$$r_{dB}(\theta, \varphi) = 10 \log_{10}(r(\theta, \varphi)) \quad (I.6)$$

Représentation graphique

Il existe une multitude de façons de représenter le rayonnement d'une antenne : diagramme en champ, en puissance, gain, directivité, en polaire ou cartésien, en linéaire ou en décibels, en 2D ou 3D

Exemples de diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires :

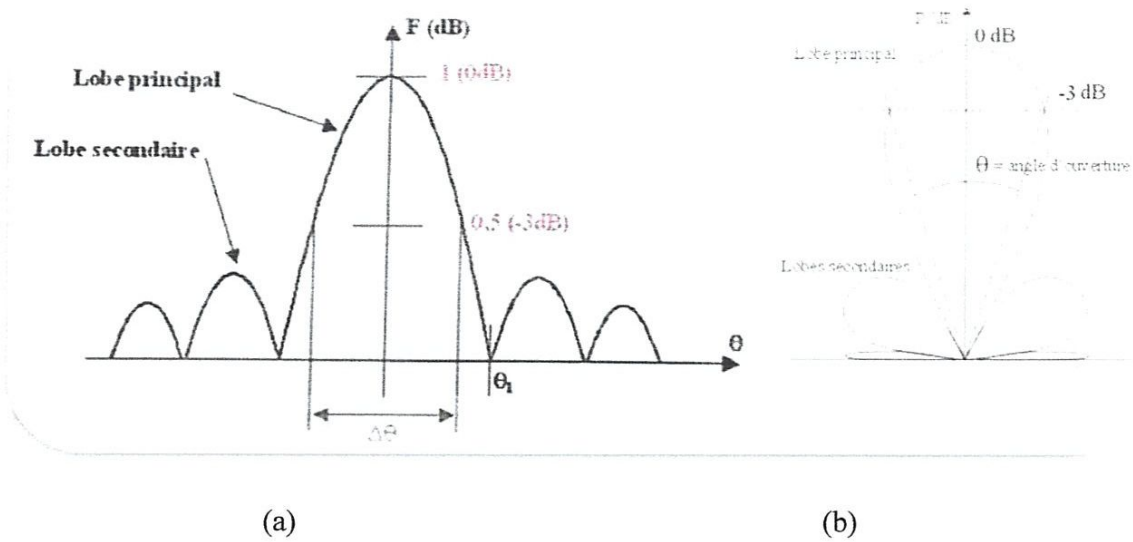


Figure I.5: Diagramme de rayonnement bidimensionnel en : (a) coordonnées cartésiennes ; (b) coordonnées polaire.

En général, la puissance est concentrée dans un ou plusieurs « lobes ». Le lobe principal correspond à la direction privilégiée de rayonnement. Les lobes secondaires sont généralement des lobes parasites. Dans ces directions, l'énergie rayonnée est perdue donc on cherche à les atténuer.

d/ Angle d'ouverture θ

L'angle d'ouverture est l'angle que font entre elle les deux directions du lobe principal selon lesquelles la puissance rayonnée est égale à la moitié (à -3dB) de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal.

e/ Directivité

La directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_r}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r} \tag{I.7}$$

f/ Gain

Le gain $G(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ sur la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes. En général, le gain G correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal (θ_0, φ_0) :

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a} \Rightarrow G = 4\pi \frac{P(\theta_0, \varphi_0)}{P_a} \tag{I.8}$$

g/ Rendement

Le rendement η d'une antenne traduit sa capacité à transmettre la puissance électrique en entrée P_A sous forme de puissance rayonnée P_R . Le rendement est lié aux pertes dans le réseau de polarisation et dans les éléments rayonnants.

$$P_R = \eta \cdot P_A \Rightarrow G = \eta \cdot D \quad (I.9)$$

I.3.2. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Une antenne rayonne efficacement sur une bande de fréquence étroite qui correspond à sa fréquence de résonance. Lorsqu'un signal variable excite une antenne, des charges sont mis en mouvement le long de l'antenne donnant naissance à un rayonnement. La résonance correspond à une situation où ces charges sont en oscillation permanente. Pour représenter ce comportement résonant qui varie avec la fréquence, il est possible de modéliser l'antenne par un circuit passif RLC équivalent (**Modèle électrique d'une antenne**). Afin d'éviter toute perte liée à la désadaptation entre la source électrique et l'antenne, il est nécessaire d'assurer les conditions d'adaptation.

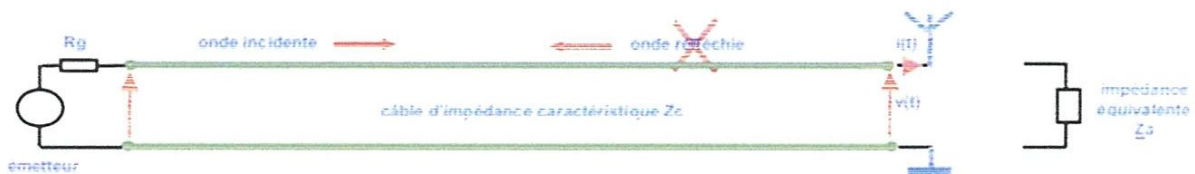


Figure 1.6 : Modèle électrique d'une antenne

Pour que toute la puissance fournie par l'émetteur soit rayonnée, il faut adapter le câble en sortie, ce qui supprime l'onde réfléchie souvent le câble a une impédance $Z_c = 50$ ohms, on s'efforce donc de fabriquer des antennes d'impédance 50 ohms.

a/ Impédance d'entrée

On peut résumer le comportement de l'antenne passive ainsi : une antenne stocke des charges (comportement capacitif = stockage sous forme d'énergie électrique), s'oppose aux variations des courants qui y circulent (comportement inductif = stockage sous forme d'énergie magnétique) et dissipe une partie de l'énergie (pertes ohmiques et par rayonnement). D'un point de vue électrique, une antenne passive peut donc être modélisée par un circuit équivalent RLC (valable pour une antenne dipôle)

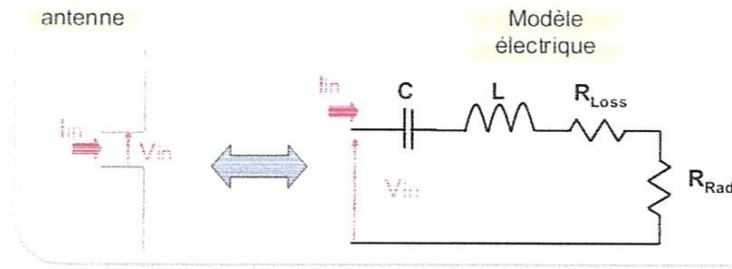


Figure I.7 : Modèle d'impédance complexe d'une antenne (Modèle électrique).

L'impédance d'entrée Z_{in} vue à l'entrée de l'antenne est donnée ci dessous. A noter que les valeurs du modèle ne sont valides que sur des bandes étroites

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_{in} + j \cdot X_{in} \quad (I.10)$$

$$\begin{array}{l} \swarrow \quad \searrow \\ \text{Partie active : } R_{in} = R_{Rad} + R_{Loss} \quad \text{partie réactive } X_{in} = iL\omega + \frac{1}{iC\omega} \end{array}$$

R_{Rad} : Résistance de rayonnement.

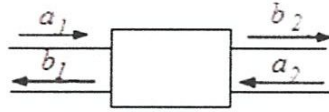
R_{Loss} : Résistance de pertes.

Par exemple, prenons le cas d'une antenne dipôle. L'inductance et la capacité sont liées à la longueur de l'antenne. En basse fréquence, l'inductance est négligeable et l'antenne se contente de stocker des charges. Lorsque la fréquence augmente, l'effet de la capacité diminue alors que celui de l'inductance s'accroît et une partie de l'énergie est stockée sous forme d'énergie magnétique. A une fréquence particulière appelée fréquence de résonance, l'inductance et la capacité sont égales en magnitude et leurs effets s'annulent. L'antenne est alors équivalente à une résistance pure. Si les pertes ohmiques sont négligeables, la puissance fournie à l'antenne est alors entièrement rayonnée. Sa capacité à rayonner est alors liée à la résistance de rayonnement.

b/ Les paramètres S et leurs significations :

La matrice S est une matrice d'onde comme nous allons le montrer par la suite. Nous donnons sa définition pour un quadripôle, sa généralisation étant alors évidente.

On considère le quadripôle :



La matrice reliant les ondes émergentes b_1 et b_2 aux ondes incidentes a_1 et a_2 s'écrit de la façon suivante:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \text{ avec } S_{ij} \text{ sont les paramètres S.}$$

$$\text{D'où : } b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \text{ et } b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

La signification des paramètres S est la suivante :

$$S_{11} = \left[\frac{b_1}{a_1} \right]_{a_2=0} \text{ C'est le facteur de réflexion à l'entrée, la sortie étant adaptée.}$$

$$S_{21} = \left[\frac{b_2}{a_1} \right]_{a_2=0} \text{ C'est le facteur de transmission d'entrée } \rightarrow \text{ sortie, la sortie étant adaptée.}$$

$$S_{22} = \left[\frac{b_2}{a_2} \right]_{a_1=0} \text{ C'est le facteur de réflexion en sortie } \rightarrow \text{ entrée, l'entrée étant adaptée.}$$

$$S_{12} = \left[\frac{b_1}{a_2} \right]_{a_1=0} \text{ C'est le facteur de transmission en sortie, l'entrée étant adaptée.}$$

c/ Adaptation et condition d'adaptation

Une antenne est reliée à la source par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c (en général, $Z_c = 50$). Pour assurer un transfert maximal de puissance entre l'alimentation et l'antenne, il est nécessaire d'assurer une adaptation d'impédance. L'adaptation permet d'annuler le coefficient de réflexion Γ_{in} ou S_{11} à l'entrée de l'antenne. Le coefficient de réflexion est le rapport entre l'onde réfléchi en entrée de l'antenne et l'onde incidente. Il dépend de l'impédance d'entrée de l'antenne et de l'impédance caractéristique.

$$P_A = P_S(1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (\text{I. 11})$$

$$S_{11} = \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (\text{I. 12})$$

$$\text{Condition d'adaptation : } S_{11} = 0 \leftrightarrow Z_{in} = Z_c$$

Avec P_A : puissance fournie par l'alimentation, P_S : puissance fournie par l'antenne.

En pratique, soit on cherchera à concevoir l'antenne de telle manière à ce qu'elle présente une impédance égale à Z_c à la fréquence de travail, soit on disposera en entrée de l'antenne un circuit de transformation d'impédance qui modifiera l'impédance d'entrée de l'antenne vue depuis la source et assurera l'adaptation d'impédance. Ce réseau est composé d'éléments passifs (filtres à base d'inductances et de capacités) ou de lignes de transmission (à haute fréquence).

d/ Le ROS ou Le VSWR :

d/ Le ROS ou Le VSWR :

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

Le VSWR est donné par:

$$\text{VSWR} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \text{ et } \Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_{in}+Z_c}{Z_{in}-Z_c} \quad (\text{I.12})$$

Où ; Γ : est appelé le coefficient de réflexion (S11).

V_r : est l'amplitude d'onde réfléchie.

V_i : est l'amplitude d'onde incidente.

Z_c : L'impédance caractéristique de circuit d'émetteur.

e/ La fréquence de résonance et la bande passante

Hormis les antennes multi-bandes et large bandes, les antennes sont souvent conçues pour travailler selon une seule norme. Cette norme impose une plage de fréquence sur laquelle l'objet communicant doit être à même de travailler, cette contrainte se retrouve donc sur tous les composants du module RF dont l'antenne. Ainsi il faut, pour l'antenne, garantir des caractéristiques acceptables notamment au niveau de l'impédance qui est dépendante de la fréquence. La bande passante d'une antenne définit donc la plage de fréquence dans laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil fixé arbitrairement. Généralement la bande passante correspond à la plage de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur de -10dB. Mais dans certaines applications, ce niveau peut être relevé à -6 dB ce qui permet relâcher certaines contraintes lors de la conception d'une antenne, c'est le cas, par exemple, pour certaines antennes de téléphone mobile. Il est cependant communément admis que si le seuil auquel est considéré la bande passante n'est pas précisé, il s'agit de la bande passante pour un S11 inférieur à -10dB. La (Figure I-6) montre le paramètre S11 d'une antenne en fonction de la fréquence et met en évidence la bande passante à -10 dB. Dans cet exemple la bande passante qui s'exprime en Hertz (Hz) est de 226 Mhz. [4]

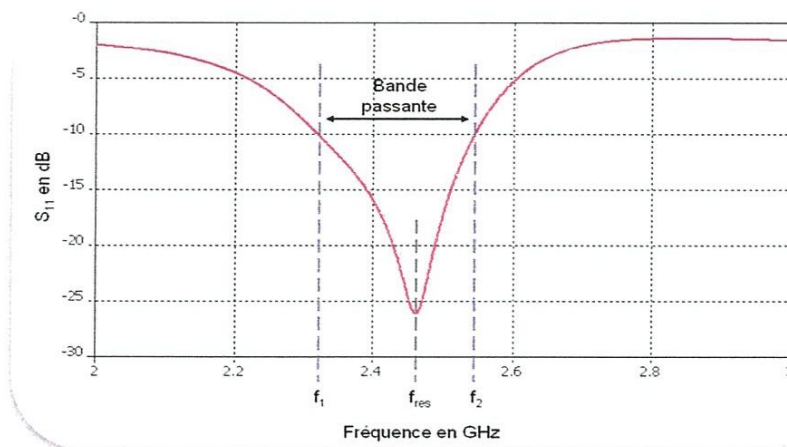


Figure I.8 : variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

La fréquence de résonance, f_{res} , correspond à la fréquence pour laquelle l'antenne est la mieux adaptée, c'est-à-dire pour laquelle le coefficient de réflexion est le plus faible. Sur une bande passante donnée, il est possible d'observer plusieurs minima donc plusieurs fréquences de résonance.

Afin de comparer des structures d'antennes, on exprime souvent la bande passante, d'une antenne en pourcentage par rapport à la fréquence de résonance.

$$BP(\%) = 100 \cdot \frac{f_2 - f_1}{f_{res}} \quad (I.14)$$

f/ Polarisation d'une antenne

La polarisation est définie comme étant l'orientation du champ électrique E d'une onde électromagnétique. Si E garde une direction constante dans le temps, on dit que l'on a une polarisation rectiligne. Si la direction varie avec le temps de telle sorte, l'extrémité du vecteur représentatif de E décrit un cercle ou une ellipse. On dit que l'on a une polarisation circulaire ou elliptique.

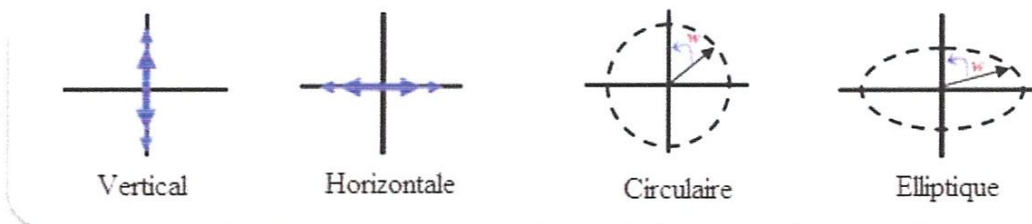


Figure I.9 : Polarisation du champ électromagnétique.

En règle générale, on considère que l'antenne réceptrice doit toujours avoir la même polarisation circulaire que l'antenne émettrice.

I.4. TECHNIQUES D'ALIMENTATION

L'alimentation des antennes microbandes, repose essentiellement sur deux classes d'excitation ; excitation avec contact et excitation sans contact. Dans les méthodes d'excitation avec contact, la puissance est acheminée aux patches rayonnants en utilisant un élément de contact tels le câble coaxial et la ligne microbande. Dans la deuxième classe d'excitation, le couplage électromagnétique est utilisé pour transmettre la puissance de la ligne microbande au patch rayonnant. Les quatre techniques d'alimentation les plus utilisées sont la ligne microbande, sonde coaxiale, couplage par fente et couplage de proximité [3].

A- Excitation avec contact

- ✓ Sonde coaxiale
- ✓ Ligne microbande

B- Excitation sans contact (par proximité)

- ✓ Ligne microbande
- ✓ Guide d'onde coplanaire
- ✓ Couplage pare fente

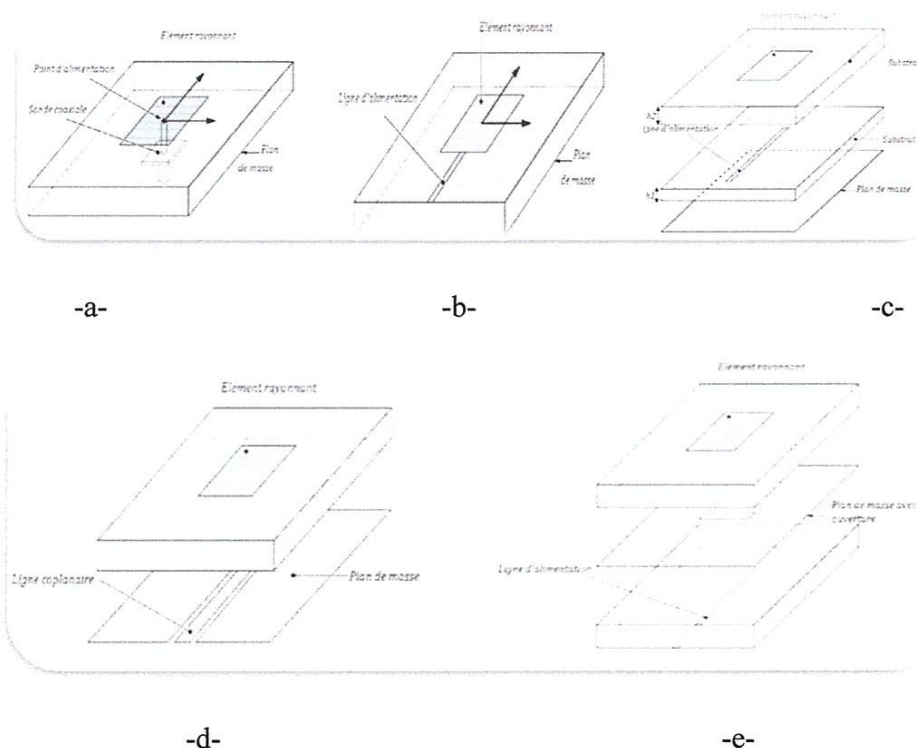


Figure I.10 : Alimentation du patch : -a- par un câble coaxial ; -b- par une ligne microbande.-c- par une ligne microbande en sandwich ; -d- par une ligne coplanaire ; -e- par couplage.

I.5. METHODES D'ANALYSE

Les antennes micro rubans, généralement constituées d'un élément rayonnant à deux dimensions imprimé sur un substrat de faible permittivité, sont principalement analysées par les méthodes dédiées aux circuits planaires. Ces méthodes peuvent être classées en deux grandes catégories: les méthodes analytiques simples, tels que le modèle de la ligne de transmission et le modèle de la cavité et les méthodes numériques (rigoureuses) telles que la méthode des moments, la méthode des éléments finis et la méthode des différences finies. Depuis les années quatre-vingt-dix de nouvelles méthodes dites d'optimisation basées sur les réseaux de neurones artificiels et les algorithmes génétiques ont été introduites avec succès.

I.5.1. Méthode analytiques :

Ces méthodes sont basées sur la distribution du courant magnétique autour du patch, les principales méthodes de cette catégorie sont le modèle de la ligne de transmission et le modèle de la cavité.

a- Modèle de la ligne de transmission

Le modèle de la ligne de transmission (MLT) était le premier et le plus simple modèle utilisé pour l'analyse et la synthèse des antennes micro rubans [5]. Dans ce modèle l'élément rayonnant est vu comme un prolongement d'une ligne de transmission. Malgré son caractère empirique, le modèle de la ligne de transmission peut être comparable en précision aux modèles les plus complexes surtout pour les substrats électriquement minces, il permet une bonne interprétation physique mais modélise difficilement le couplage.

Développé en premier lieu pour les patches rectangulaires [6], ce modèle a été amélioré pour permettre la modélisation d'autres formes de patch [7][8], le couplage [9], les substrats multicouches et les surfaces non planaires telle que la surface cylindrique [10].

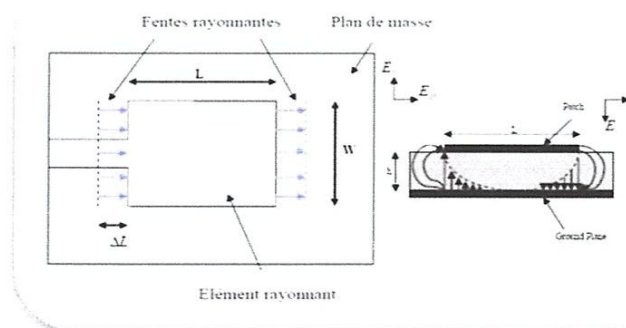


Figure I.11 : modélisation de l'antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées.

b- Modèle de la cavité

Le modèle de la cavité offre la simplicité et la visibilité physique dans l'analyse des antennes micro rubans. Une antenne imprimée peut être assimilée à une cavité fermée par deux murs électriques (le plan de masse et l'élément rayonnant) et quatre murs magnétiques verticaux. Une longueur et une largeur effective sont introduites pour prendre en compte les débordements des lignes des champs sur les bords de l'élément rayonnant [11][12].

Les champs à l'intérieur de la cavité peuvent être exprimés en fonction de modes discrets satisfaisant individuellement des conditions aux limites appropriées. Une fois ces champs connus, le champ rayonné, la puissance totale et l'impédance d'entrée seront alors déduits. Ce modèle n'est valide que pour des substrats électriquement minces et modélise difficilement le couplage [13].

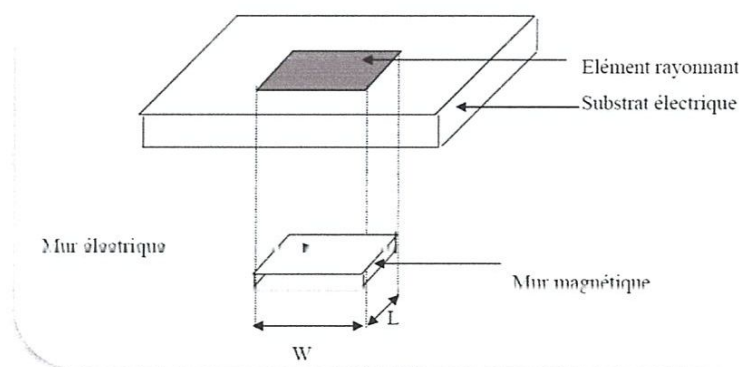


Figure I.12 : Modèle de cavité.

I.5.2. Méthodes rigoureuses (numériques) :

Lorsqu'il est appliqué correctement, ce modèle est très précis, très souple et traite les éléments isolés aussi bien que les réseaux, les formes arbitraires et le couplage. Cependant c'est le modèle le plus complexe. Ces méthodes sont basées sur le problème aux limites des grandeurs électromagnétiques, qui aboutissent à une équation intégrale en faisant appel aux fonctions tensorielles de Green, soit dans le domaine spectral, ou directement dans le domaine spatial. Ces méthodes ne souffrent d'aucune approximation et s'avèrent être très rigoureuses, puisque aucune supposition initiale n'est considérée. En outre, ces méthodes permettent d'étudier des antennes de formes très variées, mais font appel à des formulations ou calculs plus complexes et des temps de calcul plus importants.

Comme il est important de noter que, le choix des fonctions de test et l'intégration dans le plan complexe sont des étapes critiques durant le processus de résolution numérique.

Les différentes méthodes rigoureuses sont :

- méthode des moments (MOM)
- méthode des éléments finis (FEM) (finite element method)
- les techniques spectrales (SDT) (spectral domain technique)
- méthode des différences finis dans le domaine temporel (FDTD) (finite difference time domain)

Ces méthodes sont principalement utilisées par les logiciels de simulation, tels que : HFSS, CST Microwave Studio et IE3D. Nous présentons dans ce paragraphe l'outil numérique de modélisation et de conception utilisé dans le cadre de ce projet.

➤ **IE3D de ZELAND**

IE3D est un outil de simulation électromagnétique utilisant la méthode des moments et est conçu par la compagnie Zeland Software. [24] Ce logiciel permet de faire la conception et la simulation d'un grand nombre de circuits, comme les MMICs, les circuits micro-onde, les antennes en micro ruban et bien plus encore.

Premièrement, comme les outils de bureautique qu'on a l'habitude d'utiliser, IE3D offre une interface graphique conviviale et facile à utiliser.

Cet outil permet, entre autres, de simuler des structures métalliques en 3 dimensions contenues dans des couches multiples de diélectrique. Des bibliothèques de construction sont disponibles afin d'accélérer la conception. On peut donc rapidement insérer des formes de base telle que des rectangles, sphères, cercles, cylindres, etc. On peut également créer des formes non spéciales avec un outil de génération automatique. IE3D offre aussi la possibilité d'éditer le modèle en sélectionnant des points particuliers ou les arêtes d'un objet. Les capacités de construction et d'édition de modèle d'IE3D semblent donc suffisamment développées et faciles à utiliser pour son utilisation dans la conception d'antenne en micro-ruban.

Cet outil permet aussi de simuler un plan de masse finie ou infinie, ce qui distingue IE3D de plusieurs concurrents, car beaucoup d'outils de modélisation électromagnétique n'offrent que la simulation avec un plan de masse infinie. Dans le cas de la conception d'une antenne patch, l'utilisation d'une mise à la terre finie va donner des résultats plus proches de la réalité.

Enfin, IE3D est un logiciel bien adapté à la tâche effectuée dans le cadre de ce travail.

I.6. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES ANTENNES PATCH

Les antennes imprimées présentent de nombreux avantages comparés aux antennes micro-ondes classiques et leurs applications couvrent le large domaine de fréquence : 100 MHz à 100 GHz. Certains avantages sont les suivants [3] :

- Faible poids, encombrement réduit, configurations conformes possibles.
- Faible coût de fabrication, production en masse possible.
- Polarisation linéaire et circulaire pour les télécommunications.
- Antennes multi bandes, multi polarisations possibles.
- Compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Mono lithic Integrated Circuit).
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

Toutefois, les antennes micro ruban ont également des limitations que ne présentent pas les antennes traditionnelles [3]:

- La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan.
- Supportent uniquement des faibles puissances (100 W).
- Pertes de rayonnement par ondes de surfaces.

Ces limitations sont connues depuis plusieurs années et des progrès considérables ont été réalisés depuis pour améliorer les performances des antennes patch. Notamment, leur bande passante peut être augmentée jusqu'à 70 % en utilisant une configuration multicouche et leur gain peut s'accroître de 30 % en mettant en réseau plusieurs antennes.

I.7.APPLICATION D'UN ANTENNE IMPRIMEE :

Les avantages de l'antenne patch a permis de trouver de nombreuses applications. Certaines des applications de l'antenne patch sont énumérées dans le tableau I.1.

Système	Application
Antennes d'avion et de navire	La communication et la navigation, les altimètres, des systèmes aveuglent d'atterrissages
Missiles	Le radar, les fusibles de proximité et la télémétrie
Communications par satellites	La télédiffusion domestique directe, les antennes au bord des véhicules, la communication
Radio mobile	Les téléphones portables, la téléphonie mobile dans les véhicules
La télédétection	Grandes ouvertures légères
Biomédical	Les applicateurs dans le four à micro-ondes
Autre	Les alarmes d'intrusion, la communication personnelle, etc.....

Tableau I.1 : Applications typiques de l'antenne patch.

I.8. MINIATURISATION DES ANTENNES PATCH

Il existe plusieurs techniques différentes permettant d'obtenir une réduction de taille plus ou moins significative. Et en fonction du type d'antenne toutes ces techniques de miniaturisation ne sont pas applicables. Nous allons ici présenter les techniques de miniaturisation les plus courantes.

I.8.1. la modification du design de l'antenne

Une première façon de réduire significativement la taille des antennes consiste à modifier sa forme, son design. Sur les antennes planaires comme les patches, en introduisant des fentes ou des méandres latéraux sur le contour de l'antenne, le courant va être forcé de les contourner [14][15][16][17] et [18]. Cela va avoir pour conséquence de rallonger la longueur électrique, donc d'abaisser la fréquence de résonance de la structure. Une réduction de la fréquence de la résonance est équivalente à une réduction de la taille de l'antenne si on se ramène toujours à la même fréquence de travail. La mise en œuvre de cette technique peut réduire la taille d'une antenne patch de 50% mais la largeur de bande est diminuée ainsi que l'efficacité de rayonnement de l'antenne. La (Figure I.11) montre des exemples de mise en œuvre de cette technique de miniaturisation.

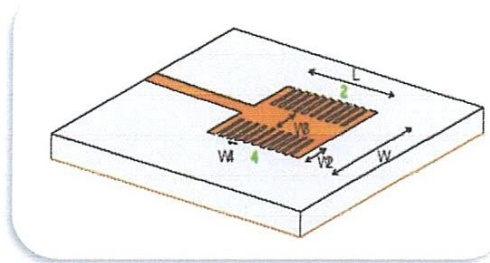


Figure I.11 : Exemples de miniaturisation par introduction de fente [26]

Un autre type de modification de design est l'utilisation de structures fractales, on parle alors d'antenne fractales. Il s'agit d'antenne classiques planaires ou filaires dont le design est issu d'algorithmes mathématiques basés sur des fonctions itératives. Parmi les formes fractales les plus utilisées, il y a celles de Von Kock, de Hilbert et de Sierpinski.

Les structures fractales peuvent également être appliquées à des structures imprimées ou planaires comme le montre l'antenne (Figure I.12-a) qui présente un dipôle utilisant deux tapis de Sierpinski et la (Figure I.12-b) qui présente un patch fractal.

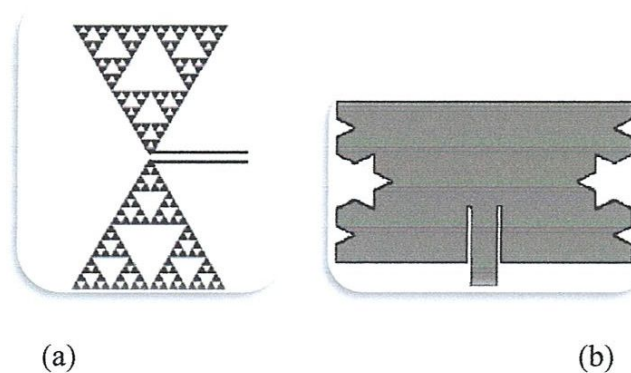


Figure I.12 : (a) Structure de Sierpinski appliquée à un dipôle; (b) Structure de Von Koch appliquée à une antenne patch [26]

Les structures fractales permettent de réduire la taille des antennes entre 20% et 40% mais elles sont aussi intéressantes dans le cas d'applications multi-bandes.

I.8.2. L'utilisation de court-circuit ou de charge

Une autre technique permettant de réduire la taille de certaines antennes repose sur l'utilisation de charge ou de court-circuit à des endroits appropriés en fonction de la structure. Par exemple une antenne monopole peut être raccourcie, tout en conservant la même fréquence de résonance, en introduisant une charge capacitive ou inductive dans la structure de l'antenne comme le montre la (Figure I.13). La réactance introduite par les effets capacitif ou inductif compense la partie imaginaire de l'impédance d'entrée du monopole raccourci, ce qui permet d'obtenir un bon niveau d'adaptation. Cette technique permet d'obtenir des réductions de taille de l'ordre de 50% mais une diminution de la bande passante et de l'efficacité de rayonnement est généralement observée et l'adaptation de la structure reste délicate [20].

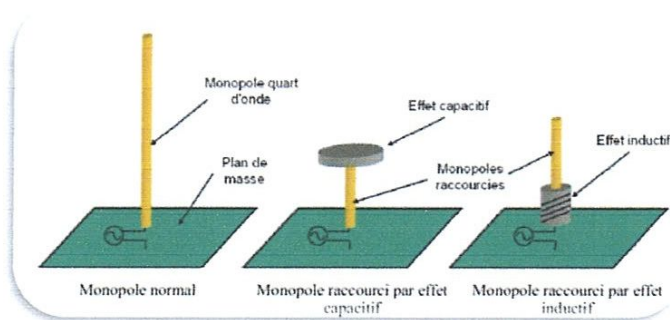


Figure I.13 : Exemples de miniaturisation par effet de charge capacitif ou inductif [26]

Une autre méthode pour réduire les dimensions d'antenne consiste à placer des courts circuits plans ou filaires entre l'élément rayonnant et le plan de masse. Les antennes PIFA ou IFA présentées précédemment sont des exemples de mise en œuvre de ce type de technique qui permet une réduction de taille de l'ordre de 50% sans que la dégradation au niveau de l'efficacité de rayonnement ou de la bande passante soit significative. Ceci contribue à rendre attractif ce type de structure dans les objets communicants où il est largement utilisé [22], [21], [23].

1.9.3. Les méta-matériaux

L'utilisation des méta-matériaux pour la miniaturisation des structures d'antenne est très certainement la méthode la plus récente. Les méta-matériaux sont des matériaux artificiels homogènes possédant des caractéristiques électromagnétiques inhabituelles obtenues par la mise en œuvre de structures périodiques de dimensions inférieures à la longueur d'onde. Ce type de matériau qui présente une permittivité et une perméabilité négative est également appelé matériau main gauche car le champ électrique, le champ magnétique et le vecteur d'onde forment un trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.

L'idée d'un tel matériau a été introduite par le russe V. G. Veselago en 1968 [19] mais ce n'est qu'en 2000 que les premières structures de ce type ont été réalisées. Ces méta-matériaux offrent de nouvelles propriétés physiques dont l'inversement de la loi Snell-Descartes (indice de réfraction négatif) qui permet de confiner les ondes électromagnétique et donc de miniaturiser des structures d'antennes.

I.9.CONCLUSION

La technologie microbande en général, et les antennes microbandes en particulier connaissent un succès croissant auprès des industriels et des professionnels des télécommunications, qu'elle soit spatiale ou terrestre. Il est nécessaire de bien définir l'intégralité de paramètres des antennes, afin de prévoir son comportement avant la réalisation d'une part, et de s'assurer qu'elle se conformera aux exigences des systèmes d'autre part.

De ce fait on a présenté dans ce chapitre une description générale des antennes microbandes, leurs caractéristiques leurs paramètres et leurs applications, ainsi que les différentes méthodes d'alimentation et d'analyse. On a aussi présenté les principales techniques de miniaturisation et d'amélioration des performances de ces antennes.

Vue la nouveauté des méta-matériaux et ces performances très intéressantes ; nous proposons des structures d'antenne méta-matériau, basée sur un modèle de base d'un patch rectangulaire alimenté par une ligne avec encoche, réalisé par le logiciel IE3D, dont l'objectif de trouver notre antenne miniaturisée.

Donc, le chapitre suivant est consacré aux états d'art des méta-matériaux et leur application.

Chapitre II

Etat de l'art des Méta matériaux

II.1. INTRODUCTION

La science et la technologie ont une soif insatiable de 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 méta-matériau; une sorte de structure artificielle possédant des propriétés (indice de réfraction négative) que l'on ne retrouve dans aucun matériau naturel.

Dans ce chapitre, nous allons étudier les méta-matériaux, leur origine, leurs principales propriétés, ensuite on va présenter une des méthodes d'analyse qui est la modélisation par ligne de transmission, finalement les applications de ces structures dans les domaines d'optique et micro-ondes sont exposées et on s'intéresse aux avantages qu'apporte les méta-matériaux aux antennes patch.

II.2. DEFINITION DES METAMATERIAUX

En physique le terme méta matériaux désigne dans son ensemble des matériaux composites artificiels qui présentent des propriétés électromagnétiques qu'on ne retrouve pas dans les matériaux naturels. « META » est un préfixe grec signifiant « au-delà » ou « un niveau au-dessus », comme dans métaphysique ou métalogique [37].

Donc les méta-matériaux sont des matériaux ayant des propriétés « au-delà » de ce l'on peut espérer observer dans des matériaux naturels. Plus précisément, en électromagnétisme et en optique, les méta-matériaux présentent des propriétés nouvelles susceptibles d'exciter l'imagination des chercheurs et des ingénieurs (l'indice de réfraction négatif, l'effet de doppler inverse,...). Le point le plus intéressant pour les méta-matériaux c'est qu'ils ont un indice de réfraction négatif ($n < 0$).

Les méta matériaux électromagnétiques possèdent une structure périodique métallo-diélectrique de dimensions inférieures à celles des ondes électromagnétiques dont ils affectent la propagation, et présentant des bandes interdites électromagnétiques.

II. 3. HISTORIQUE

La première spéculation sur l'existence des matériaux à indice de réfraction négatif et la prévision de leurs propriétés fondamentales a été faite par le physicien russe Victor Vaselego en 1967 (figure II.1)[33].

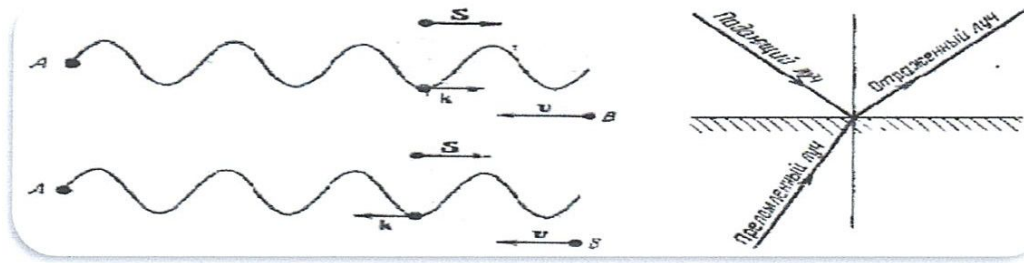


Figure II.1: Photos des premières spéculations proposées par Vaselego pris de son archive.

Cependant, la première vérification expérimentale de l'existence de l'indice négatif s'est produite après trois décennies plus tard. Pendry en 1996 a proposé des fils métalliques mince qui montrent la perméabilité négative aux fréquences microondes [46]. Comme montre Dans la première représentation (Figure II.2. a), il est exposé un réseau de fils métalliques parallèles dont le comportement est de type plasma et présente ainsi une permittivité négative [27].

Trois ans après, le même auteur a présenté une nouvelle structure appelée résonateur en anneau fendu (SRR: Split Ring Resonator) qui ont des réponses du type de celles des matériaux magnétiques et donc révèlent une perméabilité négative comme montré dans la deuxième géométrie (Figure II.2. b) [28].

L'association de ces deux formes constitue un matériau (Figure II.2. c)) pouvant être «doublement négatif», c'est-à-dire affichant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives au niveau de la résonance des SRR.

Les années 2000, il a été débuté l'élaboration des matériaux à « main gauche » ainsi structurés et le premier prototype a été expérimentalement testé avec succès par l'équipe de D.R. Smith [29]. L'élaboration de ce type de matériau a été rapidement étendue à d'autres formes (Figure II.3) ; c'est-à-dire une structure 2D. Une autre étendue 3D a été également élaborée donnant lieu à la réalisation d'un méta-matériau qui se comporte de la même manière dans les trois directions de l'espace [30].



Figure II.2. Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques.

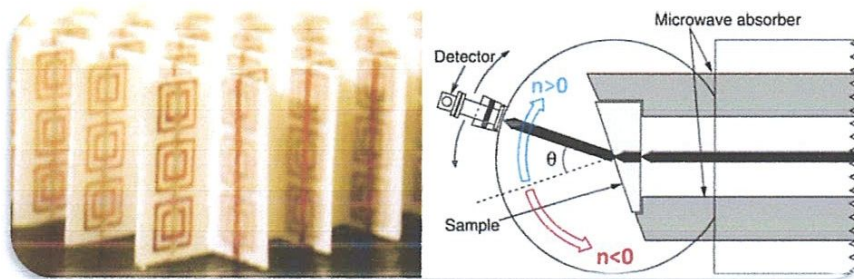


Figure II.3 : Un méta-matériau bidimensionnel doublement négatif et montage expérimental.

Depuis ces premiers travaux, une importante recherche a été développée comme en témoigne la quantité de publications sur le sujet dont l'objectif principal est la possibilité de l'utilisation de ces structures en optique photonique. Aussi longtemps que la périodicité des éléments métalliques est dans une échelle beaucoup plus petite que la longueur d'onde (inférieure à $\lambda/10$), le matériau se comporte comme un matériau uniforme et homogène. Actuellement, des méta-matériaux opérant à des longueurs d'onde de 1 à $2\mu\text{m}$ ont été réalisés [31]. A ces fréquences, leur cellule élémentaire est de l'ordre de 100nm et les détails des inclusions métalliques sont de l'ordre de la dizaine de nanomètres. Le développement des méta-matériaux en optique est donc tributaire de la nanotechnologie. Pourtant, l'enjeu en optique est important car de tels matériaux pourraient révolutionner l'optique traditionnelle en s'affranchissant de la limite de diffraction.

II.4. CLASSIFICATION DES MATERIAUX EN FONCTION DE LEURS PERMITTIVITE ET PERMEABILITE: [43]

Ces dernière années, des nouveaux concepts concernant la synthèse et les techniques de fabrication ont permis la construction de structures et de matériaux composés qui imitent des réponses ou des fonctions connues du matériau, ou qui ont de nouvelles qualités et des fonctions physiquement réalisables qui ne peuvent pas être disponibles dans la nature. La réponse d'un système à la présence du champ électromagnétique est déterminée par les propriétés du milieu, la (figure II.4) illustre ces propriétés par la définition de la permittivité ϵ et la perméabilité μ de ce milieu et les différentes configurations possibles du couple (ϵ, μ) .

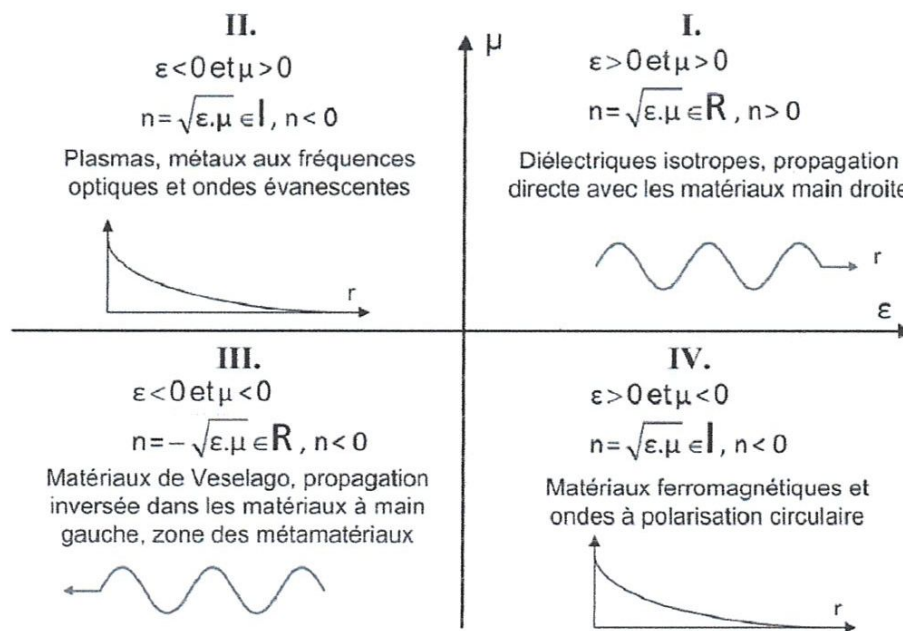


Figure II.4 : Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité ϵ et de leur perméabilité μ .

Les trois premières configurations ne sont pas nouvelles. En effet la zone (+,+) où les milieux sont doublement positifs (DPS) correspond aux matériaux classiques dits matériaux main droite (MMD), comme par exemple les matériaux diélectriques isotropes. Les milieux avec une permittivité (ENG, (-,+)) ou une perméabilité (MNG, (+,-)) négative sont aussi connus depuis longtemps dans l'électromagnétisme. Le modèle de Drude-Lorentz qui s'applique à la plupart des matériaux prévoit les régions au-dessous de la fréquence plasmas où la permittivité est négative. Les matériaux ferrimagnétiques produisent des régions de perméabilité négative due aux fortes interactions magnétiques dans ces matériaux. Les trois classes de matériaux (DPS, ENG et MNG) peuvent être trouvées dans la nature, par contre les

milieux doublement négatifs (DNG, $(-, -)$) sont inexistantes dans la nature mais physiquement ils sont réalisables.

Dans la littérature ils existent plusieurs synonymes de méta-matériaux pour désigner les matériaux (milieux) main gauche (MMG), ils se résument comme suit :

- ❖ Matériaux main gauche (MMG) (left-handed materials) : ce terme souligne la propriété fondamentale des méta-matériaux, qui est l'opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe.
- ❖ Matériaux à indice de réfraction négatif (negative refraction index materials) : cette appellation décrit les milieux 2D et 3D.
- ❖ Matériaux doublement négatif (double negative materials) : cette appellation mentionne les signes de la permittivité et la perméabilité du matériau, donc elle ne peut pas être utilisée hors contexte.
- ❖ Matériaux de veselago (Veselago medium) : cette appellation ne donne aucune propriété physique du matériau mais elle rend hommage au scientifique considéré comme le père des métamatériaux.
- ❖ Matériaux à onde inversée (back wardwave materials) : cette appellation souligne une autre propriété des méta-matériaux.

II.5. PROPRIETES ELECTROMAGNETIQUES DES METAMATERIAUX

II.5.1. Les matériaux à permittivité négative

La dépendance fréquentielle de la permittivité des métaux suit le modèle de Drude [46]:

$$\varepsilon_{eff} = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + j\omega_c\omega} \quad (II.1)$$

Avec ω_{pe} la fréquence plasma électrique donnée par l'équation (II.2),

ω_c : est la fréquence de collision donnée par l'équation (II.3).

$$\omega_{pe} = \sqrt{\frac{ne^2}{\varepsilon_0 m_e}} \quad (II.2)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\tau} \quad (II.3)$$

Avec

Avec

n : la densité d'électrons.

e : la charge élémentaire.

m_e : la masse.

τ : le temps de collision.

Si on considère le cas idéal dans l'équation (II.1), c'est-à-dire une partie imaginaire nulle, on déduit que les métaux présentent naturellement une permittivité négative en dessous de leur fréquence plasma électrique. Au vu des valeurs des éléments de l'équation (II.2), cette fréquence plasma électrique se situe typiquement dans le domaine du visible et de l'ultraviolet. Par exemple, elle est de 2184 THz pour l'or, 3570 THz pour l'aluminium et 1788 THz pour le cuivre [32].

Pour avoir une permittivité négative dans le domaine des micro-ondes, J. Pendry a proposé d'abaisser la fréquence plasma électrique [34][27]. La solution consiste à diluer le métal en créant un réseau périodique de fils minces métalliques séparés par de l'air (Figure II.5), cela permet d'abaisser la densité des électrons dans l'équation (II.2) car il revient à définir un milieu effectif régi également par le modèle de Drude, où n devient n_{eff} (II.4). De plus, le courant qui circule le long des tiges métalliques induit un champ magnétique qui agit à son tour sur les charges en rendant leur masse effective plus élevée, m_e devient m_{eff} (II.5).

$$n_{eff} = \frac{n\pi r^2}{a^2} \quad (II.4)$$

$$m_{eff} = \frac{\mu_0 e^2 \pi r^2 n}{2\pi} \ln \left(\frac{a}{r} \right) \quad (II.5)$$

Avec

n : la densité d'électrons dans les tiges métalliques,

r : leur rayon

a : l'espacement (le pas du réseau).

Et on peut s'exprimer à l'aide de la fréquence électrique du plasma ω_{ep} :

$$\omega_{ep} = \frac{n_{eff} e^2}{\epsilon_0 m_{eff}} \quad (\text{II.6})$$

Où

n_{eff} : est la densité volumique d'électrons.

e : est la charge de l'électron.

ϵ_0 : est la permittivité du vide.

m_{eff} : est la masse effective des électrons.

L'effet combiné de la dilution du milieu et de l'augmentation de la masse effective permet donc de diminuer la fréquence plasma électrique. Cette astuce a permis de créer un milieu présentant une permittivité négative exploitable dans le domaine des micro-ondes.

Un exemple de permittivité en fonction de la fréquence d'un réseau de fils métalliques est présenté dans la (Figure II.6).

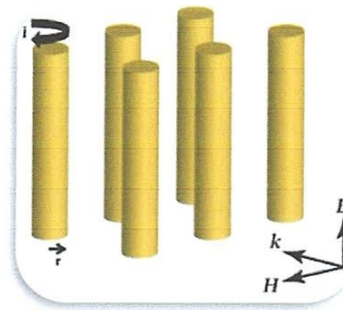


Figure II-5 : Structure du réseau de fils métalliques minces proposé par Pendry pour avoir un milieu à permittivité négative [46].

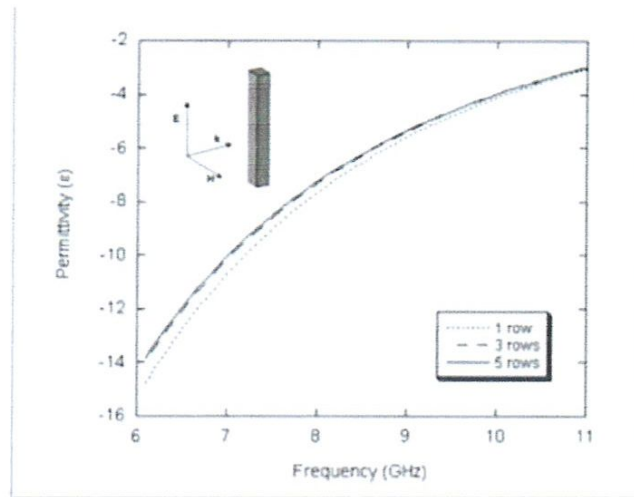


Figure II-6 : Exemple de la permittivité (partie réelle) d'un réseau de fils [36].

II.5.2. Les matériaux à perméabilité négative

Le magnétisme peut être obtenu à partir de matériaux non magnétiques, à condition que le matériau puisse supporter les boucles de courant qui provoquent un moment magnétique dipolaire. En général, le moment magnétique d'une boucle de courant n'est pas très fort, mais Pendry a proposé en 1999 d'augmenter artificiellement le magnétisme en ménageant une coupure dans la boucle. Ceci conduit à la géométrie désormais bien connue des anneaux fendus, ou SRR en anglais, qui ont une réponse résonante [35]. Comme la figure suivante le montre, ce type de structures contient une cellule unitaire composée de deux anneaux concentriques métalliques.

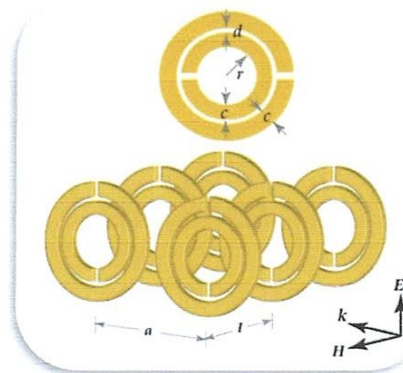


Figure II.7 : Structure proposée par Pendry afin de créer le plasma magnétique [46]

La dépendance fréquentielle de la perméabilité suit un modèle de Lorentz [46] donné par la formule suivante.

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{\omega_{pm}^2 - \omega_m^2}{\omega(\omega + j\Gamma) - \omega_m^2} \quad (\text{II.7})$$

Avec ω_m : la fréquence de résonance magnétique,

ω_{pm} : la fréquence plasma magnétique,

Γ : les pertes métalliques du SRR.

Ces fréquences peuvent s'écrire en fonction des paramètres géométriques des SRR (Figure II.7) à l'aide des équations :

$$\omega_m = \sqrt{\frac{3lc_0^2}{\pi \ln\left(\frac{2c}{d}\right)r^3}} \quad (\text{II.8})$$

$$\omega_{pm} = \frac{\omega_m}{\sqrt{1 - \frac{\pi r^2}{a^2}}} \quad (\text{II.9})$$

Avec : r : rayon de SRR interne et a : l'espacement (le pas du réseau).

Si les pertes métalliques sont suffisamment faibles, le SRR donne une valeur de perméabilité négative dans la bande de fréquences comprises entre ω_m et ω_{pm} . Un exemple est présenté dans la (Figure II.8), la perméabilité d'un SRR carré passe par une valeur négative autour de 8.5 GHz, la permittivité quant à elle reste positive.

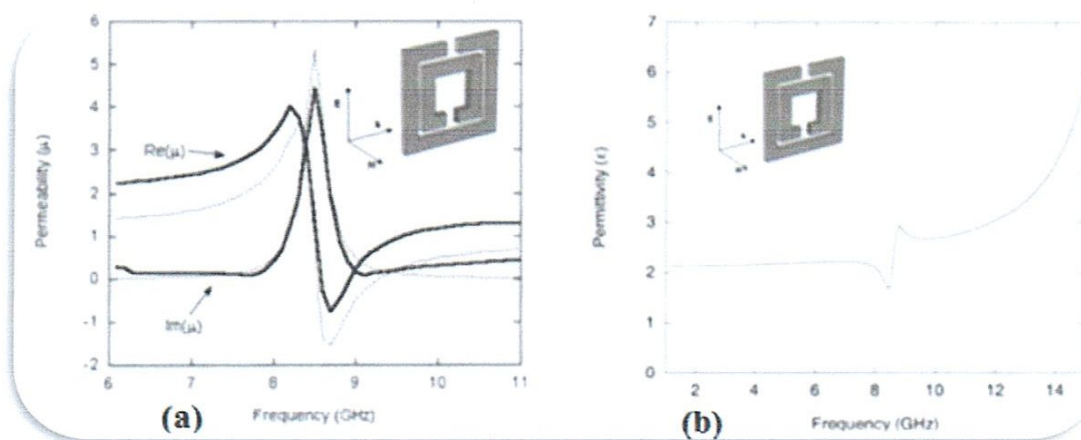


Figure II.8 : (a) Exemple de la perméabilité d'un réseau de SRR, la perméabilité (partie réelle) devient négative à environ 8.5 GHz. (b) La permittivité (partie réelle) reste toujours positive. Le champ magnétique est orienté selon l'axe du SRR [36].

II.5.3. Les matériaux à indice négatif (NIM)

Nous venons de décrire les propriétés des motifs élémentaires les plus utilisés dans le domaine des méta-matériaux. Afin d'illustrer leur potentiel, nous allons à présent montrer qu'il est possible de réaliser à partir de ces structures des milieux à indice de réfraction négatif, propriété qui n'existe pas dans la nature. Ce type de structure a été tout d'abord étudié théoriquement par Veselago à une époque où l'on pensait qu'une telle propriété n'était pas réalisable en pratique. [49]. Comme nous l'avons vu dans la section I.II.III, Veselago (figure II.4) conjectura qu'un indice de réfraction négatif correspond à une situation où les paramètres epsilon et mu sont tous les deux négatifs. Pour réaliser une telle substance, Smith et al. [40] ont proposé de combiner les deux briques de base que nous venons de décrire, c'est à dire les fils coupés [47] et les SRR [47], comme le montre la (figure II.9).

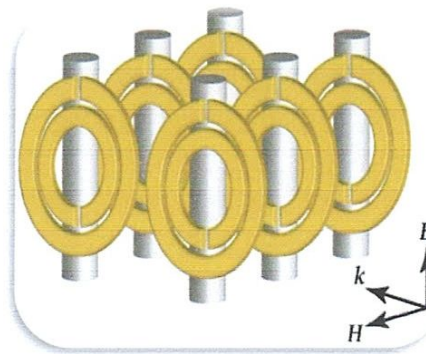


Figure II.9 : Combinaison de SRR et les fils coupés représentant de la structure à indice négative [46].

La Figure II.10 présente la permittivité et la perméabilité d'une structure faite de superposition du réseau de fil (Figure II.5) et du réseau de SRR (Figure II.9), cette superposition donne une bande de fréquence entre 8.5 et 9 GHz où ϵ et μ sont toutes deux négatives.

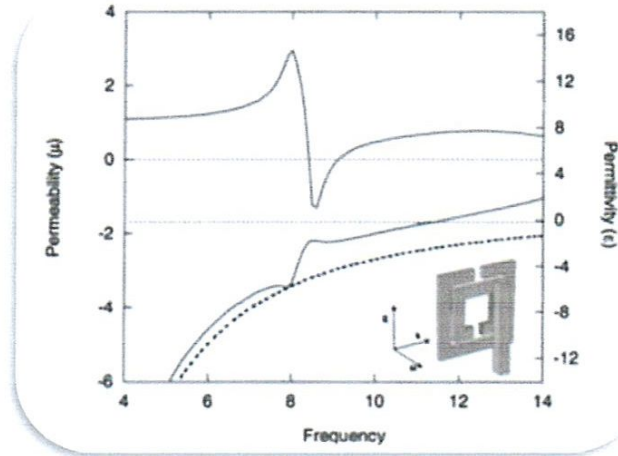


Figure II.10 : Exemple de la permittivité et de la perméabilité d'un réseau constitué de fils minces et de SRR,

D'après la figure II.10 on observe l'existence d'une bande de fréquences entre 8.5 et 9 GHz où les deux sont négatives [48].

Pour avoir une bonne adaptation d'impédance avec l'air, les valeurs de ϵ et μ doivent être proches comme le montre l'équation de l'impédance normalisée :

$$Z_n = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \quad (\text{II.10})$$

II.5.4. les matériaux à main gauche

La théorie des matériaux présentant une permittivité et une perméabilité, négatives depuis les années 60. Dès 1967, V. Veselago a appliqué les équations de Maxwell sur de tels matériaux, pour décrire le comportement des ondes électromagnétiques et obtenir la réfraction négative [33].

La réfraction est le phénomène optique qui explique que lorsque la lumière traverse l'interface entre deux milieux qui ont des vitesses de propagation différente, la lumière subit un changement brusque de trajectoire prédictible par la loi de Snell-Descartes (Figure II.11).

Lorsqu'une onde arrive depuis un milieu d'indice positif vers un matériau d'indice négatif, le trièdre formé par les champs électrique, et magnétique et le vecteur d'onde est un trièdre inversé (Figure II.12). L'indice négatif du méta-matériau implique que la vitesse de phase de

l'onde est négative (la vitesse de groupe et la vitesse de phase ont donc des directions opposées), ce qui entraîne l'inversion du vecteur d'onde. Par contre le vecteur de Poynting forme toujours un trièdre direct avec les vecteurs champs électrique et magnétique: le sens de circulation de l'énergie n'est pas inversé.

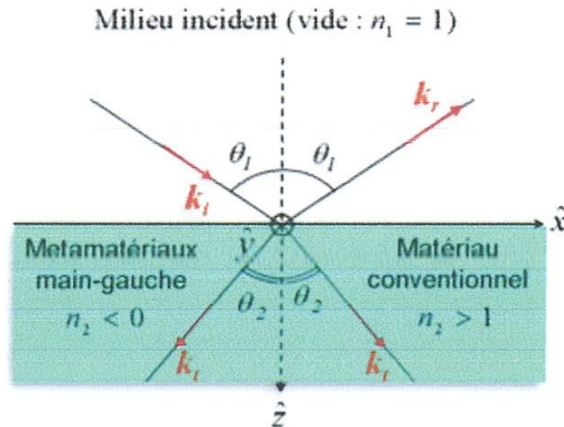


Figure II.11 : Lois de réfraction des ondes électromagnétiques à l'interface d'un milieu main-gauche.

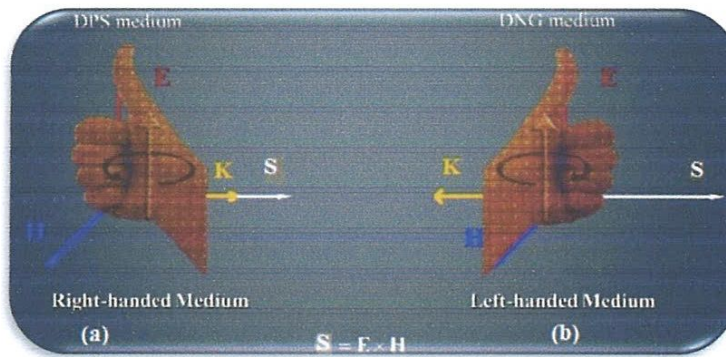


Figure II.12 : Trièdre (E, H, k) d'une onde électromagnétique :
a) milieu conventionnel b) milieu main-gauche.

Parmi les propriétés physiques des milieux main gauche nous citons :

- ✚ Le vecteur de Poynting selon l'équation $\vec{S} = 1/2 \vec{E} \times \vec{H}^*$ à un sens opposé que celui du vecteur d'onde k . Veselago avait souligné que la permittivité et la perméabilité du milieu main gauche doivent être liées à la fréquence du champ électromagnétique excitant, la densité de puissance U serait aussi négatif.

- ✚ La vitesse de phase et la vitesse de groupe d'une onde électromagnétique se retrouvent opposées.

$$v_{\varphi} = \frac{\omega}{\beta} \quad \text{et} \quad v_g = \frac{\partial \omega}{\partial \beta} \quad (\text{II.11})$$

La vitesse de groupe peut être négative, mais ceci peut engendrer un phénomène d'atténuation. Selon l'équation de la vitesse de phase, la pente de la constante de phase reste positive tandis que le rapport $\frac{\omega}{\beta}$ peut prendre une valeur négative ou positive.

Dans le milieu à main gauche la vitesse de phase négative est schématisée par un phénomène de retro propagation [38].

Selon Veselago ces dites propriétés engendreront l'inversion des lois de la physique classique telles que :

- L'inversion de la loi de Snell-Descartes avec un indice de réfraction négatif ;
- L'inversion de l'effet Doppler ;
- L'inversion du rayonnement de Cerenkov.

II.6. MODELISATION DES METAMATERIAUX PAR LIGNE DE TRANSMISSION

En 2002, les deux groupes de recherche de C. Caloz, T. Itoh [39] et G. Eleftheriades [40] [41] ont introduit une nouvelle approche basée sur les lignes de transmission. Cette approche permet d'exploiter pleinement les propriétés des méta-matériaux dans le domaine des micro-ondes. Cette approche a pris ses origines dans la théorie des lignes de transmission. En effet, une ligne de propagation classique en mode TEM peut être modélisée par un réseau de cellules unitaires identiques mises en cascade. La longueur de la cellule unitaire (tronçon de ligne) est choisie petite devant la longueur d'onde. Dans le cas idéal, cette cellule est composée d'une inductance en série LR et d'une capacité en parallèle CR. Dans le cas réel, on ajoute un élément R lié aux pertes métalliques et un élément G lié aux pertes diélectriques (Figure II.13).

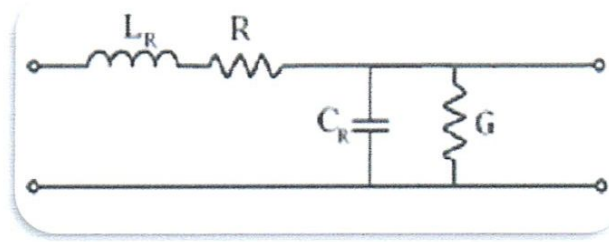


Figure II.13: Modèle de tronçon de ligne classique (main droite) avec pertes.

La constante de propagation dans la ligne s'écrit:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \pm\sqrt{ZY} \quad (\text{II.12})$$

Avec

Z : l'impédance des éléments série et Y : l'admittance des éléments parallèles.

Dans le cas idéal on a :

$$\beta = \omega\sqrt{L_R C_R} \quad (\text{II.13})$$

La tension $V(z)$ et le courant $I(z)$ dans la ligne sont liés par les équations des télégraphistes :

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} = -I(z)Z \quad \text{et} \quad \frac{\partial I(z)}{\partial z} = -V(z)Y \quad (\text{II.14})$$

Les équations de Maxwell pour une propagation selon z peuvent s'écrire:

$$\frac{\partial E(z)}{\partial z} = j\omega\mu H \quad \text{et} \quad \frac{\partial H(z)}{\partial z} = j\omega\epsilon E \quad (\text{II.15})$$

Il est possible d'identifier les équations des télégraphistes (II.14) aux équations de Maxwell (II.15) en faisant correspondre la tension au champ électrique et le courant au champ magnétique, la permittivité et la perméabilité peuvent s'écrire alors :

$$\epsilon = \frac{Y}{j\omega} \text{ et } \mu = \frac{Z}{j\omega} \quad (\text{II.16})$$

La permutation dans le modèle électrique de la capacité et de l'inductance permet d'avoir une permittivité et une perméabilité toutes deux négatives, c'est la topologie duale de la ligne de transmission classique qu'on appellera ligne de transmission main gauche (LH-TL) (Figure II.14).

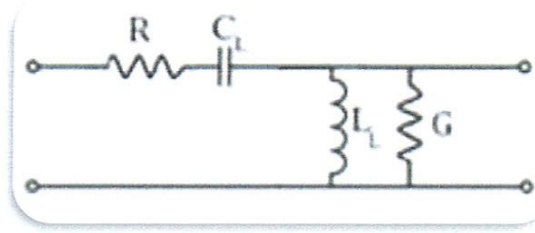


Figure II.14 : Modèles de tronçons de ligne duale (main gauche) avec pertes.

Dans ce cas on a :

$$\beta = -\frac{1}{\omega\sqrt{L_L C_L}} \quad (\text{II } 17)$$

Le diagramme de dispersion de la ligne main droite est sous forme d'une droite compte tenu de la relation de dispersion (II-13), les vitesses de phase et de groupe définies par les équations (II-11) sont de même signe positif. Pour la ligne main gauche le diagramme est dispersif et β prend des valeurs négatives compte tenu de la relation de dispersion (II.17), dans ce cas les vitesses de phase et de groupe sont opposées. Le signe négatif de β permet d'avoir une vitesse de groupe toujours positif (la pente des courbes est toujours positive) ce qui correspond à un cas physique où l'énergie se propage dans une direction positive (Figure II.15).

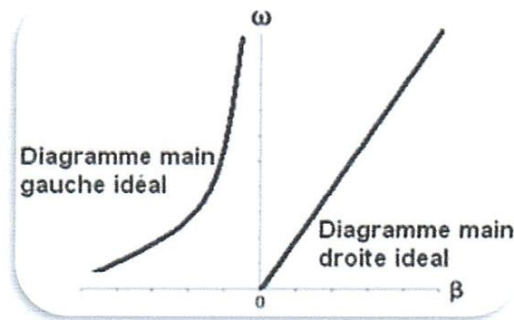


Figure II.15 : Diagrammes de dispersion correspondant aux deux cas idéaux de lignes main gauche et de ligne main droite.

Dans la pratique, il est difficile d'avoir une ligne purement main gauche, car les éléments main gauche ont besoin d'interconnexions pour les relier ce qui fait intervenir automatiquement des tronçons de ligne classique et donc des éléments main droite. On parle alors dans le cas pratique d'une ligne composite main droite / main gauche ou ligne

CRLH (Figure II-16.a). La (Figure II-16.b) représente le modèle CRLH après intégration des pertes.

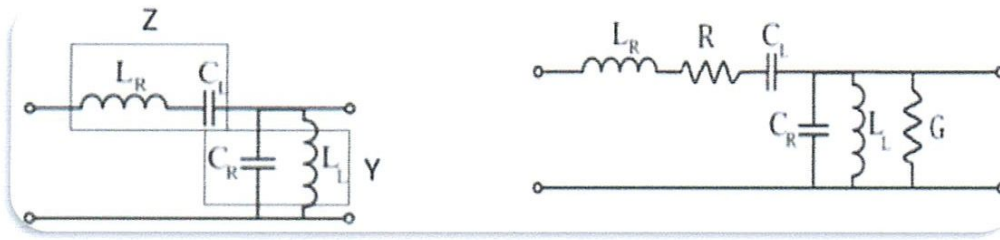


Figure II.16 : Modèles de tronçons de ligne CRLH : (a) sans pertes. (b) avec pertes.

Dans le cas du modèle CRLH sans pertes, on a :

$$\beta = \pm \sqrt{\omega^2 L_R C_L + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L}\right)} \quad (\text{II.18})$$

La valeur de β tend vers un comportement purement main gauche en basses fréquences et vers un comportement purement main droite vers les hautes fréquences. Une bande interdite peut exister entre les deux bandes de transmission main droite et main gauche (Figure II.17).

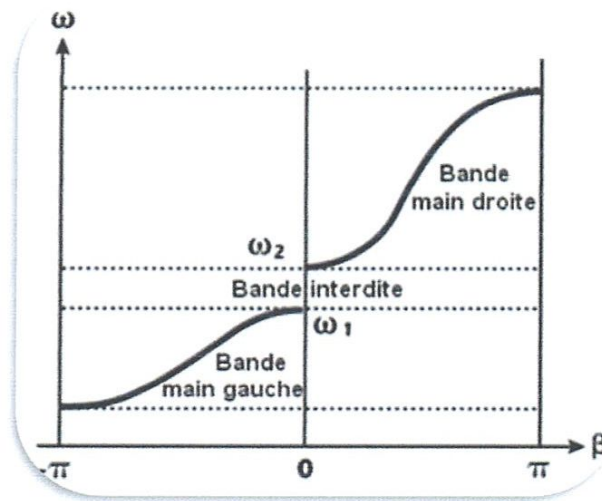


Figure II.17 : Diagramme de dispersion correspondant à une ligne CRLH

Si $\omega_1 \neq \omega_2$ nous avons un cas non équilibré (présence d'une bande interdite), si $\omega_1 = \omega_2$ nous avons un cas équilibré.

Les deux fréquences qui délimitent la bande interdite sont données par :

$$\omega_1 = \min \left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \right) \text{ et } \omega_2 = \max \left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \right) \quad (\text{II.19})$$

Cette bande interdite peut ne pas exister, la transmission est alors continue entre la bande main gauche et la bande main droite. Ce cas est appelé cas équilibré, il est produit lorsque $\omega_1 = \omega_2$, c'est à dire lorsque les deux résonances du circuit sont égales :

$$\sqrt{L_R C_L} = \sqrt{L_L C_R} \quad (\text{II.20})$$

II.7. APPLICATIONS GÉNÉRALES DES MÉTAMATÉRIAUX

II.7.1. Dans le domaine de l'optique

PENDRY a proposé la réalisation de lentilles parfaites focalisant les ondes (focalisent toutes les composantes fréquentielles des images) à base des matériaux à indice négatif. Les rayons dévient vers l'intérieur de la lentille, et si elle est suffisamment épaisse, il y aura deux points focaux : un point focal se forme au milieu de la lentille et un point focal à l'extérieur que l'on peut voir, comme d'habitude, par un écran. L'augmentation du pouvoir de résolution sous la limite de diffraction est alors obtenue par l'amplification des ondes évanescentes dans le méta matériau. Par ailleurs, étant plane, la super-lentille élimine totalement les aberrations sphériques de l'image que produit une lentille ordinaire. Cependant, la source lumineuse doit être près de la lentille pour coupler les ondes évanescentes et les ondes provenant de l'infini ne sont donc pas focalisées.

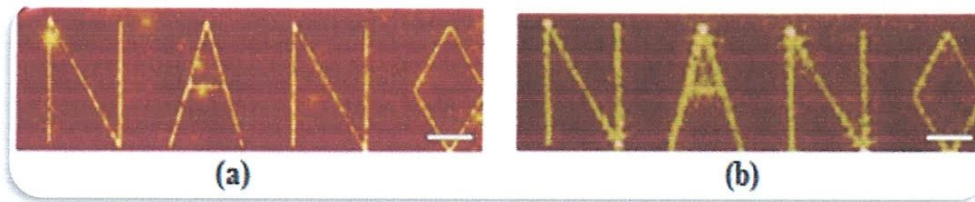


Figure. II-18:(a) résolution d'une super lentille ; (b) résolution avec une lentille classique. [7]

II.2.2. Dans le domaine micro-onde

En micro-onde, Les applications sont principalement vouées au domaine des télécommunications. Ainsi, G. Eleftheriades propose plusieurs matériaux à indice négatif pour des lignes de transmissions bidimensionnelles et nous pouvons citer dans leurs travaux une antenne à base de matériau à indice négatif fonctionnant entre 1 et 2 GHz [13]. Et Engheta proposée un résonateur à cavité sub-longueur d'onde « subwavelength cavity resonator » en

anglais et les radômes transparents construit à partir de diélectrique conjugué et des dalles DNG [11].

T. Itoh et ces collaborateurs. De l'université de Californie, ont démontré la possibilité de réaliser un coupleur très compact permettant les ondes rétrogrades, ou « back ward wave » en anglais, basé sur des lignes de transmission à indice négatif en micro-strip. L'utilisation des lignes à indice négatif a permis d'avoir un couplage très proche de celui d'un coupleur parfait (0 dB) [7].

II.7.3. Méta-matériaux et l'invisibilité

Parmi les applications : la plus intéressante est le camouflage d'un objet par un matériau à indice de réfraction négatif. En 2006, Pendry et ces collaborateurs montrent expérimentalement dans le domaine des micro-ondes que les ondes électromagnétiques ne se réfléchissent pas sur une série de cylindres concentriques d'inclusions métalliques [13]. En plaçant un objet à l'intérieur de ces cylindres, ceux-ci contraindraient les ondes lumineuses à contourner l'objet par des déviations dans le matériau à indice de réfraction négative figure. Comme le trajet lumineux ne subit pas de réfractions sur l'objet, il est indétectable.

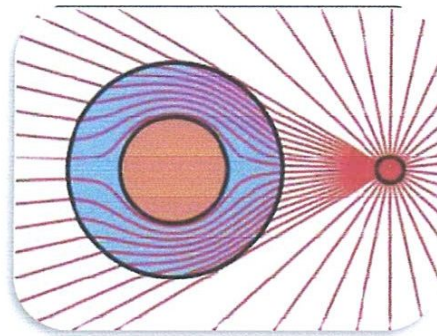


Figure II.19: Schéma théorique du contournement des ondes électromagnétiques dans un matériau à indice négatif dans un but de camouflage.

II.7.4. Application des méta-matériaux aux antennes

Dans de récents travaux, les méta-matériaux sont utilisés pour améliorer les caractéristiques d'antenne imprimées [42]. Ils sont plus souvent utilisés pour réduire l'encombrement d'une antenne plaquée à l'aide d'une surface haute impédance [43] ou pour augmenter sa directivité à l'aide d'un dispositif focalisé utilisant une structure à bande interdite électromagnétique [45].

a/Antennes optimisées

L'une des plus importantes concernent certainement les antennes relais. En effet, actuellement, comme vous le savez, ces dernières, en plus d'être plutôt imposantes environ 4 mètres de haut et de faire profiter tous les citoyens de leur pollution tant visuelle que physique, envoient leurs ondes dans un périmètre bien plus large que nécessaire.

Afin de pallier à ce problème, les scientifiques ont utilisé un méta-matériau afin, premièrement, de réduire la taille de l'antenne et deuxièmement afin de pouvoir diriger les ondes GSM dans un espace beaucoup plus restreint autour de l'utilisateur.

Pour ce faire, les chercheurs ont dessiné des motifs périodiques métalliques sur des supports isolants, les assemblant dans une structure tridimensionnelle, de telle sorte que l'on puisse guider les ondes électromagnétiques.

Ainsi, De Lustrac et son équipe ont pu remplacer 4 antennes de 4 mètres de hauteur se situant sur le toit d'un immeuble par un petit cylindre de seulement 80 cm de haut pour 50 cm de diamètre. De plus, ce nouveau type d'antennes permet de diriger bien plus précisément les ondes GSM au sortir du méta-matériau, les orientant vers la personne utilisant son téléphone, épargnant ainsi aux autres résidents de l'immeuble de subir la pollution électromagnétique due aux antennes.

Ce même principe a été utilisé pour les antennes paraboliques que les scientifiques ont donc réussi à créer avec quelques millimètres d'épaisseur uniquement.

b/ Augmentation de la directivité des antennes patch :

L'objectif de l'utilisation des cavités Fabry-Pérot est l'augmentation de la directivité des antennes. A la résonance, ces structures simulent le fonctionnement des réseaux d'antennes dont le mécanisme d'alimentation conduit à des pertes assez importantes.

L'émission directive ainsi obtenue est souvent expliquée par le principe de l'interféromètre de Fabry-Pérot (1899) et de la théorie des rayons optiques.

L'interféromètre Fabry-Pérot de base est constitué de deux surfaces semi-réfléchissantes planes (miroirs) se faisant face.

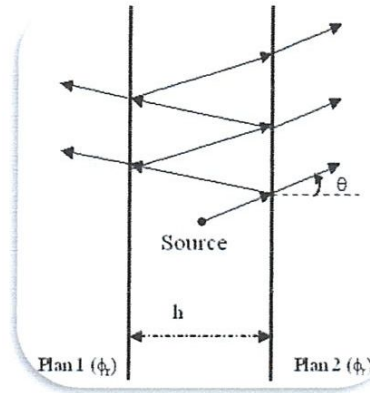


Fig. II.20 – Schéma de l'interféromètre de Fabry-Pérot.

Pour une longueur d'onde donnée, le coefficient de transmission dépend des coefficients de réflexion et de transmission des deux surfaces et de l'épaisseur de la cavité h . Ainsi, pour deux surfaces identiques de coefficients (r, t) , où r est le coefficient de réflexion et t est celui de transmission à l'incidence d'angle θ , l'expression du coefficient de transmission de la cavité, pour un angle θ et un vecteur d'onde k , est donné par la formule (II.21).

$$T(\theta) = \frac{te^{-jk\frac{h}{2}\cos\theta}}{1-re^{-jk\frac{h}{2}\cos\theta}} \quad (\text{II.21}).$$

Le maximum de puissance rayonnée dans une direction θ est obtenu lorsque la relation (II.22) est satisfaite. Dans cette relation, ϕ_r représente le déphasage dû à la réflexion sur les plans miroirs et λ est la longueur de l'onde considérée.

$$\delta\phi = 2\phi_r - 2h\frac{2\pi}{\lambda}\cos\theta = 2N \quad (\text{II.22})$$

La résonance de la cavité pour une direction donnée est donc obtenue lorsque la distance entre les deux plans est correctement ajustée par rapport à la longueur d'onde utilisée. Dans ce cas, les champs traversant les surfaces semi-réfléchissantes se retrouvent en phase, ce qui assure une interférence constructive dans la direction considérée. Ainsi, pour un rayonnement directif dans la direction normale aux deux plans, la condition de résonance se réduit à la relation suivante.

$$h = \phi_r \frac{\lambda}{2\pi} + N \frac{\lambda}{2} \quad (\text{II.23}).$$

II.8 : CONCLUSION

Ce chapitre rappelle brièvement l'état d'art des méta-matériaux périodiques. L'objectif de ce chapitre est d'identifier les opportunités qu'apportent les méta-matériaux dans les applications antenne. L'obtention de permittivités et de perméabilités aux valeurs inhabituelles ouvre des perspectives dans la réduction de la taille des éléments rayonnants, la maîtrise des couplages entre les éléments d'un grand réseau, la possibilité de fonctionnement en multi-bande.

Chapitre III

Résultats numériques et discussions

I.1. INTRODUCTION

Nous avons montré dans le chapitre précédent que les méta-matériaux ont deux propriétés importantes et intéressantes qui ne se produisent pas dans la nature et ont conduit à une large gamme d'applications de circuit à micro-ondes. Parmi les bénéfices potentiels de ces structures dans le domaine des antennes imprimées, la miniaturisation des antennes, l'élargissement de leur bande passante... etc.

Notre but dans ce projet est la conception d'une antenne performante et miniature en y ajoutant une structure méta-matériaux dans deux endroits différents : entre plan de masse et patch et en dessus de l'élément rayonnant. Pour atteindre notre objectif nous avons fait une étude générale sur les antennes imprimées et les méta-matériaux dans les chapitres.

Dance ce chapitre, on a d'abord construire un modèle de base d'une antenne patch rectangulaire, alimentée par ligne avec encoche, pour application WIMAX (autour de la fréquence 3.5 GHz), à l'aide d'un logiciel de simulation IE3D de Zeland. Afin de concevoir un modèle numérique originale et générique d'une autre configuration d'antenne méta-matériau ; répondants aux plusieurs spécifications telles que : les multifréquences ou multi bandes, amélioration de l'adaptation et réduction de la taille,.....etc.

Le modèle de base utilisé est basé sur le modèle de la ligne de transmission, afin de trouver les dimensions géométrique de l'antenne avec un plan de masse finie.

Par la suite, nous proposons plusieurs structures d'antenne méta-matériaux avec insertion des SRR en dessus et en dessous du patch sans fente dans le plan de masse, d'une part , et avec fente d'autre part. Une étude paramétriques des SRR est effectuée pour l'optimisation.

Enfin une étude comparative entre les différentes structures est présentée.

III.2. ETAPE DE la CONCEPTION

Nous savons que la propagation des ondes dans une ligne micro-ruban s'effectue à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air. Du point de vue modélisation, les deux milieux sont remplacés par un unique milieu effectif caractérisé par une constante diélectrique exprimée par :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{III.1})$$

III.2.1. Calcul des paramètres physiques de l'antenne

Les trois paramètres essentiels pour la conception d'une antenne micro-ruban à patch rectangulaire sont :

- **Fréquence d'opération (f_0)** : la fréquence de résonance de l'antenne doit être choisie convenablement. Les systèmes de communication mobile emploient la gamme de fréquence de 2100-5600 MHz. Par conséquent l'antenne conçue doit pouvoir utiliser dans cette gamme de fréquence. La fréquence de résonance choisie pour cette conception est 3.5GHz.
- **constante diélectrique du substrat (ϵ_r)** : le matériau diélectrique choisie pour notre conception Neltec NH9332 qui à une constante diélectrique de $\epsilon_r = 3.2$.
- **Épaisseur du substrat diélectrique (h)** : Pour l'antenne micro-ruban employé dans les téléphonies cellulaires, il est essentiel que l'antenne ne soit pas encombrante. Par conséquent, la taille du substrat diélectrique varie entre 1.5 mm et 4mm.

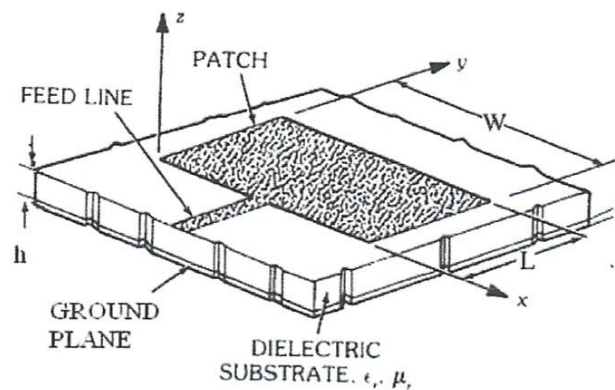
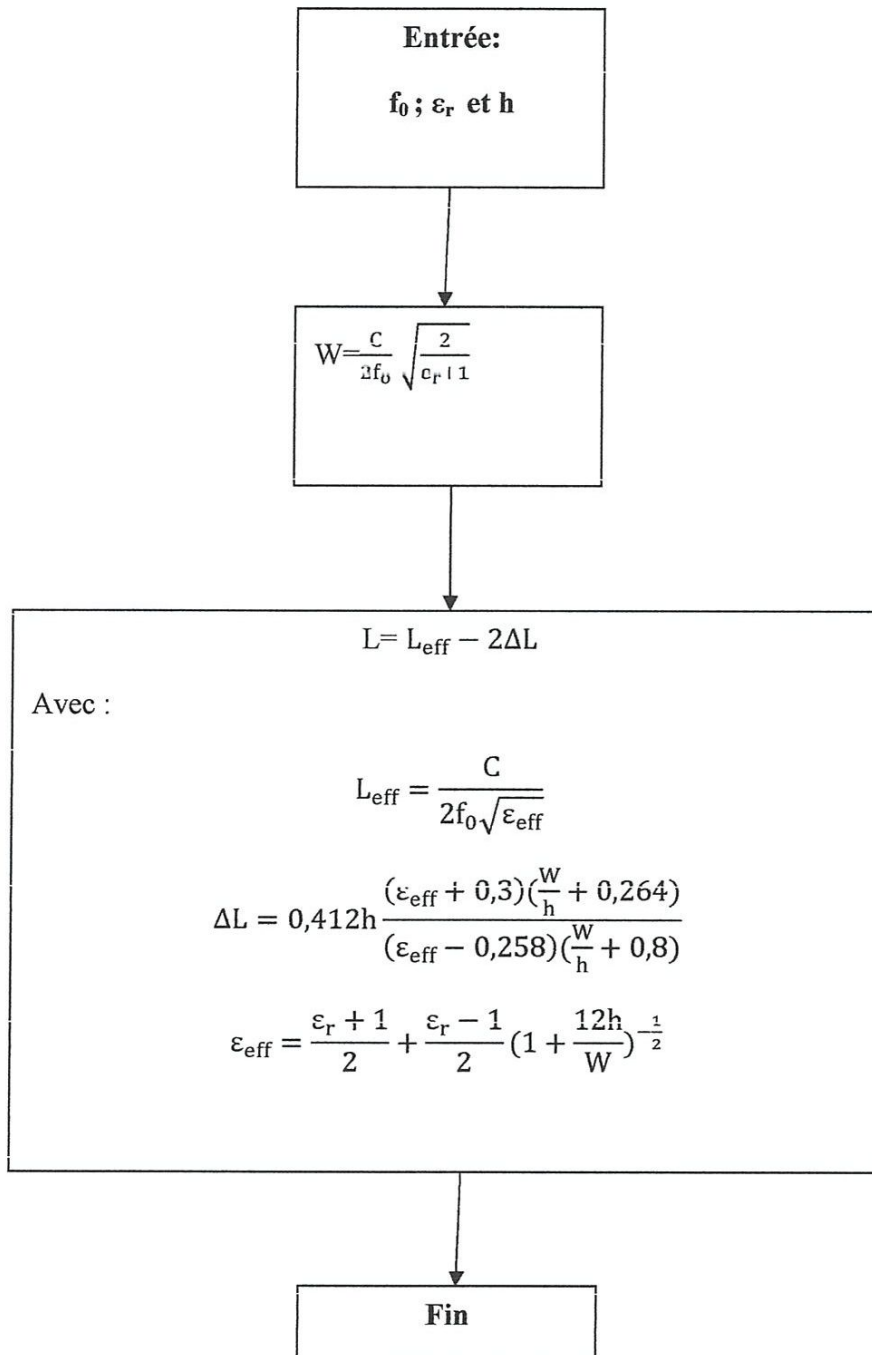


Figure III.1: schéma d'une antenne patch

➤ Organigramme des étapes de conception :



III.2. 2. Calcul des paramètres physiques de la ligne d'alimentation

L'alimentation avec encoche est montrée sur la figure III.2.

A partir du logiciel IE3D, ou par l'utilisation de lien de "Microstrip Line Calculator", on peut déterminer les dimensions ($\bar{W}_0 = \bar{W}_f$ et L_0) de la ligne d'alimentation.

La profondeur d'alimentation est donnée par y_0 le point d'alimentation doit être situé au point sur le patch ou l'impédance d'entrée est 50 ohms pour la fréquence de résonance. Par conséquent pour localiser le point d'alimentation qui donne les meilleures performances on doit choisir le point qui donne le minimum de perte (return loss).

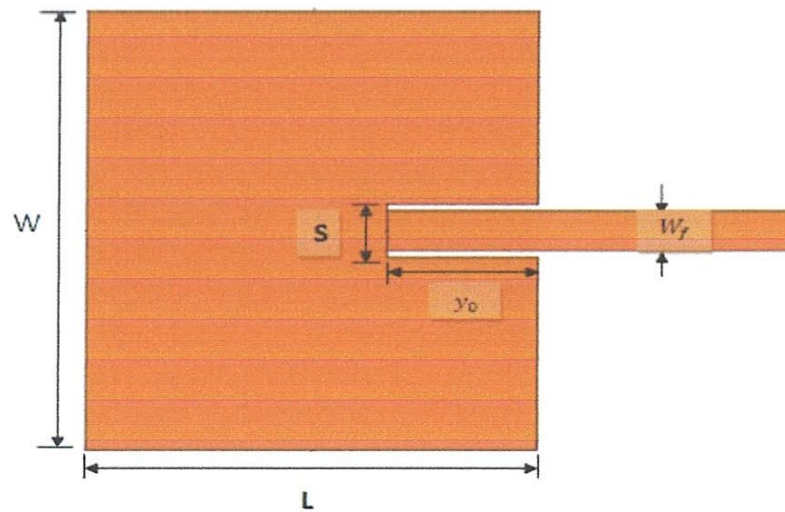
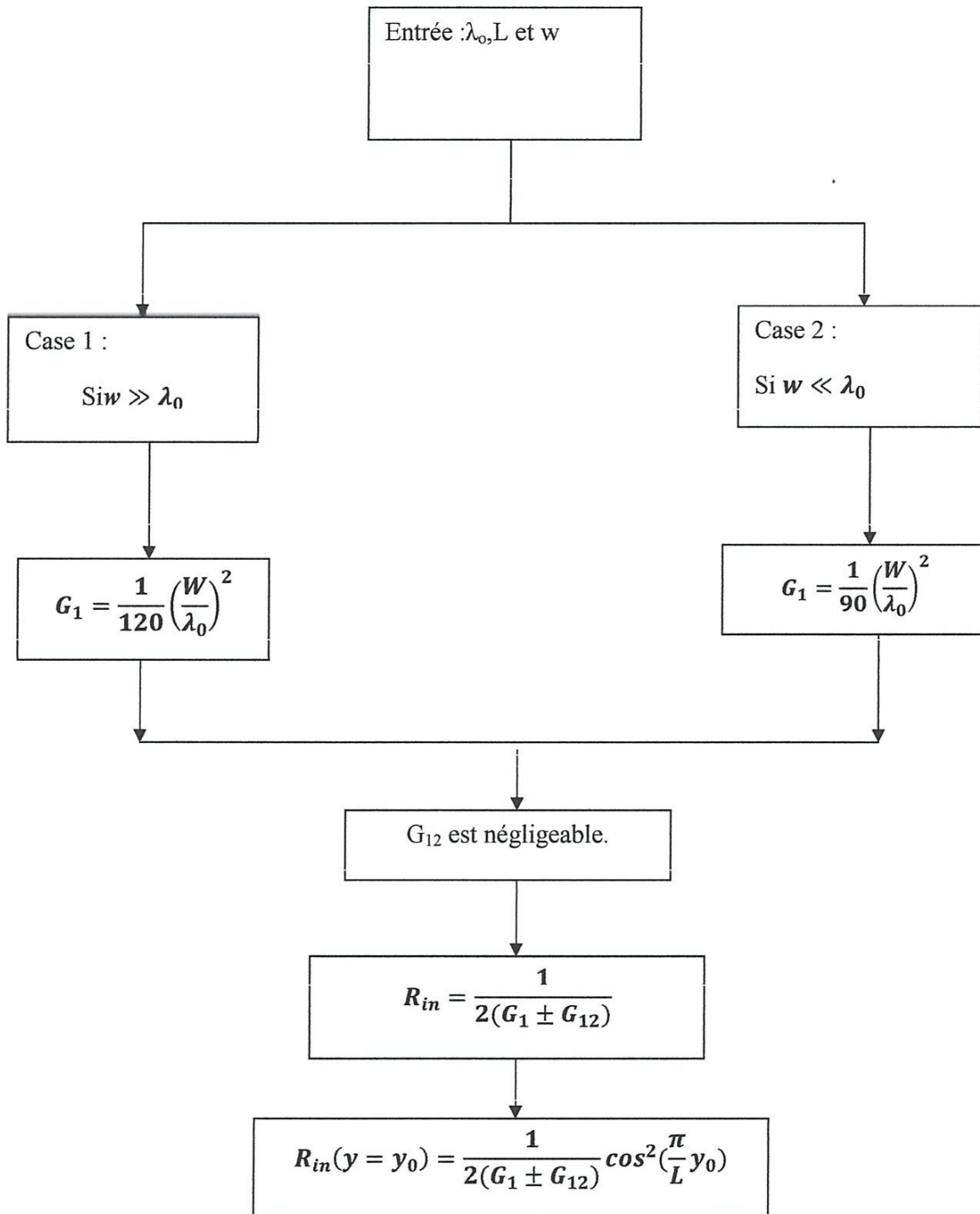


Figure III.2 : antenne patch avec ligne d'alimentation

➤ Organigramme de calcul de l'impédance d'entrée à $y = y_0$:



Donc la valeur de : $y_0 = \frac{L}{\pi} \arccos \left[(2 * R_{in}(y = y_0) * (G_1 \pm G_{12})^{1/2}) \right]$ (III.2)

La meilleure adaptation s'effectue quand l'impédance d'entrée ($Z_c=50\Omega$).

III.2.3. Calcul des dimensions du plan de masse

Dans notre conception nous considérons un plan de masse fini, et pour avoir une bonne propagation, la conception de notre plan masse se fera par les équations suivantes :

$$W_g = W_p + 6 * h \quad (III.3)$$

$$L_g = L_p + L_o + 3 * h \quad (III.4)$$

Avec W_g et L_g la longueur et la largeur respective du plan de masse.

III.3. MODELE DE BASE : Antenne à 3.5 GHZ

➤ Les paramètres de l'antenne

Substrat	Neltec NH9332 ($\epsilon_r = 3.2$) ; $h=1.524$ mm; $tg\delta = 0.0024$
Patch : $W_p * L_p$ (mm)	29.57*23.43
Ligne d'alimentation : L_f, W_f, y_o (mm)	13.42 ; 3.66 ; 6.34
Plan de masse $W_g * L_g$ (mm)	38.7143*41.422

Tableau III.1 : paramètre de l'antenne patch simple 3.5GHz

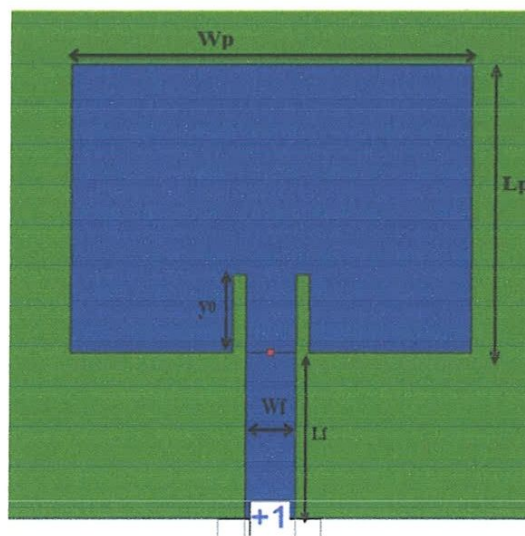


Figure III.3 : Modèle de base réalisé par IE3D

Résultats de la simulation:

❖ Le coefficient de réflexion S_{11} :

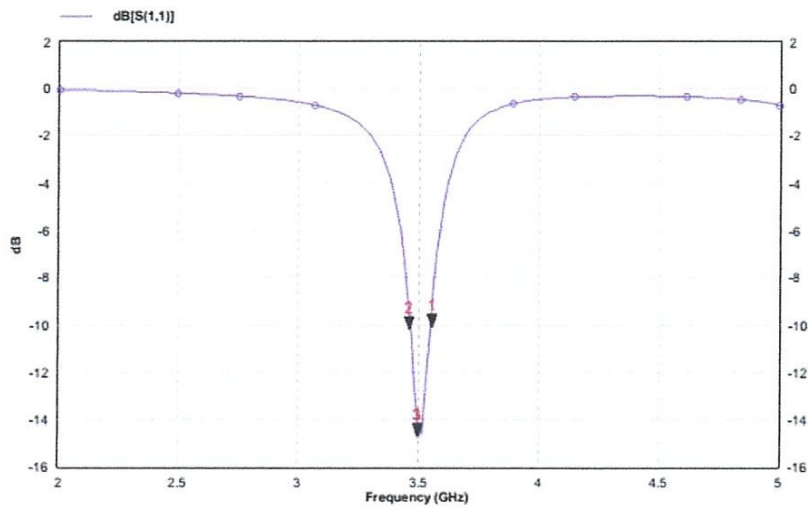


Figure.III.4 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

❖ L'impédance d'entrée Z :

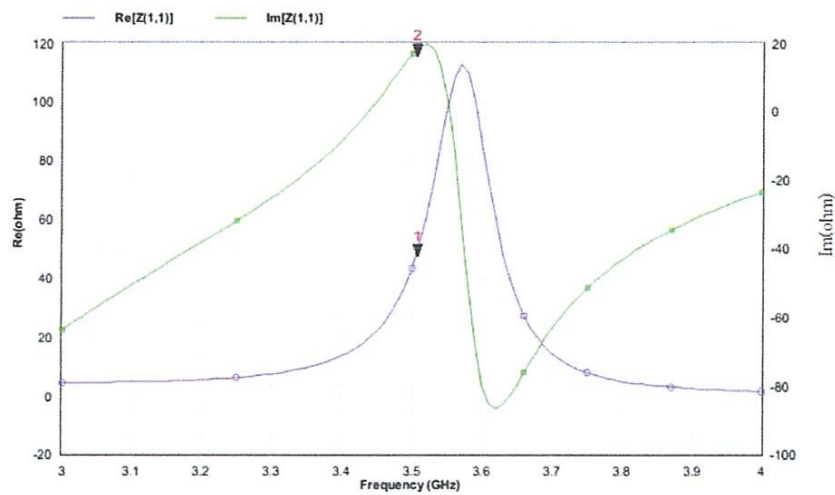


Figure.III.5: la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée

❖ Le taux d'onde stationnaire:

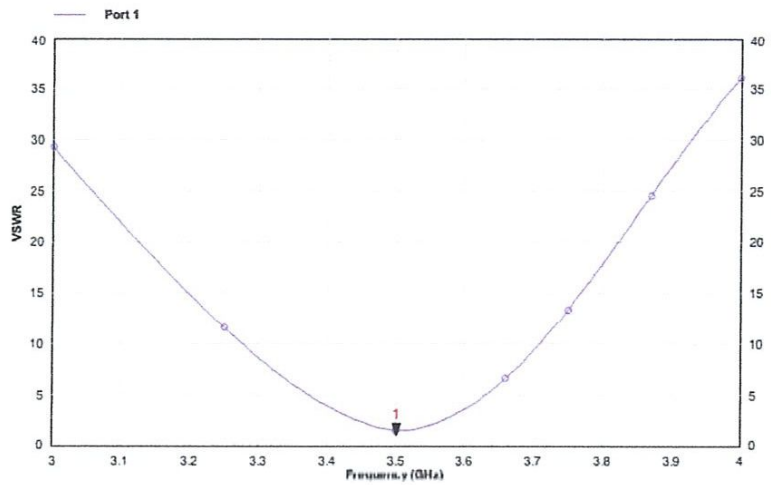


Figure.III.6 : variation du ROS en fonction de la fréquence

❖ Distribution du courant :

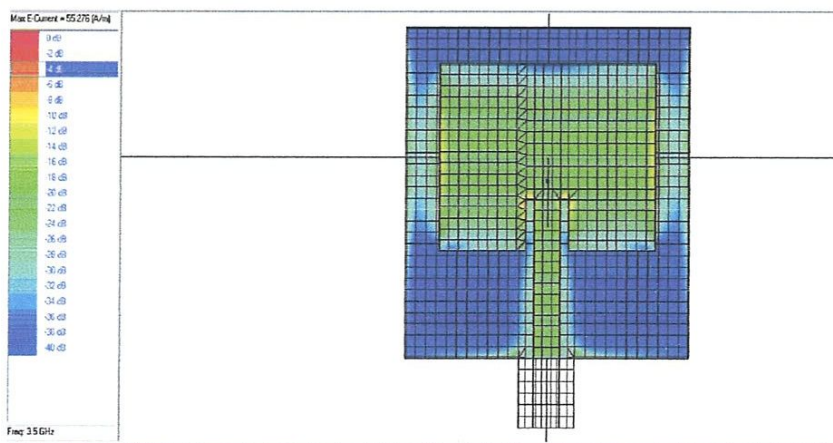


Figure.III.7 : distribution de courant

Nous constatons qu'il existe au centre de l'antenne une densité moyenne du courant où la répartition diminue sur les bords supérieurs et inférieurs jusqu'à elle s'annule mais elle est au maximum sur les deux bords droite et gauche de l'antenne et les deux bords de l'encoche.

❖ Diagramme de rayonnement en 2D :

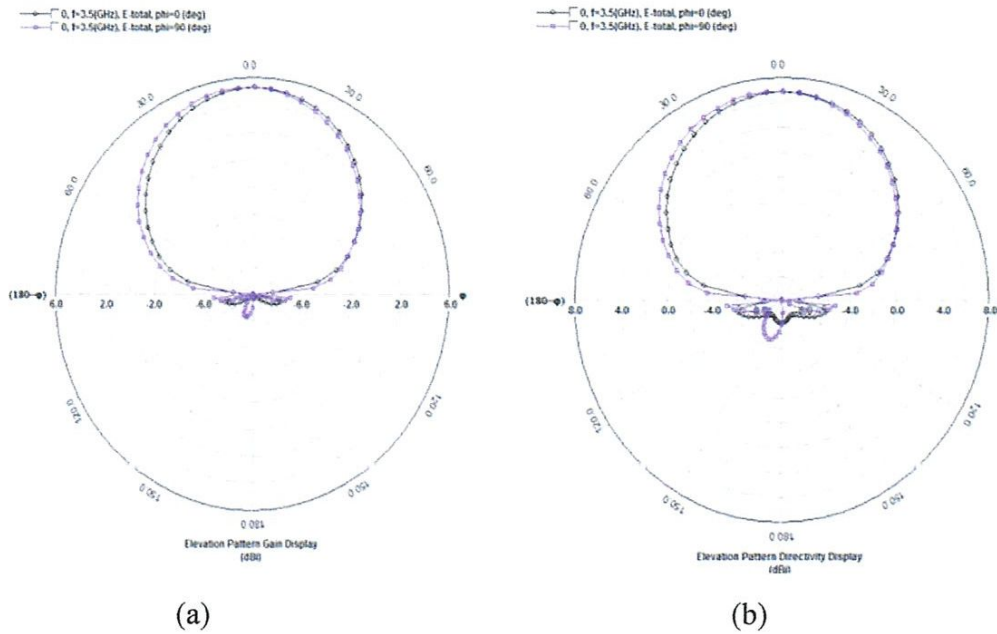


Figure.III.8:Les diagrammes de rayonnements (a) en gain et (b) en directivité

Fréquence de résonance (f_0 GHZ)		3.5
Coefficient de réflexion (S_{11} en dB)		-14.69
Impédance d'entrée (Z_{11})	Re(Ω)	47.3684
	Im(Ω)	18.2
Taux d'onde stationnaire (ROS)		1.002
Bande passante (BP en MHZ)		80.95
Angle d'ouverture (\square_{-3dB})*2 si $\varphi = 0$		131.16 ⁰
Valeur de Gain si $\varphi = 0$ (dBi)		5.268

Tableaux III.2 : Paramètres du modèle de base

III.4. ANTENNE AVEC SUPERSTRAT META-MATERIAUX

III.4.1. SRR rectangulaire :

La figure III.9, présente l'antenne de base avec un superstrat méta-matériau (SRR rectangulaire posé sur le plan du patch), dont les paramètres sont obtenus par une étude paramétrique, afin de trouver le meilleur cas optimisé.

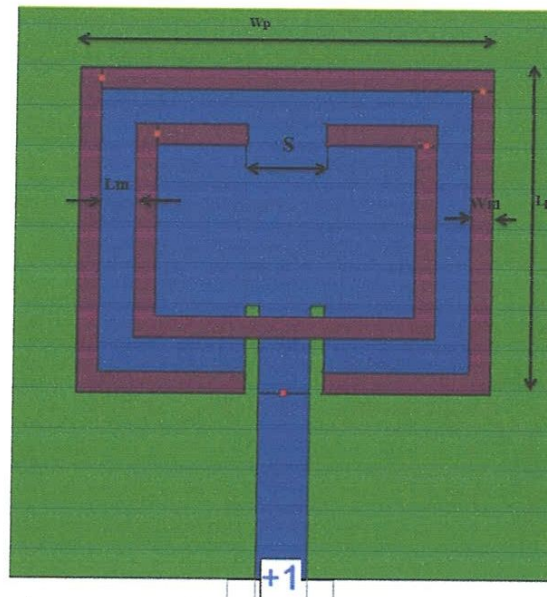


Figure III.9 : Antenne avec SRR rectangulaire au-dessus du patch

❖ Le coefficient de réflexion S_{11}

a / Etude paramétrique

Dans cette section, une étude des paramètres géométriques de SRR est faite pour trouver les meilleures valeurs de notre antenne performante.

➤ variation de w_m :

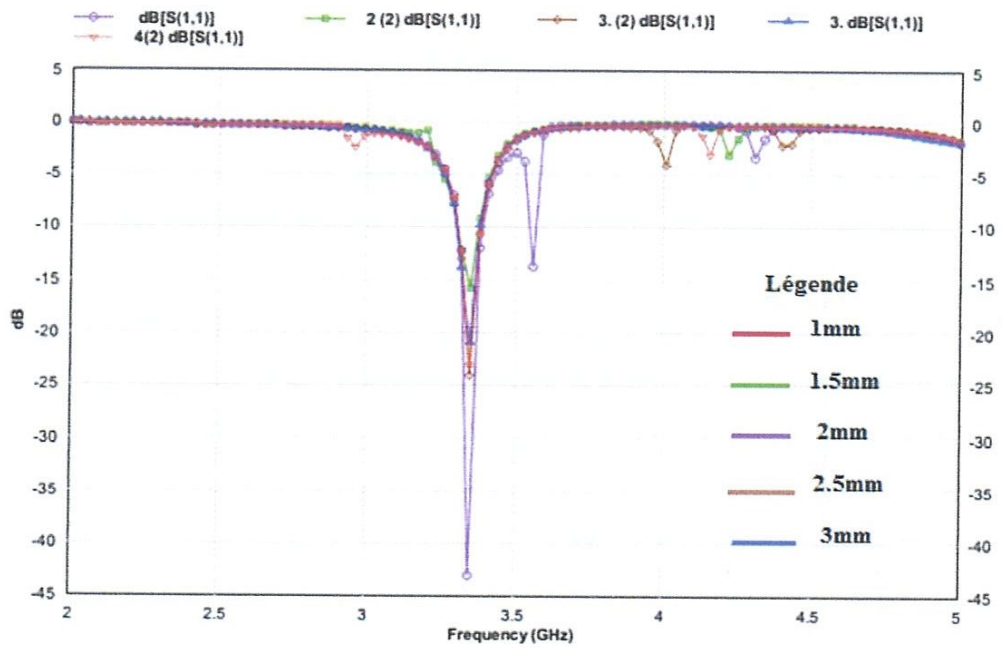


Figure.III.10. Le coefficient de réflexion S_{11} pour w_m variable.

De cette figure on peut maintenir la meilleur valeur de $W_m = 2\text{mm}$ pour $S_{11} = -42\text{dB}$

Variation de L_m :

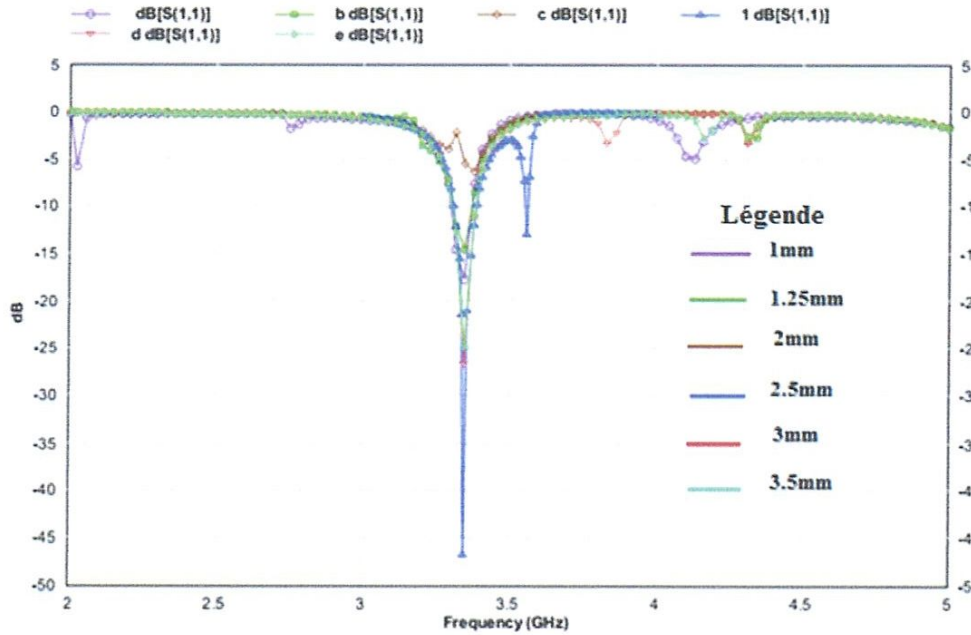


Figure.III.11. Le coefficient de réflexion S_{11} pour L_m variable.

A partir de cette figure on peut fixer la meilleur valeur de $L_m = 2.5\text{mm}$ pour $S_{11} = -45\text{dB}$

Variation de S

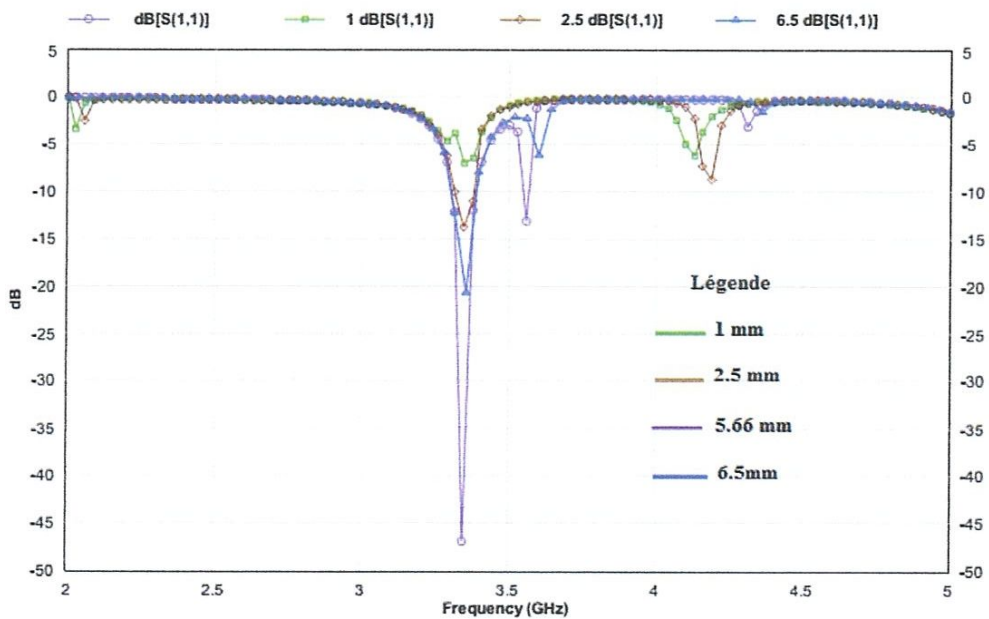


Figure.III.12. Le coefficient de réflexion S_{11} pour S variable.

Donc la meilleur valeur de $S = 5.66\text{mm}$ pour $S_{11} = -45\text{dB}$

b/ S₁₁ de l'antenne 1 comparé avec S₁₁ de l'antenne de base

Pour avoir les effets de la 2^{ième} couche méta-matériau il faut faire une étude comparative avec le modèle de base.

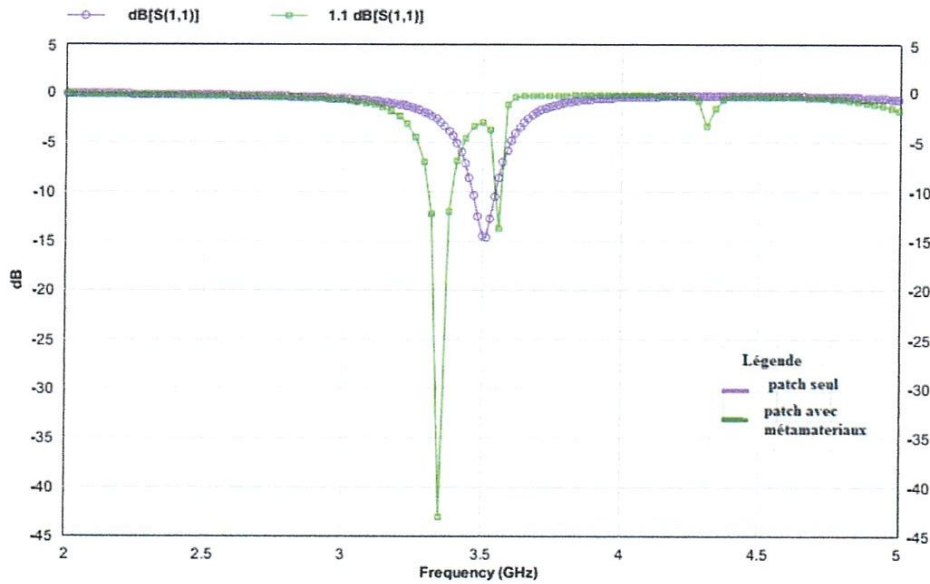


Figure III.13: Comparaison de S₁₁ entre antenne seul et antenne avec SRR rectangulaire

❖ **Impédance d'entrée :**

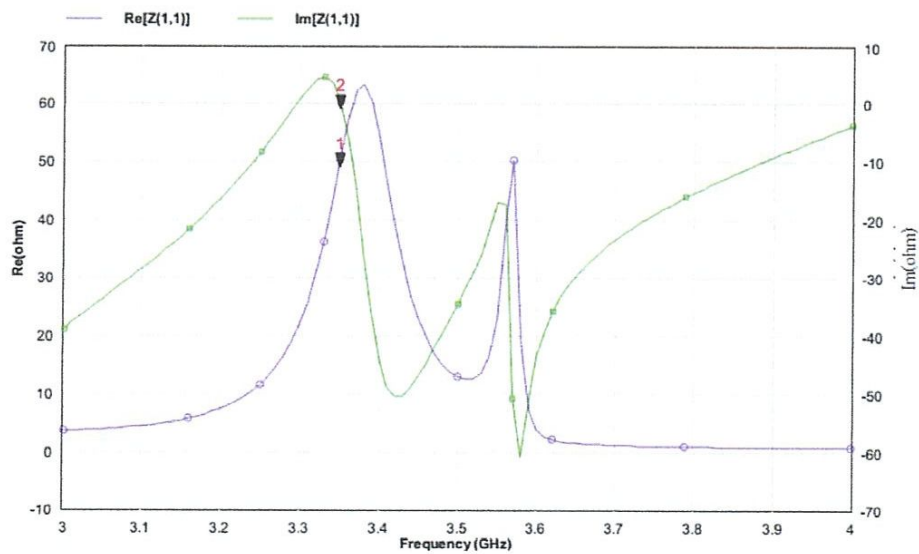


Figure III.14: variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence

❖ Le taux d'onde stationnaire:

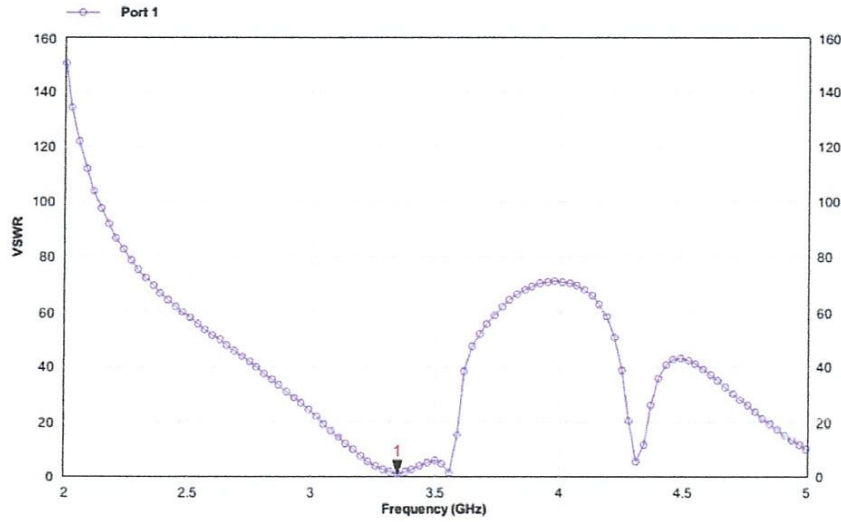


Figure.III.15 : variation de ROS en fonction de la fréquence

❖ Diagramme de rayonnement en 2D :

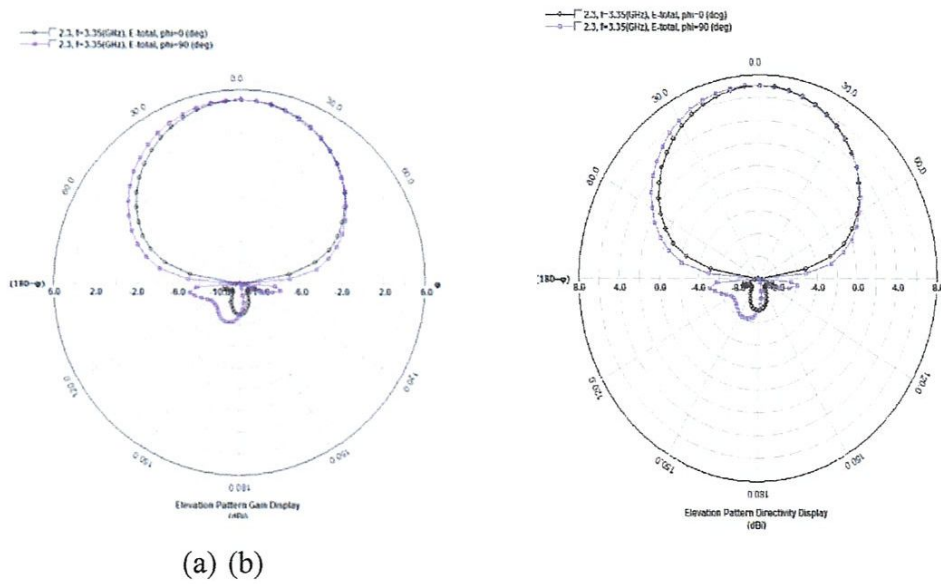


Figure.III.16 : diagramme de rayonnement (a) en gain et (b) en directivité

Fréquence de résonance (f_0 GHZ) 1 ^{er} pique		3.35
Coefficient de réflexion S_{11} (dB) 1 ^{er} pique		-45.83
Impédance d'entrée (Z_{11})	Re(Ω)	49.1479
	Im(Ω)	0.15
Taux d'onde stationnaire (ROS)		0.8
Bande passante (BP en MHZ)1 ^{er} pique		78.95
Angle d'ouverture (\square_{-3dB})*2 si $\varphi = 0$		128 ⁰
Valeur de Gain si $\varphi = 0$ (dBi)		5.056

Tableau.III.3 : Paramètres de l'antenne avec superstrat SRR rectangulaire.

On constate en regardant les tableaux III.2 et III.3 et la figure III.13 que le méta-matériau permet d'améliorer considérablement l'adaptation, avec un décalage fréquentiel vers la gauche ce qui montre bien la diminution de la taille du patch. Par contre on a une petite diminution de la BP de 2 MHZ.

III.4.2. SRR circulaire :

Dans cette section, nous étudierons l'effet du nombre de cellule d'un réseau SRR circulaire sur les paramètres de l'antenne de base.

Un seul SRR (une cellule) :

La figure ci-dessous montre une autre forme de méta-matériaux SRR circulaire. après une étude paramétrique des paramètres L_0 et W_0 on a trouvé les meilleures valeurs de : $W_0=1$ mm et $L_0= 1.25$ mm

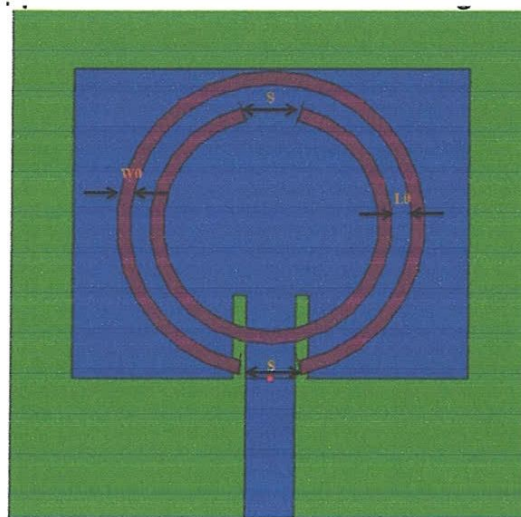


Figure.III.17 :Antenneavec SRR circulaire au-dessus du patch

a/ Etude paramétrique :

Variation de S :

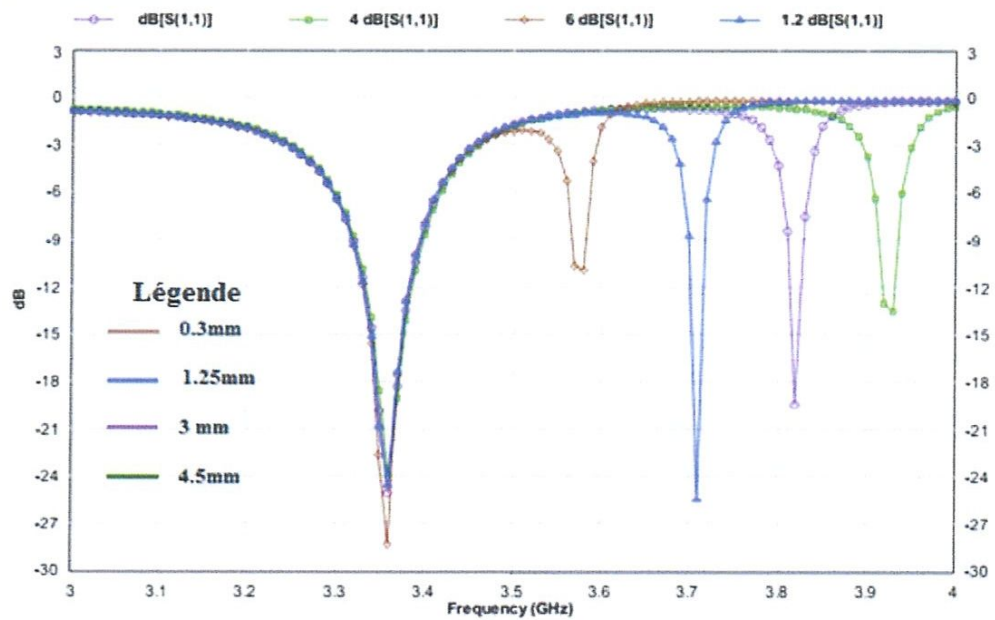


Figure.III.18. Coefficient de reflexion S_{11} pour Svariable

Nous observons l'apparition d'un autre mode de résonance (deuxième pique de S_{11})
 Après la comparaison, on peut maintenir la meilleure valeur de $S= 1.25\text{mm}$ (bleu) pour $S_{11}=-24$ pour les deux fréquences 3.35 et 3.7 GHz ; donc on peut avoir deux application (antenne bibande) avec un SRR circulaire .

b/ S_{11} de l'antenne 2 comparé avec S_{11} de l'antenne de base

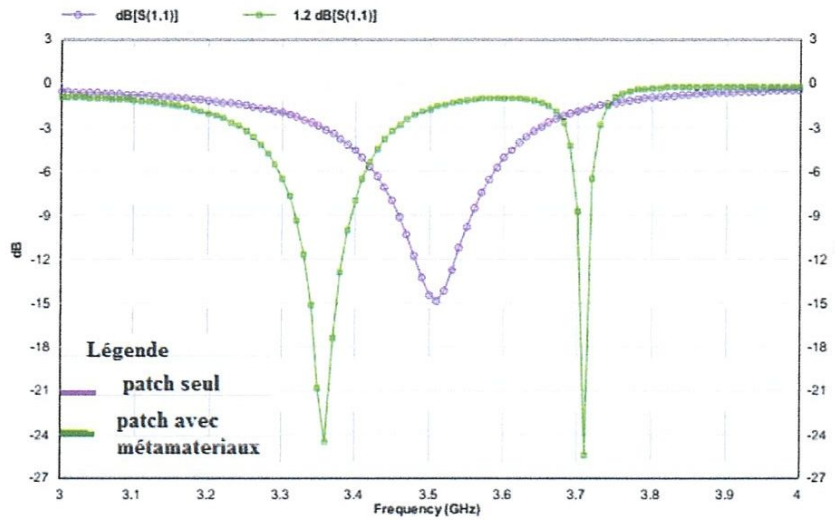
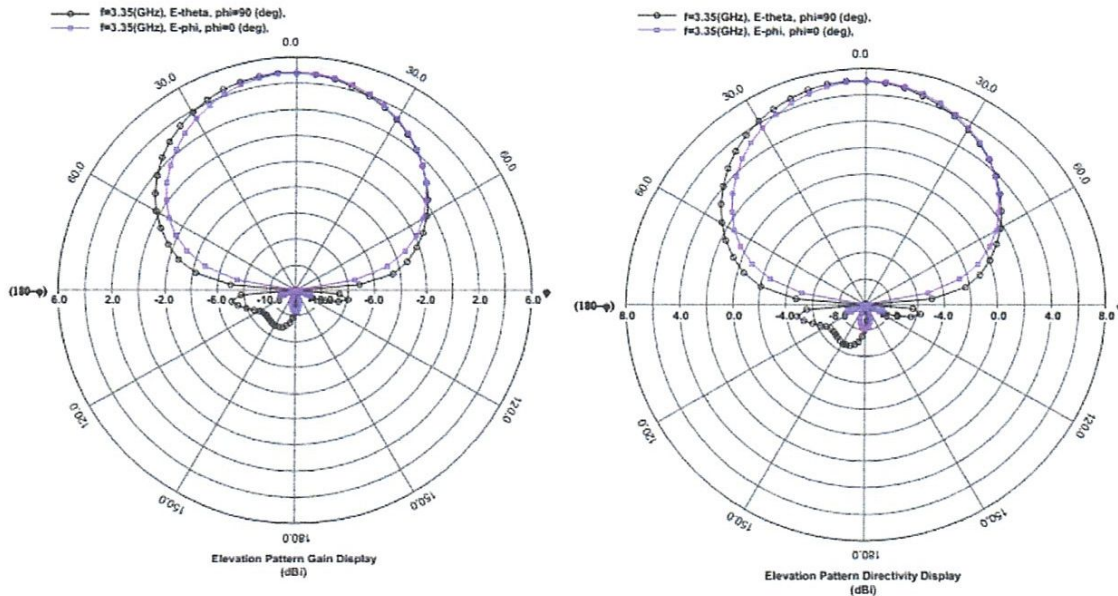


Figure.III.19: Comparaison entre antenne seul et antenne avec méta-matériaux

❖ Diagramme de rayonnement en 2D :

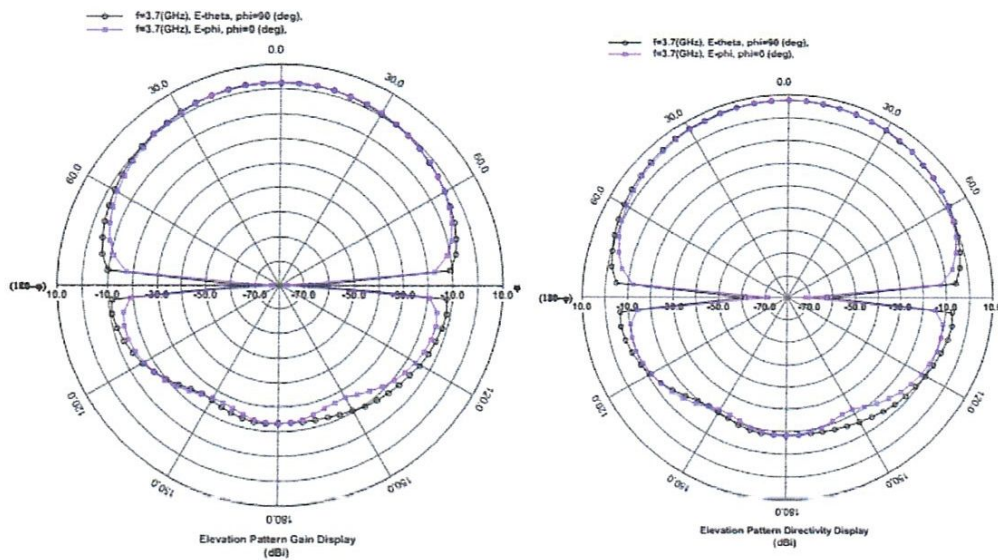
✚ Pour $f=3.35$ GHz :



(a) (b)

Figure.III.20: diagramme de rayonnement(a)en gain (b)en directivité

✚ Pour $f=3.7$ GHz



(a) (b)

Figure.III.21: diagramme de rayonnement(a) en gain (b) en directivité

Fréquence de résonance (f_0 , GHz) 1 ^{er} pique	3.35
2 ^{eme} pique	3.7
Coefficient de réflexion S_{11} (dB) 1 ^{er} pique	-24.594
2 ^{eme} pique	-24
Bande passante (BP en MHz) 1 ^{er} pique	74.85
2 ^{eme} pique	16.47
Angle d'ouverture (\square_{-3dB})*2 si $\varphi = 0$	135 ⁰ 137 ⁰
Valeur de Gain si $\varphi = 0$ (dBi) 1 ^{er} pique	4.777
2 ^{eme} pique	2.46

Tableau III.4 : Paramètres de l'antenne avec superstrat SRR circulaire.

- D'après les résultats trouvés, nous constatons une diminution de gain et de la bande passante pour la fréquence 3.35GHz (du 1^{er} mode résonante), le décalage fréquentiel vers la gauche est obtenu ce qui implique la miniaturisation.
- Concernant la 2^{ème} fréquence résonnante (3.7GHz), l'apparition d'un lobe secondaire très important au-dessous de plan du patch (perte par rayonnement) implique un très faible gain, la bande passante est aussi très faible.

✚ **Avec un réseau des SRR (nombre de cellules =30) :**

La figure III.22 présente la deuxième structure d'antenne méta-matériaux où on a inséré une deuxième couche d'un réseau des SRR en dessus du plan de patch.

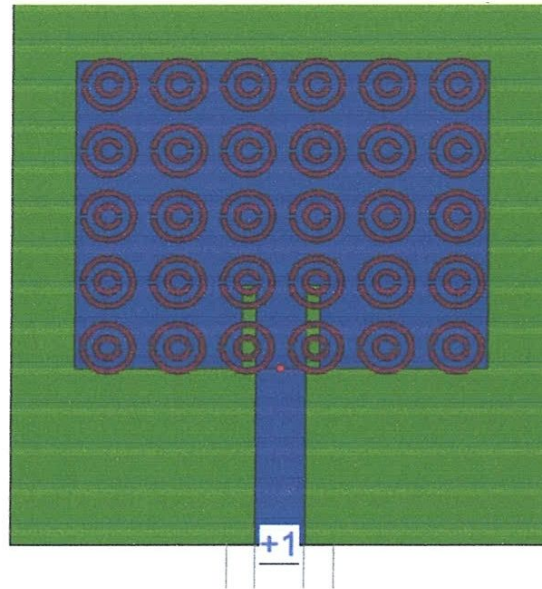


Figure.III.22: Antenne avec un réseau SRR circulaire au-dessus du patch

❖ Coefficient de réflexion S_{11} :

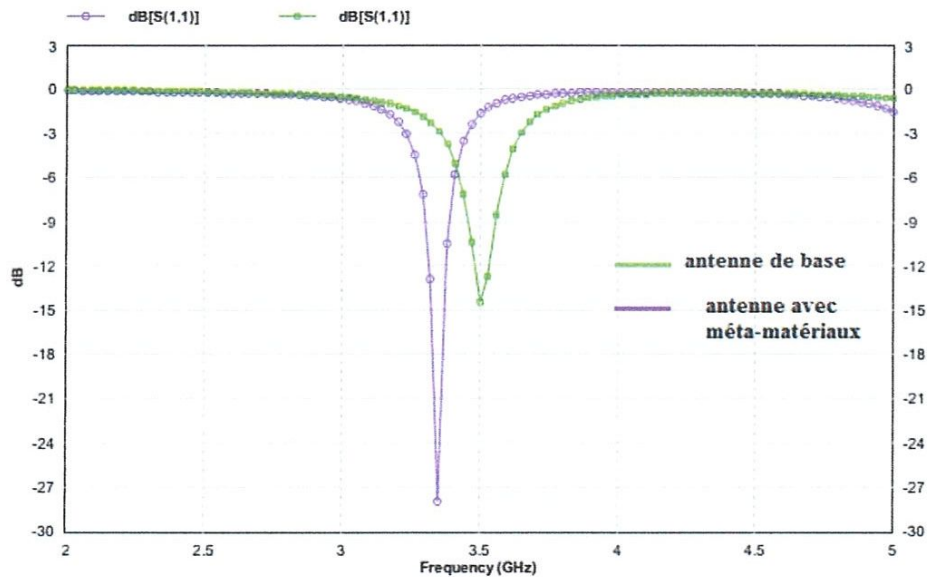


Figure.III.23: variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

❖ Diagramme de rayonnement en 2D pour la fréquence 3.33GHZ :

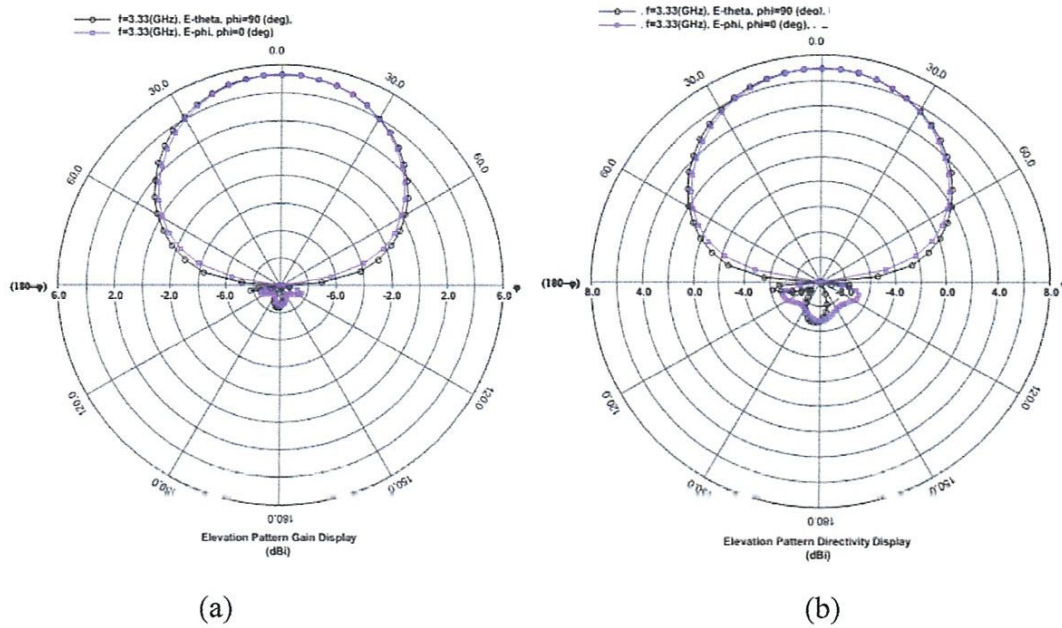


Figure.III.24 : diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité

Fréquence de résonance (f_0 GHZ)	3.33
Coefficient de réflexion S_{11} (dB)	-27
Bande passante (BP en MHZ)	80.83
Angle d'ouverture (\square_{-3dB})*2 si $\varphi = 0$	136^0
Valeur de Gain si $\varphi = 0$ (dBi)	5.318

Tableau III.5 : résultats de la simulation de l'antenne avec un réseau SRR circulaire.

- D'après les résultats de la simulation, on remarque un décalage de la fréquence de résonance de 3.5GHZ à 3.33GHZ avec une adaptation à -27 dB
- La bande passante pour S_{11} à la fréquence de résonance de 3.33GHZ est de 80.83MHZ, elle est considérablement constante.
- Par contre on a obtenu une petite augmentation de gain par rapport au modèle de base, donc une amélioration du gain et une optimisation des dimensions sont obtenues avec le réseau SRR

✚ **Réseau de 5 SRR :**

Pour cette structure on a diminué le nombre ce cellule SRR de 30 à 5 cellules.

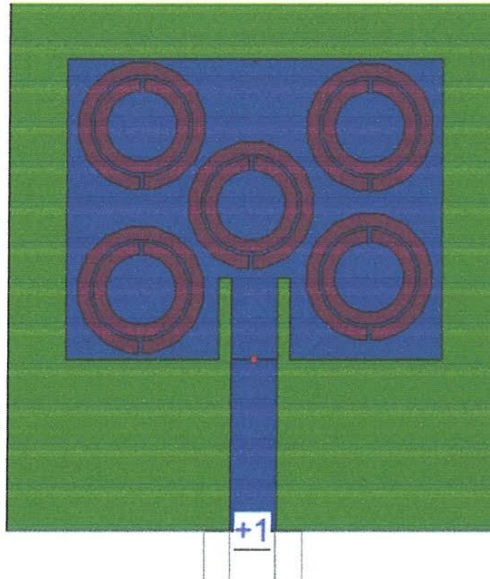
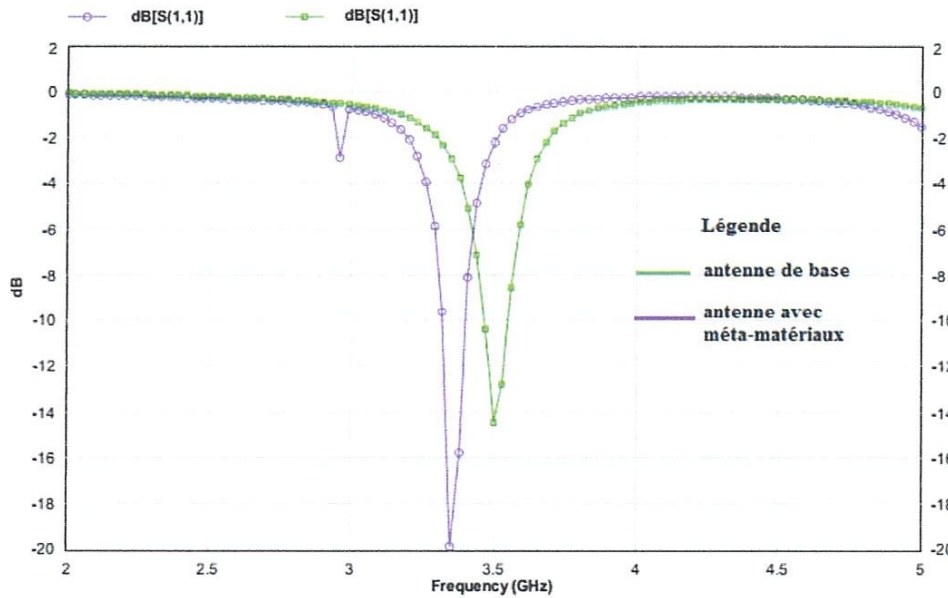


Figure.III.25: antenne méta-matériau avec 5 SRR circulaires.

❖ Coefficient de réflexion S_{11} :



FigureIII.26: variation du coefficient de réflexion en fonction la fréquence

❖ Diagramme de rayonnement en 2D :

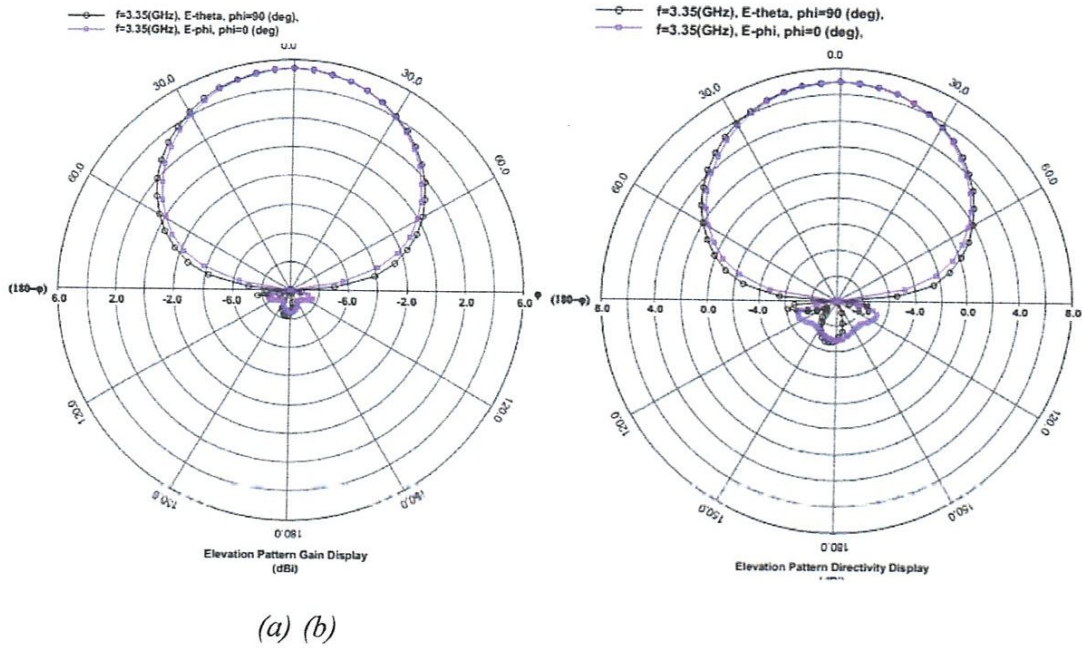


Figure.III.27 : diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité

Fréquence de résonance (f_0 GHZ)	3.35
Coefficient de réflexion S_{11} (dB)	-20
Bande passante (BP en MHZ)	85.33
Angle d'ouverture (\square_{-3dB})*2 si $\varphi = 0$	136 ⁰
Valeur de Gain si $\varphi = 0$ (dBi)	5.5

Tableau III.6 : résultats de la simulation de l'antenne méta-matériau avec 5 SRR circulaires.

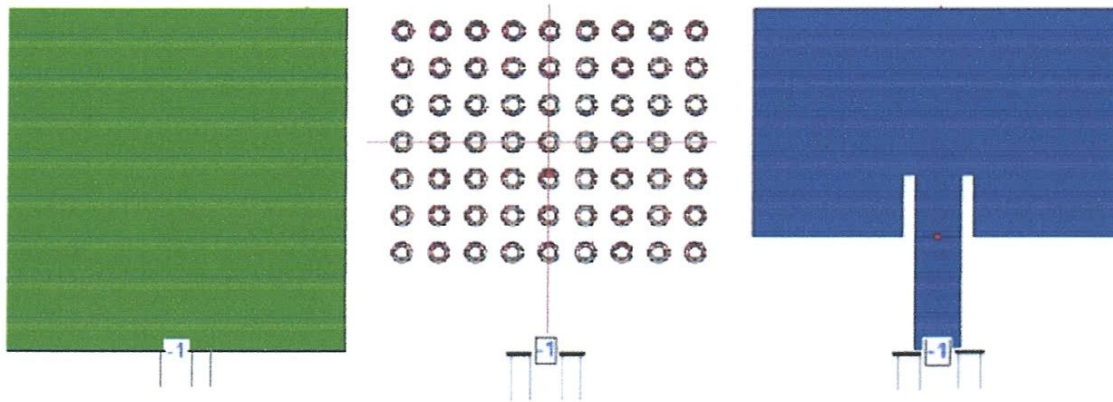
- D'après les résultats de la simulation, on remarque un décalage de la fréquence de résonance de 3.5GHZ à 3.35GHZ avec une adaptation à -20 dB
- La bande passante pour S_{11} à la fréquence de résonance de 3.35GHZ est de 80.33MHZ, elle est considérablement constante.
- Par contre on a obtenu une augmentation de gain par rapport au réseau de 30 cellules, donc on peut maintenir le cas d'un réseau de 5 SRR circulaire pour le reste des structures.
- D'après les résultats publiées dans la littérature, P.K. Singhal, BimalGarg [47] ont constaté les même remarques.

III.5. ANTENNE AVEC UNE COUCHE METAMATERIAU ENTRE LE PLAN DE MASSE ET PATCH

III.5.1. Un réseau SRR circulaire (63 cellules) :

D'après les résultats obtenus pour les différentes antennes méta-matériau, en se basant sur des travaux publiés dans la littérature, et afin d'avoir des idées pour améliorer les inconvénients des antennes patch, nous proposons une autre structure.

L'antenne proposée est représentée par la figure ci-dessous :



(a): plan de masse

(b): surface méta-matériaux

(c): patch

Figure III.28: antenne avec une surface méta-matériaux entre plan de masse et patch

❖ Coefficient de réflexion S_{11} :

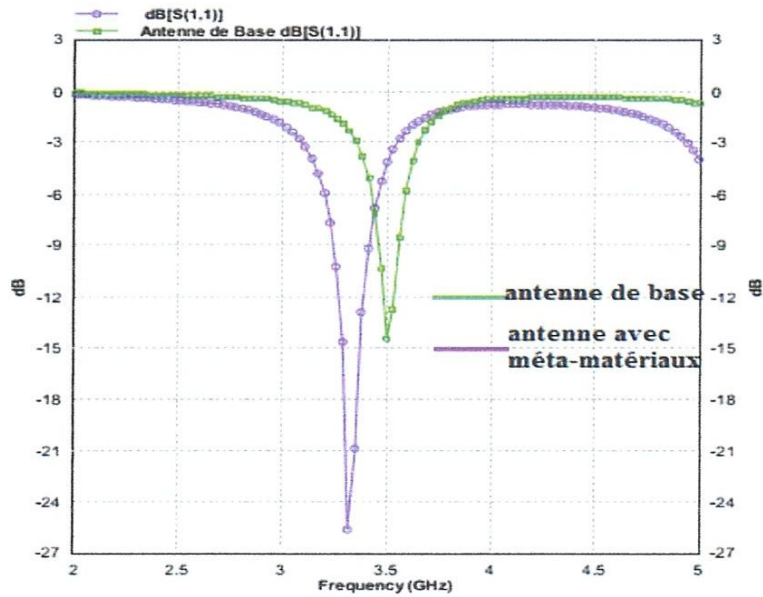


Figure.III.29: variation du coefficient de réflexion en fonction la fréquence

❖ Diagramme de rayonnement en 2D :

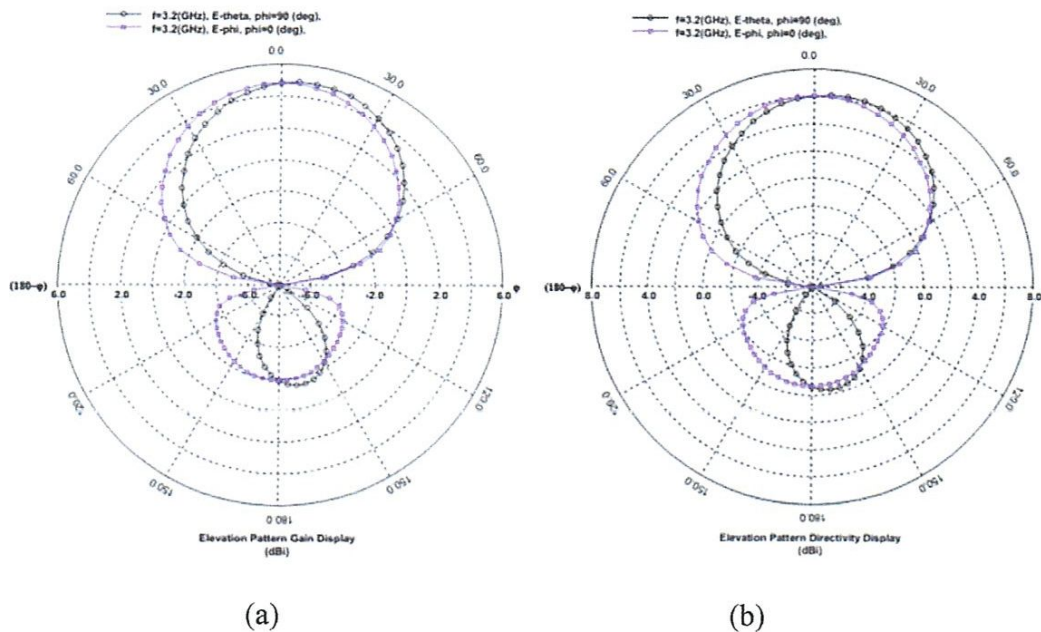


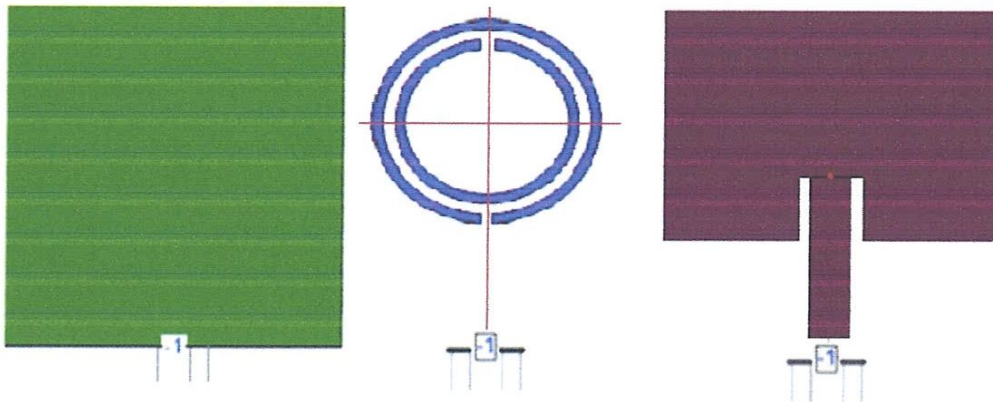
Figure.III.30: diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité

Fréquence de résonance (f_0 GHz)	3.32
Coefficient de réflexion S_{11} (dB)	-25.65
Bande passante (BP en MHz)	155.1
Angle d'ouverture (\square_{-3dB})*2 si $\varphi = 0$	135°
Valeur de Gain si $\varphi = 0$ (dBi)	4.82

Tableau III.7: Résultats de la simulation de l'antenne avec une surface méta-matériaux entre plan de masse et patch

- D'après les résultats de la simulation, on remarque un décalage de la fréquence de résonance de 3.5GHz à 3.32GHz avec une adaptation à -25.65 dB
- Une augmentation de la bande passante (de 80.95MHz pour l'antenne de base à 155.1MHz).
- Par contre on a obtenu une faible diminution de gain par rapport au modèle de base.

III.5.2. Un SRR circulaire (une cellule) :



(a): plan de masse

(b): un SRR circulaire

(c): patch

Figure III.31 : antenne avec un SRR entre plan de masse et patch

❖ Coefficient de réflexion S_{11}

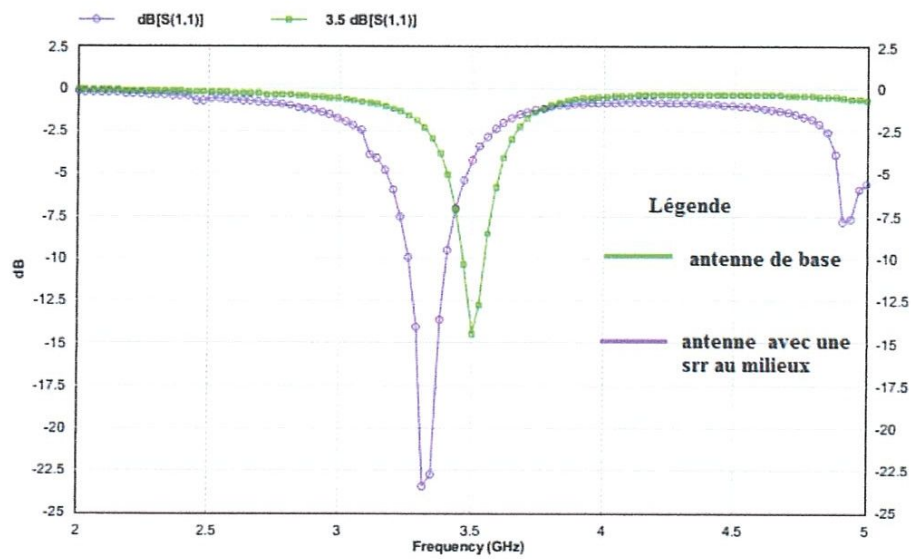


Figure.III.32: variation du coefficient de réflexion en fonction la fréquence

❖ Diagramme de rayonnement en 2D

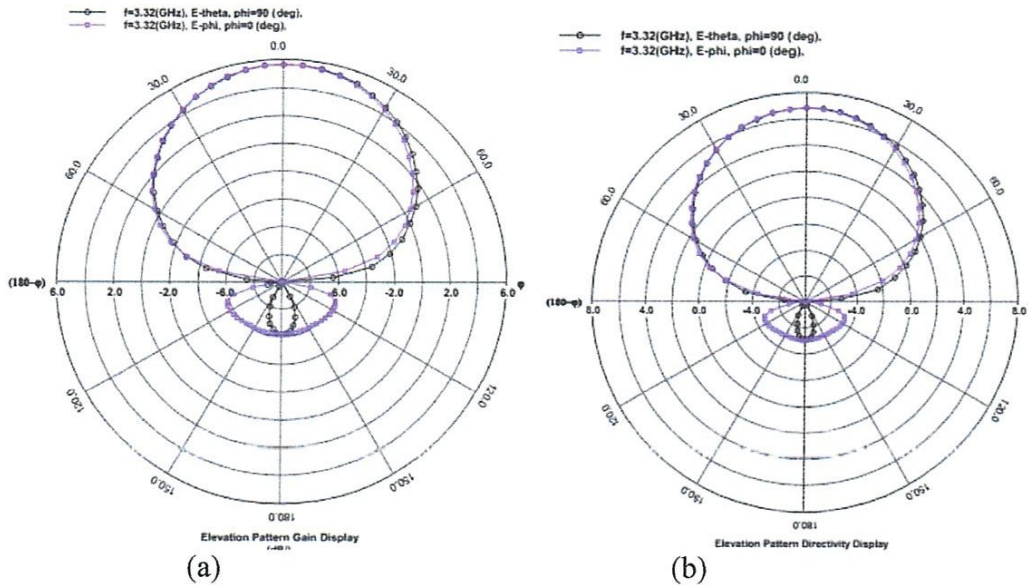


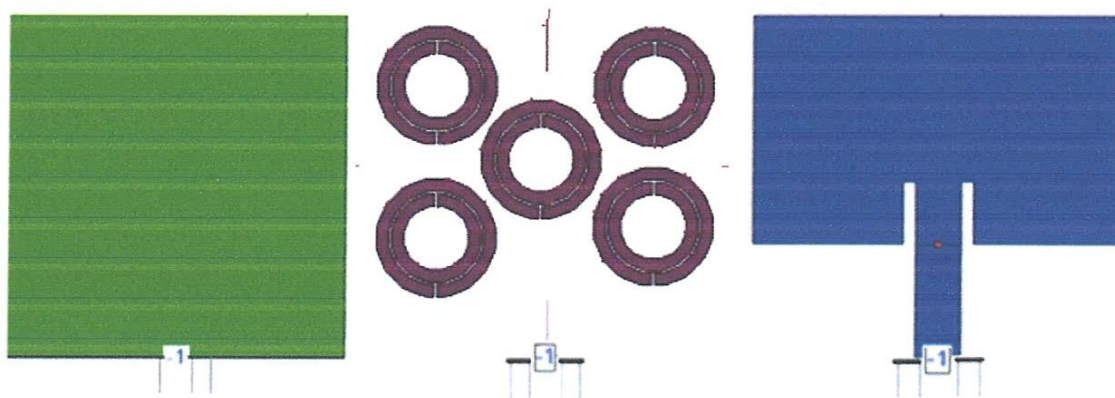
Figure.III.33: diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité

Fréquence de résonance (f_0 GHz)	3.32
Coefficient de réflexion S_{11} (dB)	-23
Bande passante (BP en MHz)	152.69
Angle d'ouverture (\square_{-3dB})*2 si $\varphi = 0$	126 ⁰
Valeur de Gain si $\varphi = 0$ (dBi)	5.7

Tableau III.8: Résultats de la simulation de l'antenne avec un SRR entre plan de masse et patch

- D'après les résultats de la simulation, on remarque un décalage de la fréquence de résonance de 3.5GHz à 3.32GHz avec une adaptation à -23 dB
- Une augmentation de la bande passante (de 80.95MHz pour l'antenne de base à 152.69MHz).
- Une augmentation du gain par rapport au modèle de base (de 5.26dBi à 5.7 dBi).

III.5.3. Cinqcellules SRR circulaire :



(a): plan de masse

(b): 5 SRR circulaire

(c): patch

Figure III.34 : antenne avec une SRR entre plan de masse et patch

❖ Coefficient de réflexion S_{11} :

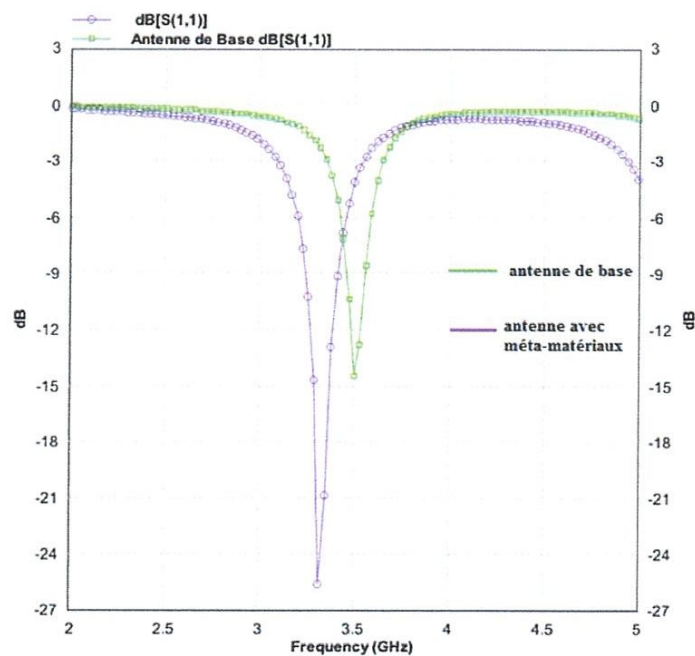


Figure.III.35: variation du coefficient de réflexion en fonction la fréquence

❖ Diagramme de rayonnement en 2D

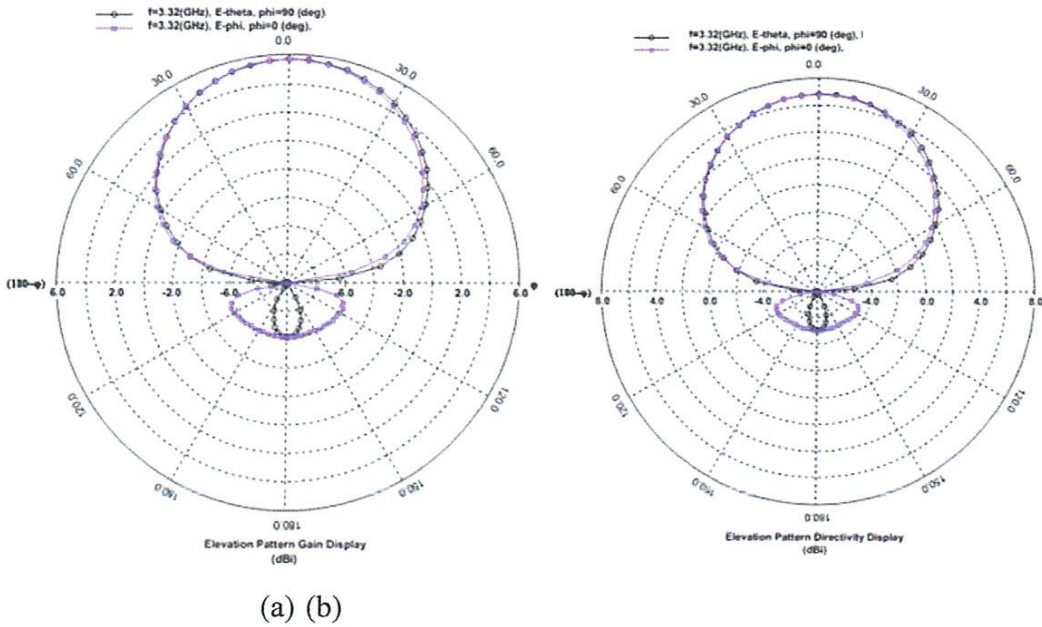


Figure.III.36: diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité

Fréquence de résonance (f_0 , GHz)	3.32
Coefficient de réflexion S_{11} (dB)	-26
Bande passante (BP en MHz)	141.58
Angle d'ouverture (\square_{-3dB})*2 si $\varphi = 0$	140 ⁰
Valeur de Gain si $\varphi = 0$ (dBi)	5.7

Tableau III.9: Résultats de la simulation de l'antenne avec une SRR entre plan de masse et patch

- D'après les résultats de la simulation, on remarque toujours un décalage de la fréquence de résonance de 3.5GHz à 3.32GHz avec une adaptation à -26 dB.
- Une augmentation de la bande passante (de 80.95MHz pour l'antenne de base à 141.58MHz).
- Une augmentation du gain par rapport au modèle de base (de 5.26dBi à 5.7dBi); car les méta-matériaux minimise l'effet des ondes de surface (rayonnement dans le substrat).

III.6. ANTENNE AVEC PLAN DE MASSE CHARGÉ PAR UNE FENTE

Dans cette section nous étudions l'effet de la fente sur les caractéristiques de l'antenne métamatériaux.

III.6.1. Antenne de base avec le plan de masse chargé par un CSRR

Après plusieurs simulations et une étude paramétrique nous arrivons à obtenir les dimensions suivantes :

$W_0=0.4\text{mm}$; $L_0=0.6\text{mm}$; $S=0,4\text{mm}$.

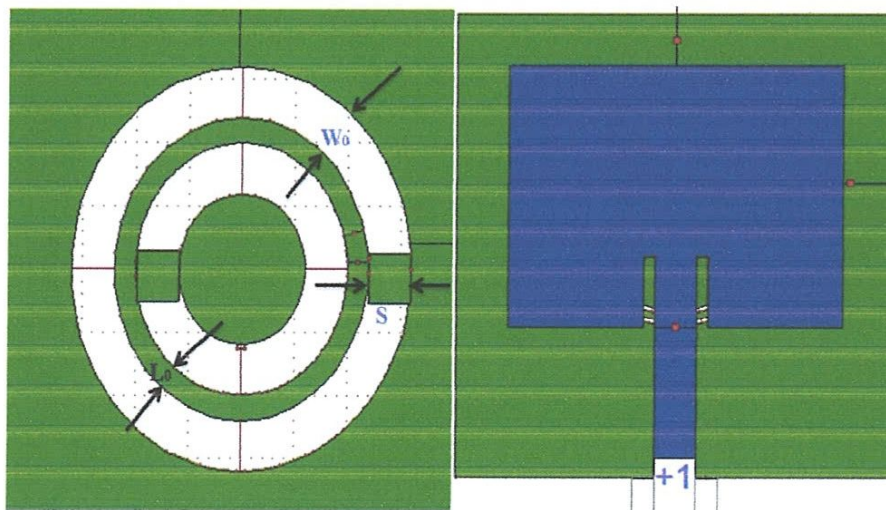


Figure III.37: Antenne de base chargée par un CSRR dans le plan de masse

❖ Coefficient de réflexion S_{11} :

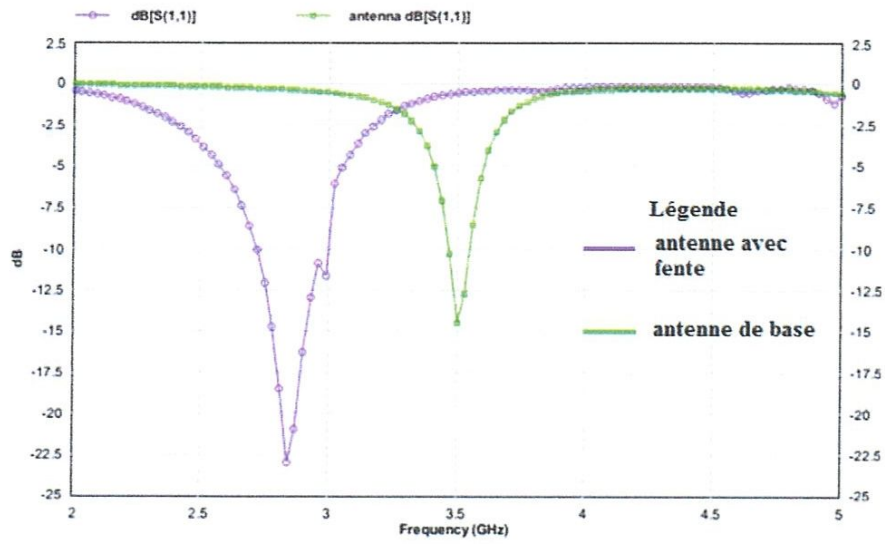


Figure.III.38: Variation du coefficient de réflexion en fonction la fréquence

❖ Diagramme de rayonnement en 2D

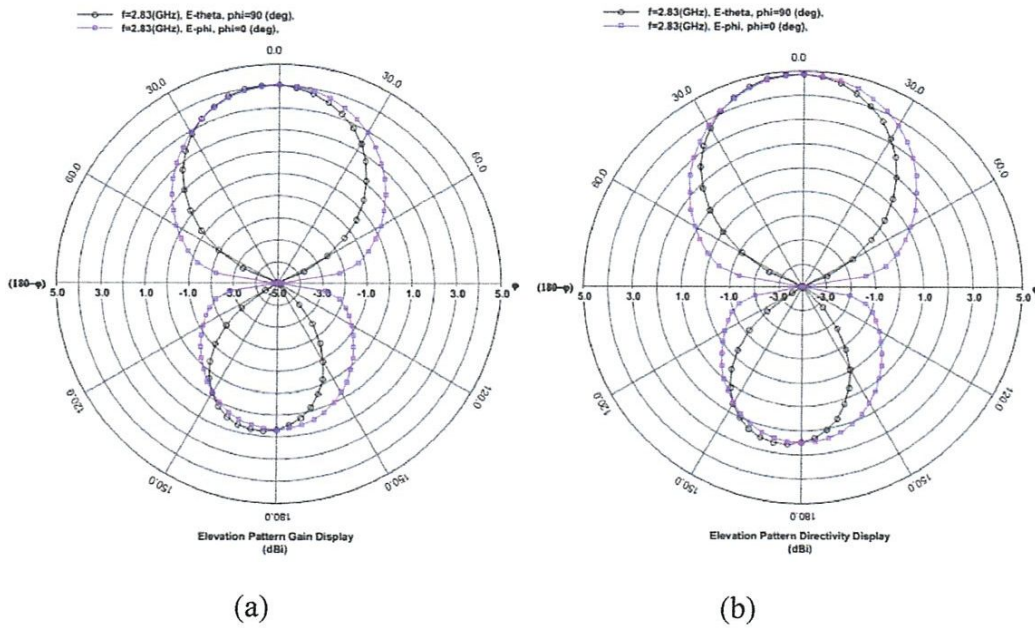


Figure.III.39: diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité

Fréquence de résonance (f_0 GHz)	2.83
Coefficient de réflexion S_{11} (dB)	-23.4
Bande passante (BP en MHz)	282.9
Angle d'ouverture (\square_{-3dB})*2 si $\varphi = 0$	160^0
Valeur de Gain si $\varphi = 0$ (dBi)	4.033

Tableau III.10 : Résultats de la simulation de l'antenne de base dont le plan de masse est chargé par un CSRR

- On remarque un décalage important de la fréquence de résonance de 3.5GHz à 2.83GHz avec une adaptation à -23.4 dB et une grande bande passante de 283MHz par rapport à l'antenne seule. Donc une miniaturisation et une amélioration de la bande passante.
- on remarque aussi, l'apparition d'un lobe secondaire important au-dessous du plan de masse à cause du fente, ce qui minimise le gain de l'antenne.

III.6.2. Antenne avec superstrat méta-matériaux (5 SRR) chargée par un CSRR dans le plan de masse.

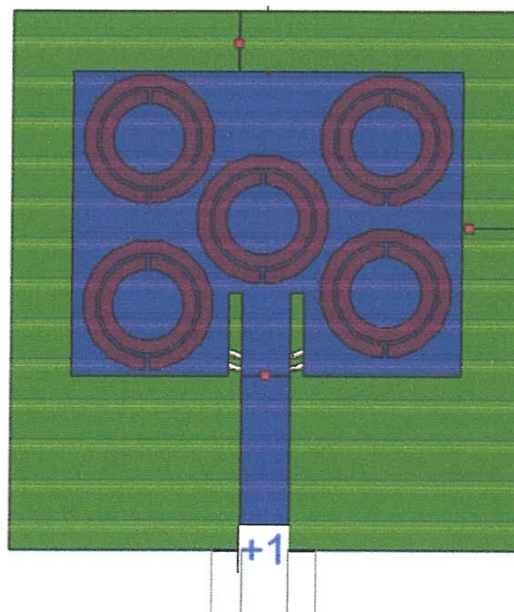
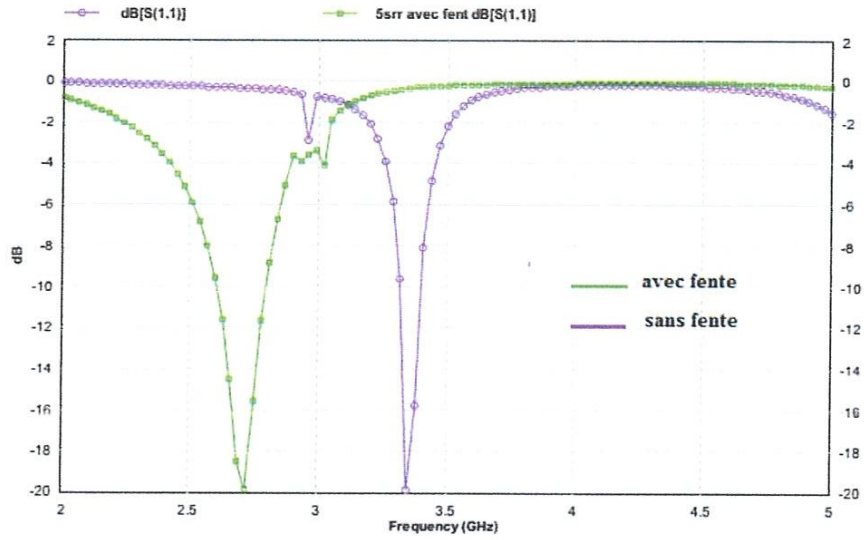


Figure.III.40: Antenne méta-matériaux chargée par un CSRR dans le plan de masse

❖ Coefficient de réflexion S_{11} :



FigureIII.41: Variation du coefficient de réflexion en fonction la fréquence

❖ Diagramme de rayonnement en 2D

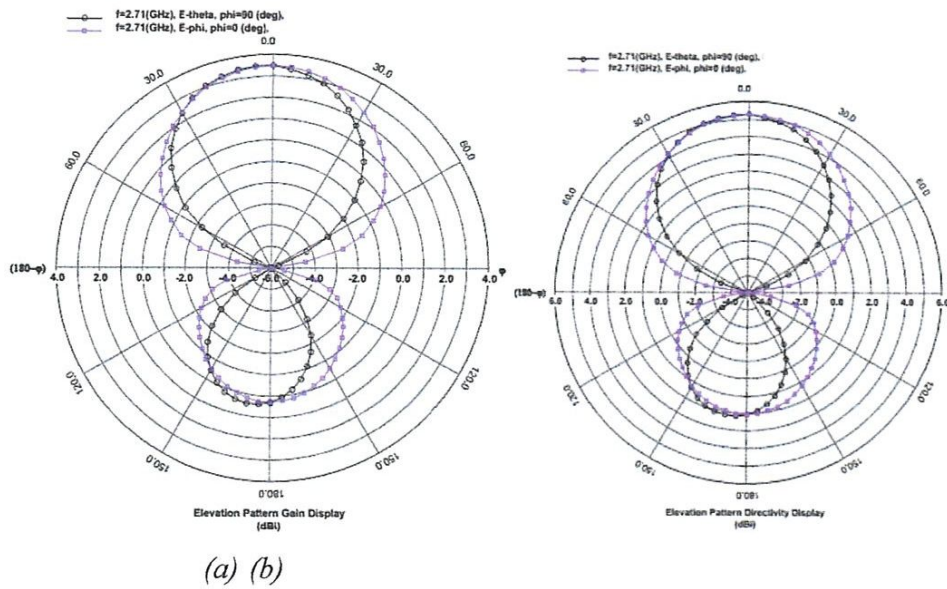


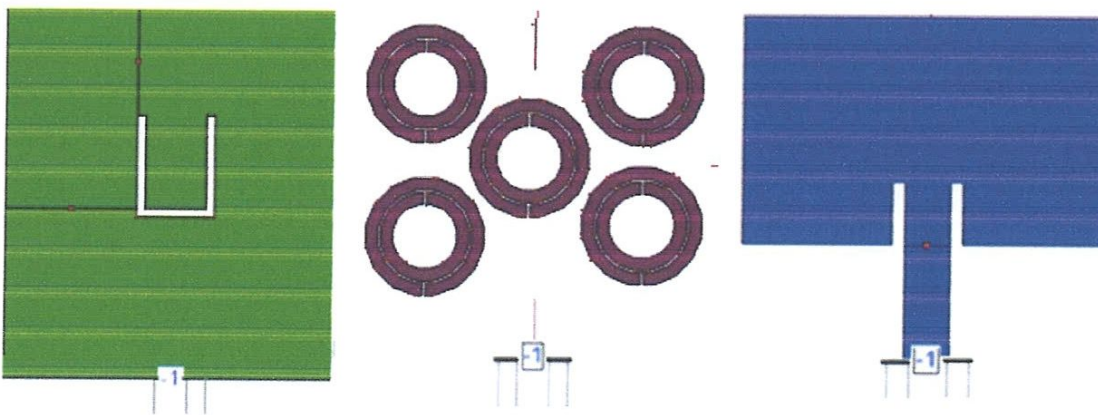
Figure.III.42: diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité

Fréquence de résonance (f_0 GHz)	2.71
Coefficient de réflexion S_{11} (dB)	-19.88
Bande passante (BP en MHz)	202.09
Angle d'ouverture (\square_{-3dB})*2 si $\varphi = 0$	160°
Valeur de Gain si $\varphi = 0$ (dBi)	3.46

Tableau III 11 : Résultats de la simulation de l'antenne avec superstrat méta-matériaux chargée par un CSRR dans le plan de masse

- On remarque un décalage important de la fréquence de résonance $f_0 = 2.71$ GHz vers la gauche, avec une adaptation à -19.88 dB et une amélioration de la bande passante de (202.1 MHz) par rapport à l'antenne sans fente (85.83 MHz). Donc une miniaturisation et une amélioration de la bande passante sont obtenues.
- on remarque aussi, l'apparition d'un lobe secondaire important au-dessous du plan de masse à cause de la fente, ce qui minimise le gain de l'antenne.

III.6.3. Antenne avec méta-matériaux entre patch et plan de masse chargé par une fente forme U



(a): plan de masse

(b): une SRR circulaire

(c): patch

Figure III.43 : Antenne avec méta-matériaux entre patch et plan de masse avec une fente U

❖ Coefficient de réflexion S_{11} :

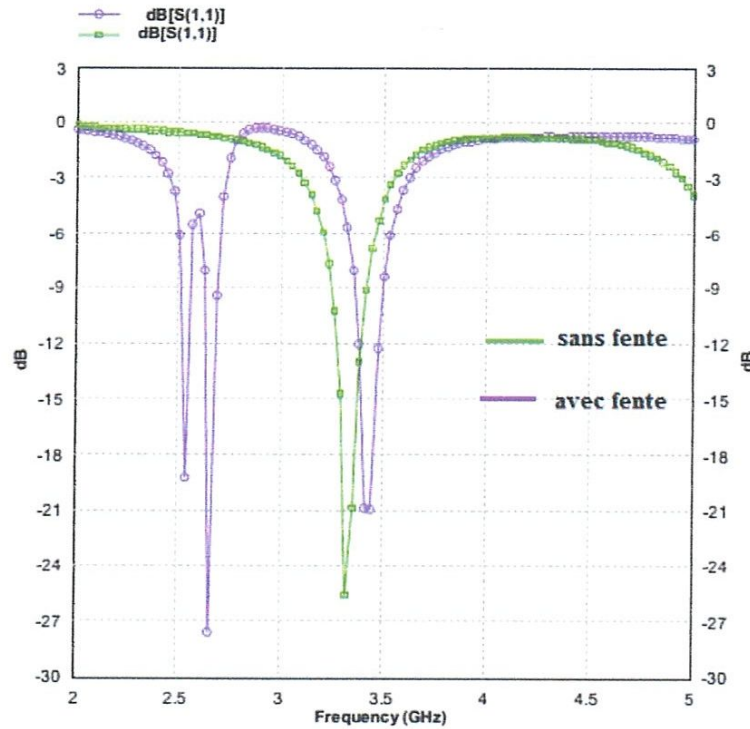


Figure.III.44: variation du coefficient de réflexion en fonction la fréquence

❖ Diagramme de rayonnement en 2D

✚ Pour $f=3.43\text{GHz}$:

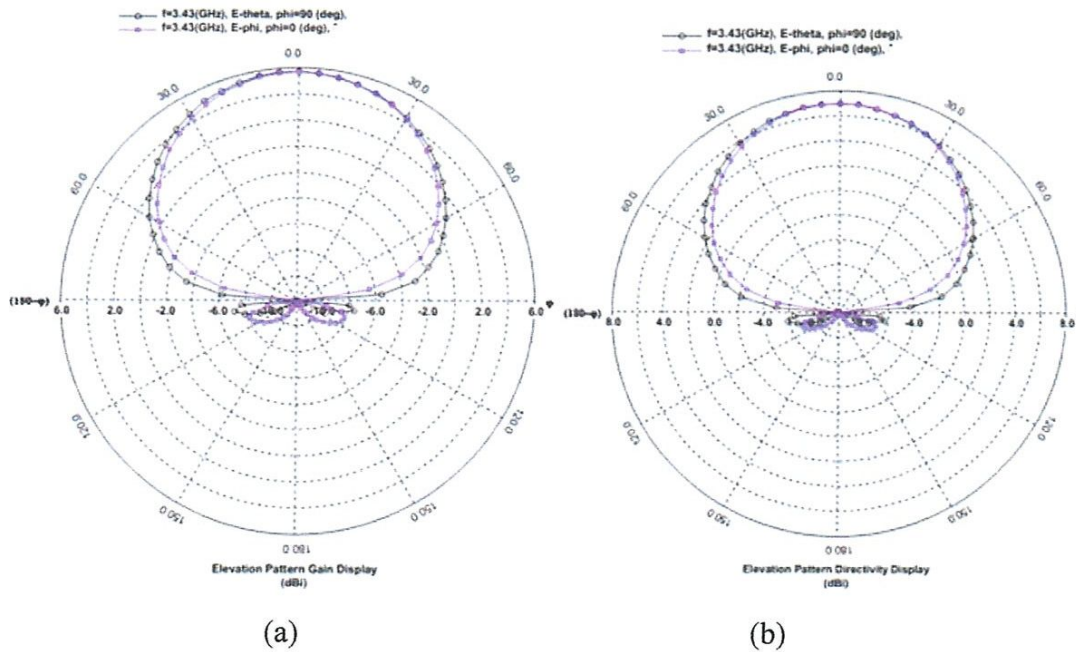
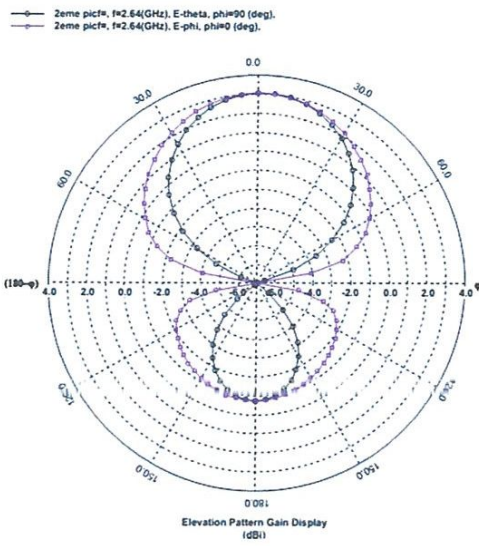
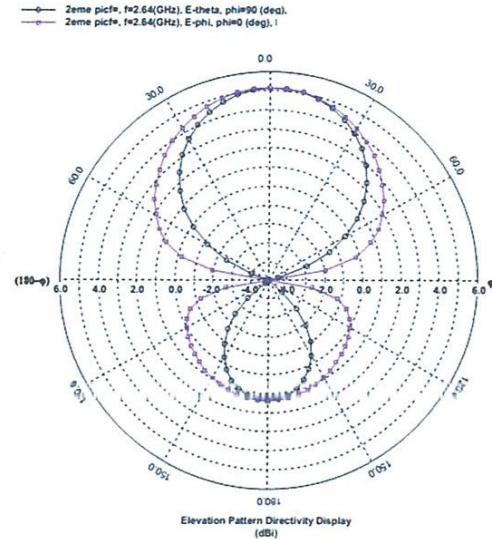


Figure.III.45: diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité

✚ **Pour $f=2.64\text{GHz}$:**



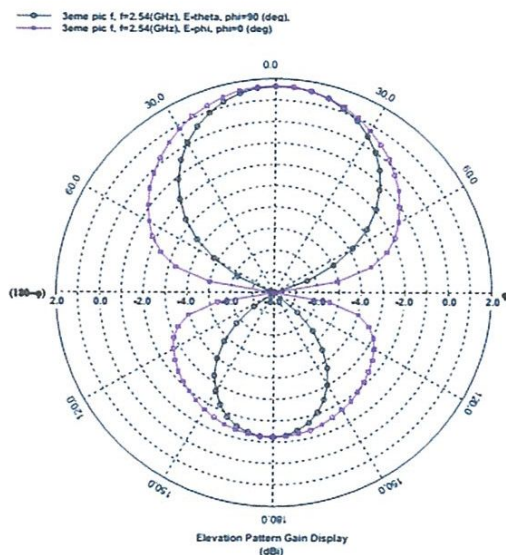
(a)



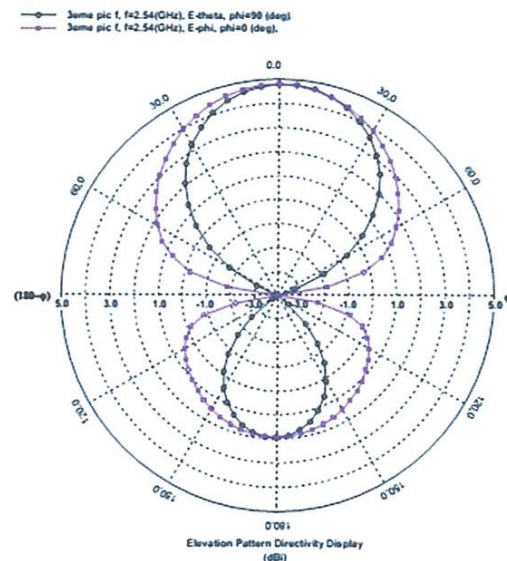
(b)

Figure.III.46: diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité

✚ **Pour $f=2.54\text{GHz}$:**



(a)



(b)

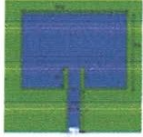
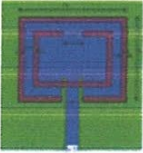
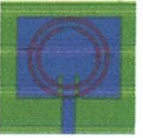
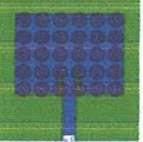
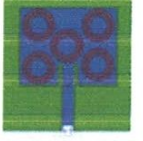



Figure.III.47: diagramme de rayonnement (a) en gain (b) en directivité

Fréquence de résonance (f_0 GHz)	1 ^{er} pique	3.43
	2 ^{eme} pique	2.64
	3 ^{eme} pique	2.54
Coefficient de réflexion S_{11} (dB)	1 ^{er} pique	-21
	2 ^{eme} pique	-27
	3 ^{eme} pique	-19
Bande passante (BP en MHz)	1 ^{er} pique	128.09
	2 ^{eme} pique	67.41
	3 ^{eme} pique	60.67
Angle d'ouverture (\square_{-3dB})*2	1 ^{er} pique	136 ⁰
	2 ^{eme} pique	124 ⁰
	3 ^{eme} pique	101 ⁰
Valeur de Gain si $\varphi = 0$ (dBi)	1 ^{er} pique	5.686
	2 ^{eme} pique	3.03
	3 ^{eme} pique	1.65

Tableau III.12 : Résultats de la simulation de l'antenne méta-matériaux chargée par une fente U dans le plan de masse

- On remarque un décalage important de la fréquence de résonance $f_0 = 2.71\text{GHz}$ vers la gauche, avec une adaptation à -19.88dB et une amélioration de la bande passante de (202.1MHz) par rapport à l'antenne sans fente (85.83MHz). Donc une miniaturisation et une amélioration de la bande passante sont obtenues.
- on remarque aussi, l'apparition d'un lobe secondaire important au-dessous du plan de masse à cause du fente, ce qui minimise le gain de l'antenne.

III.7. TABLEAU DE COMPARAISON

Modèle		f_0 GHz	S11 dB	BP MHz	Gain dBi	Dimin. %
De base		3.5	-14.69	80.95	5.268	
Avec superstrat SRR		3.35	-45.83	78.95	5.05	4.1
		3.35	-24.59	74.85	4.77	4.1
		3.33	-27	80.83	5.318	4.8
		3.35	-20	85.33	5.5	4.1
Avec SRRs entre patch et plan de masse		3.32	-25.65	155.1	4.82	4.86
		3.32	-23	152.7	5.7	4.86
		3.32	-26	141.6	5.7	4.86


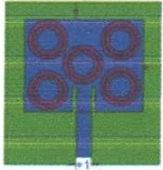

Anten. de base plan de masse chargé par CSRR		2.83	-23.4	282.9	4.03	16.1
Avec plan de masse chargé par CSRR		2.71	-19.88	202.1	3.46	17.3
Avec plan de masse chargé par une fente U		3.34	-21	128.1	5.68	1.96

Tableau III.13 : Comparaison entre différentes structures

III.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a d'abord servi du modèle de base d'une antenne patch simple qui résonne à 3.5GHZ (WIMAX) alimentée par encoche, pour générer d'autres structures, répondants aux plusieurs spécifications telles que : l'élargissement de la bande passante, amélioration de l'adaptation et de gain et réduction de la taille.

D'après les résultats de la simulation, on peut tirer les conclusions suivantes:

- ✓ Le premier modèle d'une antenne avec un superstrat méta-matériaux de type SRR carré présente une meilleure adaptation par rapport à toutes les structures proposées ; avec une diminution de 4.1% de la taille de l'antenne. Une petite diminution de la bande passante et du Gain est obtenue.
- ✓ Les mêmes observations pour antenne avec superstrat réseau SRR circulaire. on a présenté l'effet du nombre de cellule et on a trouvé la structure avec 5 cellules répond bien à notre objectif, réduction de la taille, amélioration du gain et de la bande passante.
- ✓ Pour le 2^{ème} modèle : antenne avec réseau SRRs circulaire entre patch et plan de masse, on a étudié l'effet du nombre de cellule sur les paramètres de l'antenne de base, et on a constaté que : la réduction de la taille de 4.86% est constante quelque soit le nombre de cellule, ainsi l'amélioration de la bande passante de l'antenne est obtenue

toujours, pour le modèle de base est de 23.1% par contre pour plusieurs SRRs est de 46.71% (donc plus que le double). Le gain est amélioré aussi pour une et 5 cellules (5.7dBi).

- ✓ Le 3^{ème} modèle, où on a introduit des fentes dans le plan de masse, on a observé une dégradation du gain pour 5 cellules en haut, par rapport à l'antenne sans fentes CSRR, à cause de lobe secondaire (rayonnement à travers la fente). Le modèle possède la meilleure optimisation de la taille de l'antenne (17.3%), on a observé aussi une augmentation considérable de la bande passante (74.57%)
- ✓ L'antenne de base chargée par un CSRR au plan de masse présente la bande passante la plus grande et (283MHz) et une optimisation de 16.1%.
- ✓ Enfin la fente sous forme d'un U améliore le gain et la bande passante.

Pour conclure, on peut dire que l'insertion de couche d'un réseau SRR en dessus ou en dessous du patch optimise toujours la taille de l'antenne, avec certaine dégradation des autres paramètres. On peut choisir le modèle avec un seul SRR entre patch et plan de masse comme un modèle qui répond bien à l'amélioration de la bande passante et le gain, et on peut choisir le modèle : 5 cellules en dessus avec plan de masse chargé par CSRR comme un modèle qui répond bien à miniaturisation.

CONCLUSION GENERALE

Les antennes imprimées sont à la base des technologies sans fil ; donc les recherches dans ce domaine sont toujours prépondérantes. Les principaux axes de recherches tendent toujours à diminuer la taille pour des appareils de plus en plus petits ; augmenter la bande passante pour les applications gourmandes en bande passante (visioconférence ; télévision sur mobile etc....) ; et la recherche d'antenne multi bande.

Dans les chapitres théoriques nous avons rappelé les caractéristiques principales des antennes imprimées et les paramètres indispensables à leur conception. Ensuite nous avons rappelé les différentes technologies utilisées par les chercheurs pour miniaturiser les antennes ; et nous nous sommes basées sur l'application des méta-matériaux aux antennes imprimées.

L'antenne méta-matériau est une nouvelle technologie qui est en plein développement; de ce fait, le travail sur les antennes méta-matériaux est complexe étant donné la rareté des documents sur le sujet, de plus il faut concevoir une structure métallique bien adaptée pour réaliser nos objectifs. En effet ce n'est qu'au début des années 2000 que les antennes avec méta-matériau ont été réalisées pratiquement. Dans notre projet on a mis en évidence certains avantages de ces antennes en simulant différentes structures avec méta-matériaux. Ainsi nous avons montré la diminution de la taille de l'antenne et l'augmentation de l'adaptation dans tous les modèles proposés. On peut choisir le modèle avec un seul SRR entre patch et plan de masse comme un modèle qui répond bien à l'amélioration de la bande passante et le gain , et on peut choisir le modèle : 5 cellules en dessus avec plan de masse chargé par CSRR comme un modèle qui répond bien à la miniaturisation.

Ce travail a été très bénéfique pour nous d'une part il nous a permis de maîtriser un logiciel de simulation d'antenne en occurrence IE3D ; et d'autre part d'approfondir nos connaissances sur les antennes imprimées et de comprendre une technologie d'avenir que sont les méta-matériaux.

Vue la possibilité que offre les méta-matériaux et le manque de matériel ou de logiciel pour mesurerait caractériser la permittivité et la perméabilité des matériaux au niveau de notre département ce travail peut se prolonger sur deux axes :

- Le premier consiste à Créer des nouvelles structures périodiques méta-matériaux simulées et caractérisées par d'autres logiciels de simulation tel que CST, en calculant sa

permittivité et sa perméabilité ; pour trouver d'autres configuration plus performant des antennes imprimés.

- Le deuxième axe de prolongement de ce travail est la Mise en pratique, au niveau du laboratoire de recherche de télécommunication, des structures simulées pour faire la caractérisation expérimentale et la validation des résultats numériques.

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE

- [1] Constantine A. Balanis 1997, "Antenna Theory, analysis and design"; New York, John Wiley & Sons, Inc.
- [2] Yi Huang, Kevin Boyle, "Antennas From Theory To Practice"; 1^{er} edition Wiley, 2008;
- [3] D.Khedrouche, "Modélisation des antennes microbandes par analyse tri dimensionnelle rigoureuse en utilisant une méthode intégrale"; Thèse de doctorat université de constantine, Juin 2005.
- [4] Maurice Bellanger, "Les antennes théories, conception et application"; Dunod.
- [5] Yamina TIGHILT, "Identification Des Antennes Micorubans Multicouches Par La Méthode Spectrale Et Les Réseaux De Neurones"; Univesite Ferhat Abbas -Setif- Ufas (ALGERIE) These Doctorat En Sciences le 23 juin 2011.
- [6] R. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays"; IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. Ap-22, pp. 74-78, 1974.
- [7] H. Pues and A. Van de Cappelle, "Accurate transmission-line model for the microstrip Antenna"; ZEE Processing, pt. H, Vol. 131, pp. 334-340, Dec. 1984.
- [8] A. K. Battacharyya and R. Garg, "Generalized transmission line model for microstrip Patches"; ZEE Processing, pt. H, Vol. 132, pp. 93-98, Apr. 1985.
- [9] A. K. Battachryya and A. K. Shafai, "Theoretical and experimental investigations of the elliptical annular ring antenna"; IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. Ap-36, pp. 1526-1530, 1988.
- [10] E. Van Lil, and Van de Capelle, "transmission line model for mutual coupling between microstrip antennas"; IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. Ap-32, pp. 816-821, 1984.
- [11] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip antenna technology"; IEEE transactions on antennas and propagation, Vol. AP-29, No.1, pp. 2-24, January 1981.
- [12] A. K. Verma and Z. Rostamy, "Resonant frequency of uncovered and covered rectangular microstrip patch using modified Wolf model"; IEEE transactions on microwavetheory and techniques, Vol. 41, No. 1, Jan. 1993.
- [13] M. Diblang, "Développement du concept de l'antenne a résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire"; Université de Limoges. Thèse de doctorat 20

mars 2006.

[14] J. Rashed and C. T. Tai, "A new class of resonant antennas", *Antenna and Propagation*; IEEE Transactions on, vol. 39, pp. 1428-1430, 1991.

[15] K.-L. Wong and H.-C. Tung, "An inverted U-shaped patch antenna for compact operation"; *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 1647-1648, 2003.

[16] H. K. Kan and R. B. Waterhouse, "Shorted spiral-like printed antennas", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 396-397, 2002.

[17] D. T. Notis, P. C. Liakou, and D. P. Chrissoulidis, "Dual polarized microstrip patch antenna, reduced in size by use of peripheral slits", in *Microwave Conference, 2004. 34th European*, 2004, pp. 125-128.

[18] K. Gosalia and G. Lazzi, "Reduced size, dual-polarized microstrip patch antenna for wireless communications"; *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 2182-2186, 2003.

[19] V. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", *Physics-Uspeski*, vol. 10, pp. 509-514, 1968.

[20] C. R. Rowell and R. D. Murch, "A capacitively loaded PIFA for compact mobile telephone handsets"; *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 837-842, 1997.

[21] C. R. Rowell and R. D. Murch, "A compact PIFA suitable for dual-frequency 900/1800-MHz operation"; *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 596-598, 1998.

[22] R. Chair, K. M. Luk, and K. F. Lee, "Small dual patch antenna", *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 762-764, 1999.

[23] S. A. Bokhari, J. F. Zurcher, J. R. Mosig, and F. E. Gardiol, "A small microstrip patch antenna with a convenient tuning option"; *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 1521-1528, 1996.

[24] Zeland Software Inc. - <http://www.zeland.com/>

[25] Alexandre Boyer, "support de cours énoncé de travaux dirigés", institut national des sciences appliquées de Toulouse, 5ème année réseau et télécom; octobre 2011.

[26] Cédric Requin, "Antennes quasi-auto-complémentaires pour terminaux mobiles multistandards"; Université Nice Sophia Antipolis, 2013. Français.

- [27] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart. "Low-frequency plasmons in thin-wire structures"; *J. Phys. Cond. Matter.* 10, 1998: 4785-09.
- [28] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart. "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena"; *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 47, 1999: 2075-2084.
- [29] D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser, S. Schultz. "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity"; *Phys. Rev. Lett.* 84, 2000: 4184-4187
- [30] P.G. Balmain, O. J. F. Martin, "Efficient isotropic magnetic resonators"; *Applied Physics Letters*, 81(5), 2002: 939-941.
- [31] S. Zhang, W. Fan, N. C. Panoiu, K. J. Malloy, R. M. Osgood, S. R. J. Brueck. "Experimental Demonstration of Near-Infrared Negative-Index Metamaterials"; *Phys. Rev. Lett.* 95, 137404, 2005.
- [32] Aziza Zermane, "Contribution à l'étude et la faisabilité de micro-résonateurs en structure planaire"; Thèse Pour obtenir le grade de docteur de l'université Mentouri de Constantine et de l'université Jean Monnet de Saint-Etienne, 30/06/2011.
- [33] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of permittivity and permeability"; *Sov. Phys. Usp.*, 10, 1968: 509-514.
- [34] J. Pendry, A. Holden, W. Stewart, and I. Youngs, "Extremely low-frequency plasmons in metallic mesostructures"; *Physical Review Letters*, vol. 76, no. 25, pp. 4773-4776, 1996.
- [35] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena"; *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, p. 2075, 1999.
- [36] D. R. Smith and S. Schultz, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients"; *Physical Review B*, vol. 65, no. 19, pp. 1-5, Apr. 2002.
- [37] Christophe Caloz, Tatsuo Itoh, "Electromagnetic Metamaterials: Transmission line theory and microwave applications"; JOHN WILEY & SONS, 2006.
- [38] E. Lheurette, "Métamatériaux à indice négatif de réfraction : des micro-ondes aux fréquences térahertz, HDR"; Université de Lille 1, Juin 2009.

- [39] C. Caloz and T. Itoh, "Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip LH line"; in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE, 2002, vol. 2, pp. 412-415.
- [40] G. V. Eleftheriades, a. K. Iyer, and P. C. Kremer, "Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines"; IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 12, pp. 2702-2712, Dec. 2002.
- [41] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "Periodic Analysis of a 2-D Negative Refractive Index Transmission Line Structure"; in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE, VOL. 51, NO. 10
- [42] S. Zhu and R. J. Langley, "Dual band wearable antennas over EBG substrate"; Electronics Letters, Vol.43(3), pp. 141-143, 2007.
- [43] M. Achour, A. Gummalla, C. J. Lee, A. Dupuy, G. Poilasne: "Enabling True Wireless Broadband and Multi-Mode Comm. Networks with Metamaterial Air Interface Technology"; Proceeding Meta08 NATO Advanced Research Workshop, May 2008 pp. 539-547.
- [44] D. Sievenpiper, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces"; Ph.D. thesis, University of California, Los Angeles, 1999.
- [45] G. Poislane, "Antennes et matériaux à BIP"; Thèse de Doctorat n°2194, Université de Rennes I, Juillet 1999.
- [46] Rasto Ghasemi, "Méta-matériaux pour infrarouge et application"; université paris. Sud-Paris XI, 2012 Français .
- [47] P.K. Singhal, Bimal Garg "Design and Characterization of Compact Microstrip Patch Antenna Using 'Split Ring' Shaped Metamaterial Structure"; International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), ISSN: 2088-8708, Vol.2, No.5, October 2012, pp. 655-662.
- [48] L. Schreider, "Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur - Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz"; Thèse de Doctorat, ENST, Avril 2006.

Résumé

Afin de répondre au besoin d'intégrer plusieurs services dans un seul terminal mobile de nouvelle génération et dans le but de satisfaire leurs contraintes d'encombrement, des nouveaux concepts d'antennes miniatures font l'objet de nombreuses recherches. Parmi les solutions proposées dans la littérature, l'utilisation des métamatériaux dans le domaine antennaire.

Les travaux de cet mémoire reposent sur l'exploitation des propriétés doublement négatif des cellules Métamatériaux de type SRR rectangulaire et circulaire associées à une antenne patch rectangulaire, afin de réaliser des structures d'antennaires miniatures et performantes.