

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان -

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : télécommunications

Spécialité : Systèmes de Télécommunications

Par : FEROUANI Imane

BOUFATAH Mohamed Walid

Sujet

Conception d'une antenne planaire à base de métamatériaux pour des applications WIMAX.

Soutenu publiquement, le **24/09/2020**, devant le jury composé de :

Mr N. BOUKLI HACENE	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Mme F. BOUSALAH	Maître de conférences	Univ. Tlemcen	Encadreur
Mme H. BENOSMAN	Maître de conférences	Univ. Tlemcen	Examinatrice

Remerciements

Nous tenons à remercier tout d'abord DIEU " ﷻ " le tout puissant qui nous a donné durant toutes ces années la santé, le courage et la foi.

Qu'il me soit permis d'exprimer toute notre gratitude et nous remercions à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'achèvement de ce travail et en particulier :

*A notre encadreur **Mme BOUSALAH Fayza**, Maitre de conférences à la Faculté de Technologie (Université de Tlemcen), qui malgré ses multiples responsabilités tant scientifiques que pédagogiques, a accepté de mettre à notre disposition son expérience, son esprit de synthèse et ses conseils qui nous ont été une base d'appui pour notre travail, et surtout de nous avoir accordé une grande liberté dans l'expression de nos idées.*

Nous adressons nos remerciements pour tous les membres du jury :

***Mr BOUKLI HACENE Noureddine**, Professeur à la Faculté de Technologie (Université de Tlemcen) et **Mme BENOSMAN Hayat**, Maitre de conférences à la Faculté de Technologie (Université de Tlemcen), d'avoir accepté de participer à cette soutenance, nous ont fait l'honneur d'évaluer et d'examiner notre travail et pour le temps qui ont perdu pour lire ce mémoire.*

*Aussi nous tenons à remercier **Mr EDDEBI Noureddine** qui nous a bien formé, pour son aide et sa disponibilité pendant le stage au centre de formation du SONATRACH de Hassi Messaoud. Nos remercions également **Mr AISSAOUI Ismail** qui grâce à lui nous avons eu cette chance.*

Enfin nous remercions tous nos professeurs qui ont contribué à notre formation.

DEDICACES

Je dédie ce travail.

À la mémoire de mon père que la vie ne nous a pas accordé un peu plus de temps pour partager ce moment ensemble, paix à son âme.

À ma mère pour ses sacrifices, ses encouragements et son soutien moral, paix à son âme.

À mes sœurs : Fatima et Hafida.

À mes frères : Youcef et Mohamed et Sofiane.

À mes neveux : Anes et Wassim et ma nièce Ritaj.

À mon oncle Khaled.

Aux familles Fercuani, Laïssouf et Louad.

À tous mes amis(es) sans exception et à toute ma promotion.

Imane

DEDICACES

Je dédie ce mémoire

À mes chers parents mon père YASSINE

et ma mère HAFIDA

Pour leur patience, leur amour, leur soutien

Et leurs encouragements.

À ma sœur NARMANE et mon frère NIZAR

Aux familles BOUFAÏH et LAOUEDJ

À ma fiancée SMARINE

À mon oncle ABDESSLAM et mon cousin

REDA pour leur soutien

À mes amies et mes camarades.

*Sans oublier tous les professeurs que ce soit du primaire, du moyen, du
secondaire ou de l'enseignement supérieur.*

Wasid

TABLE DES MATIERES

Remerciements	
Dédicaces	
Résumé	
الملخص	
Abstract	
Table des matières	
Liste des Figures	
Liste des Tableaux	
Liste des acronymes et abréviations	
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE 1	
GENERALITES SUR LES ANTENNES IMPRIMES ET LES RESEAUX WIMAX	
I.1 INTRODUCTION.....	4
I.2 ANTENNES IMPRIMEES.....	5
I.3 Historique.....	5
I.4 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES ANTENNES.....	5
I.4.1 Rôle des antennes	5
I.4.2 Différents types d’antennes.....	6
I.4.3 Domaine d’application des antennes.....	8
I.5 GENERALITES SUR LA TECHNOLOGIE IMPRIMEE	9
I.6 TECHNIQUES D’ALIMENTATIONS.....	11
I.7 DIFFERENTES FORMES D’UNE ANTENNE PATCH.....	12
I.8 CALCUL ET DIMENSIONNEMENT DES DIFFERENTS PARAMETRES D’UNE ANTENNE PATCH RECTANGULAIRE	13
I.9 CARACTERISTIQUES DES ANTENNES IMPRIMEES	15
I.10 DOMAINE D’APPLICATION DES ANTENNES IMPRIMEES	17
I.11 AVANTAGES ET LIMITATIONS	17
I.12 TECHNOLOGIE WIMAX	18
I.12.1 Définition du WIMAX	18
I.12.2 Présentation de la technologie WIMAX	18
I.12.3 Principe de fonctionnement du WIMAX	18
I.12.4. WIMAX fixe et WIMAX mobile	19
I.12.4.1. WIMAX fixe	19
I.12.4.2. WIMAX mobile	19
I.12.5 Architecture du réseau WIMAX	20

I.13 DOMAINE D'APPLICATION DU WIMAX20
I.14 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DU WIMAX21
I.15 CONCLUSION21

CHAPITRE 2

ETAT D'ART DES METAMATERIAUX

II.1 INTRODUCTION.....24
II.2 DEFINITION DES METAMATERIAUX.....25
II.3 HISTORIQUE25
II.4 METAMATERIAUX.....27
 II.4.1 Propriétés des métamatériaux27
II.5 CARACTERISTIQUES DES METAMATERIAUX28
 II.5.1 Métamatériaux avec permittivité et / ou perméabilité négative29
 II.5.1.1 Métamatériaux avec permittivité négative29
 II.5.1.2 Métamatériaux avec perméabilité négative ($\mu < 0$).....30
 II.5.1.3 Métamatériaux avec ε et μ négatives31
II.6 DIFFRENTS DOMAINES D'APPLICATIONS DES METAMATERIAUX.....37
 II.6.1 Lentilles parfaites37
 II.6.2 Cape d'invisibilité38
 II.6.3 Miniaturisation39
 II.6.4 Application aux antennes40
 II.6.5 Techniques d'information et de communication (TIC)40
 II.6.6 Spatial41
 II.6.7 Nanotechnologie41
 II.6.8 Futures applications des métamatériaux41
II.7 CALCUL DES PARAMETRES EFFECTIFS PAR INVERSION DES RELATIONS42
II.8 CONCLUSION.....44

CHAPITRE 3

CONCEPTION D'UNE ANTENNE PLANAIRE A BASE DE METAMATERIAUX

III.1 INTRODUCTION46
III.2 CONCEPTION ET SIMULATION DE L'ANTENNE PATCH47
 III.2.1 Cahier de charge...47
 III.2.2 Outil de simulation47
 III.2.3 Différents étapes d'utilisation du logiciel CST Studio Suite.....48
III.3 CALCUL DES DIMENSIONS THEORIQUES DU PATCH49
 III.3.1 Dimensions de l'élément de rayonnement rectangulaire49

III.3.2 Dimension de la ligne de transmission	50
III.4 RESULTATS DE CONCEPTION ET DE SIMULATION DES ANTENNES PATCH	50
III.4.1 Conception d'une antenne patch rectangulaire sans encoche	50
III.4.2 Interprétation des résultats	54
III.4.3 Conception d'une antenne patch rectangulaire avec encoche	54
III.4.4 Interprétation des résultats	57
III.5 CONCEPTION ET SIMULATION DES CELLULE SRR ET CSRR	58
III.5.1 Technique et procédure d'homogénéisation.....	58
III.5.2 Cellule SRR ou RAF carré.....	59
III.5.3 Cahier de charge	61
III.5.3.1 Conception et simulation de la cellule SRR	61
III.5.3.2 Conception et simulation de la cellule CSRR	64
III.6 CONCEPTION ET SIMULATION DES ANTENNES ASSOCIEES AUX CELLULES CSRR.....	66
III.6.1 Interprétation des résultats de simulation sans adaptation.....	66
III.6.2 Interprétation des résultats de simulation après adaptation	74
III.6.3 Performance d'antenne miniature	88
III.7 CONCLUSION.....	99
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	102
Référence bibliographie.....	105

LISTE DES FIGURES

Chapitre 1

GENERALITE SUR LES ANTENNE IMPRIMES ET LES RESEAUX WIMAX

Figure (1.1) : Rayonnement d'une antenne.....	5
Figure (1.2) : Historique des radiocommunications.....	6
Figure (1.3) : Antenne Yagi.....	7
Figure (1.4) : Antennes à fentes demi ou quart d'onde.....	7
Figure (1.5) : Antenne patch.....	7
Figure (1.6) : Antenne cornet.....	8
Figure (1.7) : Antenne parabolique.....	8
Figure (1.8) : Occupation du spectre radiofréquence.....	8
Figure (1.9) : Composition d'une antenne patch.....	10
Figure (1.10) : Alimentation du patch rectangulaire avec un câble coaxial.....	11
Figure (1.11) : Alimentation du patch rectangulaire par une ligne micro-ruban.....	12
Figure (1.12) : Alimentation du patch rectangulaire par couplage.....	12
Figure (1.13) : Divers types d'éléments rayonnants.....	13
Figure (1.14) : Ligne microstrip.....	13
Figure (1.15) : Longueur du patch.....	14
Figure (1.16) : Représentation d'antenne comme quadripôle. A_1 , A_2 , B_1 et B_2 : ondes de puissance.....	15
Figure (1.17) : Fonctionnement WIMAX.....	19
Figure (1.18) : Architecture du réseau WIMAX.....	20

Chapitre 2

ETATS D'ARTS DES METAMATERIAUX

Figure (2.1) : Première structure de métamatériaux, constituée de fils fins (Thin Wires TWs) et des RAFs introduite par l'équipe de l'université De la Californie San Diego [3]. (a) exemple de métamatériaux unidimensionnels. (b) exemple de métamatériaux bidimensionnels.....	26
--	----

Figure (2.2) : Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité ϵ et perméabilité μ28

Figure (2.3) : Structure fils fins présentant ϵ négative / μ positive quand $E \parallel z$ [3].....29

Figure (2.4) : Structure résonateur en anneau fendu présentant positive / négative quand $H \perp z$ [3].....30

Figure (2.5) : Modèle du circuit équivalent du SRR. (a) configuration d'un SRR double, (b) configuration d'un simple SRR. [3].....31

Figure (2.6) : La structure proposée par D. Smith qui combine les fils minces et les SRR pour avoir un milieu doublement négatif (métamatériaux). [3].....32

Figure (2.7) : Prototype du métamatériau 2D, les résonateurs en cuivre sont gravés sur un substrat en fibre de verre, les rubans sont gravés sur la face opposée [15].....33

Figure (2.8) : Lentille classique : (a) Lentille convexe. (b) Super lentille. (c) Lentille plane. (d) Ondes évanescentes s'amplifient dans la lentille, la résolution de l'image est meilleure.....34

Figure (2.9) : Principe du Cloaking, les rayons contournent la sphère (objet) et se reconstruisent en aval, un observateur en aval ne voit pas l'objet. (a) vue 2D, (b) vue 3D [19]..
.....34

Figure (2.10) : Image du prototype de ligne CRLH fabriqué en technologie micro-ruban et composé de 7 cellules unitaires [11].....35

Figure (2.11) : (a) Prototype d'un coupleur -3dB composé de 3 cellules CRLH [20].....35

Figure (2.12) : (a) Structure main gauche basé sur des SRR gravés sur la face arrière d'une ligne coplanaire chargée par des fils minces. (b) paramètres S simulés (trait fin) et mesurés (trait gras) de la structure [21].....36

Figure (2.13) : (a) Topologie du SRR carré chargé avec une diode varactor. (b) prototype du filtre réalisé à partir de 2 cellules. (c) coefficients de transmission mesurés en fonction de la tension appliquée sur les diodes.....37

Figure (2.14) : Image virtuelle reproduite pour un milieu MD et un milieu MG. (a) lentille MD. (b) lentille de focalisation. (c) plaque MG avec $\epsilon = \mu = -1$ pour des ondes incidentes propagées. (d) plaque MG avec $\epsilon = \mu = -1$ pour des ondes évanescentes incidentes.....38

Figure (2.15) : La cape d'invisibilité de J. Pendry.....38

Figure (2.16) : Schéma du dispositif où le métamatériaux Main Gauche placé au-dessus d'une antenne patch.....40

Figure (2.17) : Forme générale de mesure dans un guide d'ondes à plaques parallèles : le milieu homogénéisé définit trois régions avec des coefficients de réflexion et de transmission.....42

CHAPITRE 3

CONCEPTION D'UNE ANTENNE PLANAIRE A BASE DE METAMATERIAUX

Figure (3.1) : Antenne patch microstrip sans encoche.....51

Figure (3.2) : Paramètre S du patch sans encoche.....51

Figure (3.3) : Diagramme de rayonnement de la directivité du patch sans encoche.....52

Figure (3.4) : Diagramme de rayonnement de directivité sans encoche.....53

Figure (3.5) : Diagramme de rayonnement de gain de l'antenne patch sans encoche.....53

Figure (3.6) : Diagramme de rayonnement du gain sans encoche.....53

Figure (3.7) : Antenne patch microstrip avec encoches adaptée.....55

Figure (3.8) : Paramètre S du patch avec encoche à la fréquence 2.6 GHz.....55

Figure (3.9) : Distribution surfacique du courant pour l'antenne proposée.....55

Figure (3.10) : Diagramme de rayonnement de la directivité de l'antenne patch avec encoches adaptée.....56

Figure (3.11) : Diagramme de rayonnement de la directivité.....56

Figure (3.12) : Diagramme de rayonnement de gain de l'antenne patch avec encoches adaptée.....57

Figure (3.13) : Diagramme de rayonnement du gain.....57

Figure (3.14) : Représentation d'une unité d'une cellule RAF carré (SRR).....60

Figure (3.15) : Représentation d'une unité SRR.....62

Figure (3.16) : A: Représentation des parametres (S), B :Coeffesient de réflexion (S_{11}), C : Coefficient de transmission (S_{21}) en dB.....63

Figure (3.17) : Représentation du champ électrique de la cellule SRR carré.....64

Figure (3.18) : Représentation d'un résonateur complémentaire en anneau fendu (CSRR) carré.....65

Figure (3.19) : Coefficient de de réflexion (S_{11}) pour CSRR.65

Figure (3.20) : Coefficient de de transmission (S_{21}) pour CSRR.....65

Figure (3.21) : (a) 2 CSRR horizontales en haut à droite sur le patch, (b) Coefficient (S_{11}).....69

Figure (3.22) : (a) 1 CSRR en haut à droite sur le patch, (b) coefficient de réflexion (S_{11}).....69

Figure (3.23) : (a) 1CSRR en haut à gauche sur le patch, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....69

Figure (3.24) : (a) 1 CSRR inversée à droite sur le patch, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....70

Figure (3.25) : (a) 4 CSRR sur les 4 coin du patch, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....70

Figure (3.26) : (a) 1 CSRR sur plan de masse en haut à droite, (b) coefficient de réflexion (S_{11}).....70

Figure (3.27) : (a) 1 CSRR en haut à gauche sur plan de masse, (b) : coefficient de réflexion (S_{11})....71

Figure (3.28) : (a) 2 CSRR verticales en haut à droit sur le plan de masse, (b) Coefficient (S_{11}).....71

Figure (3.29) : (a) 9 CSRR en haut à droite sur le patch et le plan de masse, (b) Coefficient (S_{11}).....71

Figure (3.30) : (a) 2 CSRR horizontales en haut à droite, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....79

Figure (3.31) : (a) 2 CSRR verticales en haut à droite, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....79

Figure (3.32) : (a) 3 CSRR verticales en haut à droite, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....80

Figure (3.33): (a) 6 CSRR verticales en haut à droite, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....80

Figure (3.34) : (a) 8 CSRR en haut à droite, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....80

Figure (3.35) : (a) 4 CSRR des 4 coins du patch, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....81

Figure (3.36) : (a) 1 CSRR en bas, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....81

Figure (3.37) : (a) 1 CSRR en haut à droite, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....81

Figure (3.38) : (a) 1 CSRR en haut à gauche, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....82

Figure (3.39) : (a) 1 CSRR inversée à droite, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....82

Figure (3.40) : (a) 1CSRR inversée à gauche, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....82

Figure (3.41) : (a) 4 CSRR inversées sur patch et plan de masse, (b) Coefficient de réflexion (S_{11})...83

Figure (3.42) : (a) 9 CSRR en haut à droite sur patch et plan de masse, (b) coefficient (S_{11}).....83

Figure (3.43) : (a) 1 CSRR capacité verticale, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....83

Figure (3.44) : (a) 1 CSRR capacité horizontale, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....84

Figure (3.45) : (a) 1 CSRR en haut à droite sur plan de masse, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....84

Figure (3.46) : (a) 2 CSRR verticales en haut à droite sur plan de masse, (b) Coefficient (S_{11}).....84

Figure (3.47) : (a) 1 CSRR en haut à gauche sur plan de masse, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).....85

Figure (3.48) : Représentation de la cellule SRR à 3 anneaux avec les paramètres S.....91

Figure (3.49) : Représentation de la cellule CSRR à 3 anneaux normales avec les paramètres S.....91

Figure (3.50) : Représentation de la cellule SRR à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens et les paramètres S.....92

Figure (3.51) : Représentation de la cellule CSRR à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens et les paramètres S.....93

Figure (3.52) : 1 CSSR à 3 anneaux avant adaptation.....94

Figure (3.53) : 1 CSSR à 3 anneaux après adaptation.....94

Figure (3.54) : 1 CSRR à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens avant adaptations....94

Figure (3.55) : 1 CSRR à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens après adaptation...95

Figure (3.56) : 2 CSRR verticales en haut à droite à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens avant adaptation.....96

Figure (3.57) : 2 CSRR verticales en haut à droite à 3 anneaux avant adaptation.....97

Figure (3.58) : 2 CSRR verticales en haut à droite à 3 anneaux après adaptation.....97

Figure (3.59) : 2 CSSR verticales en haut à droite à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens après adaptation.....97

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE 3

CONCEPTION D'UNE ANTENNE PLANAIRE A BASE DE METAMATERIAUX

TABLEAU 1 : Dimensions des paramètres de l'antenne patch.....	50
TABLEAU 2 : Résultats des coefficients (S_{11}) en fonction des fréquences pour différentes cellules CSRR gravées sur le patch.....	67
TABLEAU 3 : Résultats des coefficients (S_{11}) en fonction des fréquences pour différents cellules CSRR gravées sur le patch et le plan de masse.....	68
TABLEAU 4 : Résultats des coefficients (S_{11}) en fonction des fréquences pour différents cellules CSRR capacité (les ouverture « gaps » des CSRR se trouvent face à face) gravées sur le patch et le plan de masse.....	68
TABLEAU 5 : Résultats de mesures de L_s et W_s pour différentes positions des cellules CSRR gravées sur le patch.....	76
TABLEAU 6 : Résultats de mesures de L_s et W_s pour différentes positions des cellules CSRR gravées sur le patch et plan de masse.....	76
TABLEAU 7 : Résultats des coefficients (S_{11}) et le gain en fonction des fréquences pour différentes cellules CSRR gravées sur le patch.....	77
TABLEAU 8 : Résultats des coefficients (S_{11}) et le gain en fonction des fréquences pour différentes cellules CSRR gravées sur le patch et le plan de masse.....	78
TABLEAU 9 : Résultats des coefficients (S_{11}) et gain en fonction des fréquences pour différentes cellules CSRR capacités gravées sur le patch et le plan de masse.....	78
TABLEAU 10 : Comparaison entre les caractéristiques des antennes.....	89
TABLEAU 11 : Comparaison entre les résultats de simulation des cellule SRR et CSRR à 2 et à 3 anneaux.....	93
TABLEAU 12 : Comparaison entre antennes patch avec 1 CSRR à 2 et à 3 anneaux.....	95
TABLEAU 13 : Comparaison entre antenne patch avec 2 CSRR haut droit vertical à 2 anneaux et antenne patch avec 2 CSRR haut droit vertical à 3 anneaux.....	98

Liste des acronymes et abréviations

ADSL: Asymmetric Digital Subscriber Line

CCE : Cryptographie à courbe elliptique

CCM : Contre-contre mesure électrique

CRLH: Composite Right Left Handed

CSRR: Complementary Split Ring Resonator

CST: Computer Simulation Technology

DSL: Digital Subscriber Line

DSLAM : Digital Subscriber Line Access Multiplexer

3D: Trois dimension

ENG: Permittivité Négative

FIT: Finite Integration Technique

HF: Hyperfréquence

HFSS: logiciel Ansoft-HFSS (High Frequency Structure Simulator).

IP: Internet Protocol

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers

GPS: Global Positioning System

GSM: Global System for Mobile communication

3G: Troisième Generation

4G: Quatrième Generation

MMG : Matériaux Main Gauche « LHM »

MMIC: les circuits MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuit).

MNG : Perméabilité Négative

NTIC: Nouvelle Technologies de l'Information et de la Communication

RAF : Résonateur en Anneau Fendu.

RF : Radiofréquence

S11: Coefficient de réflexion

S21 : Coefficient de transmission

SMA: connecteur (Subminiature version A).

SRR: Split Ring Resonator.

SS: Subscriber Station

TEM : Transversal électromagnétique mode.

TIC: Technique d'Information et de Communication

TSF : Télégraphie Sans Fil

UMTS : Universal Mobile Télécommunication System

UWB: Ultra Wide Band « Ultras Large Bande (ULB) »

VoIP : Voix sur IP

WIFI: Wireless Fidelity

WIMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access

WLAN: Wireless Local Area Network

Résumé

L'objectif de ce travail, est la conception et la simulation d'une antenne à base de métamatériaux afin de miniaturiser les dimensions des antennes planaires. Les métamatériaux prennent de l'ampleur ces dernières années. Les nouvelles propriétés permettent d'envisager la réalisation de nouveaux composants électroniques aux fonctionnalités inédites. Les métamatériaux sont des matériaux artificiels conçus pour différentes applications en télécommunications afin d'améliorer les performances des antennes en termes d'efficacité, de compacité et de miniaturisation des structures. L'utilisation de ces matériaux offre des avantages tels que la réduction du poids et de l'encombrement, ce qui est bénéfique pour leur intégration dans les systèmes de télécommunications et de téléphonies WIMAX.

Dans un contexte de généralisation des systèmes de communication sans fil, le besoin de miniaturiser les antennes pour permettre leur intégration sur de petits objets à des fréquences définies. À ces fréquences, l'antenne est le composant le plus important et sa miniaturisation constitue un des défis actuels les plus importants des concepteurs d'objets communicants. Cependant la miniaturisation des antennes s'accompagne généralement d'une dégradation de son efficacité et de sa bande passante.

Ce travail présente une approche efficace pour la compréhension des structures métamatériaux et de leurs applications. Dans le cadre de ce travail, un ensemble de simulations sont réalisées, qui nous ont permis de bien comprendre les différentes caractéristiques des métamatériaux. Cette thèse est basée sur le contrôle des performances des antennes patch rectangulaire en utilisant ces matériaux.

Dans une première étape, on a présenté des généralités sur les antennes, la technologie WIMAX et les métamatériaux ainsi qu'une classification des différents types de matériaux. Par la suite, on a développé toute une conception des différentes antennes présentées dans le mémoire à travers le logiciel CST.

Ce travail s'inscrit dans la continuité des recherches sur les antennes à la fois miniatures et performantes. Le but est d'étudier et de développer une antenne patch miniature originale susceptible de répondre aux besoins des systèmes sans fils actuels.

MOTS CLES : Antenne patch rectangulaire, WIMAX, Métamatériaux, CST-MWS, Coefficient de réflexion S_{11} , Fréquence de résonance [2.2-2.6] GHz.

المخلص

الهدف من هذا العمل هو تصميم ومحاكاة الهوائي على أساس المواد الخام من أجل تصغير أبعاد الهوائيات المستوية. وقد تزايدت أهمية المواد الفوقية (Metamaterials) في السنوات الأخيرة. الخصائص الجديدة تجعل من الممكن تصور إنشاء مكونات إلكترونية جديدة بوظائف جديدة. Metamaterials هي مواد اصطناعية مصممة لتطبيقات الاتصالات المختلفة من أجل تحسين أداء الهوائيات من حيث الكفاءة والتراكم وتصغير الهياكل. يوفر استخدام هذه المواد مزايا مثل تقليل الوزن والحجم ، وهو أمر مفيد لدمجها في أنظمة الاتصالات السلكية واللاسلكية والهاتف WIMAX .

في سياق تعميم أنظمة الاتصالات اللاسلكية ، الحاجة إلى تصغير الهوائيات للسماح بتكاملها على الأجسام الصغيرة بترددات محددة. عند هذه الترددات ، يعد الهوائي أهم عنصر ويشكل تصغير حجمه أحد أهم التحديات الحالية لمصممي الأجسام المترابطة. ومع ذلك ، فإن تصغير الهوائيات مصحوب بشكل عام بتدهور كفاءته وعرض النطاق الترددي.

يقدم هذا العمل نهجاً فعالاً لفهم الهياكل المعدنية وتطبيقاتها. كجزء من هذا العمل ، يتم تنفيذ مجموعة من المحاكاة ، مما سمح لنا بفهم الخصائص المختلفة للمواد الفوقية. تعتمد هذه الرسالة على مراقبة أداء هوائيات التصحيح المستطيلة باستخدام هذه المواد.

في المرحلة الأولى، قدمنا معلومات عامة عن الهوائيات وتقنية WIMAX والمواد الفوقية بالإضافة إلى تصنيف لأنواع مختلفة من هذه المواد. بعد ذلك ، قمنا بتطوير مفهوم كامل للهوائيات المختلفة المقدمة في الأطروحة باستخدام برنامج CST.

هذا العمل هو استمرار للبحث عن هوائيات مصغرة وفعالة. الهدف هو دراسة وتطوير هوائي رقعة مصغر أصلي قادر على تلبية احتياجات الأنظمة اللاسلكية الحالية.

الكلمات المفتاحية: هوائي رقعة مستطيلة ، WIMAX ، Metamaterials ، CST-MWS ، معامل الانعكاس S_{11} ، تردد الرنين [2.6-2.2] GHz.

ABSTRACT

The objective of this work is the design and simulation of an antenna based on metamaterials in order to miniaturize the dimensions of planar antennas. In recent years, metamaterials have grown. The new properties make it possible to envisage the creation of new electronic components with new functionalities. Metamaterials, are artificial materials, designed for different telecommunications applications in order to improve the performance of antennas in terms of efficiency, compactness and miniaturization of structures. The use of these materials offers advantages such as reduction in weight and size, which is beneficial for their integration into WIMAX telecommunications and telephony systems.

In a context of generalization of wireless communication systems, the need to miniaturize the antennas to allow their integration on small objects at defined frequencies. At these frequencies, the antenna is the most important component and its miniaturization constitutes one of the most important current challenges of the designers of communicating objects. However, the miniaturization of the antennas is generally accompanied by a degradation of its efficiency and of its bandwidth.

This work presents an effective approach for the understanding of metamaterial structures and their applications. As part of this work, a set of simulations are carried out, which allowed us to fully understand the different characteristics of metamaterials. This thesis is based on monitoring the performance of rectangular patch antennas using these materials.

In a first step, we presented general information on antennas, WIMAX technology and metamaterials as well as a classification of different types of materials. Subsequently, we developed a whole concept of the different antennas presented in the thesis using the CST software.

This work is a continuation of research on antennas that are both miniature and efficient. The goal is to study and develop an original miniature patch antenna capable of meeting the needs of current wireless systems.

KEY WORDS:

Rectangular patch antenna, WIMAX, Metamaterials, CST-MWS, Reflection coefficient S_{11} , Resonance frequency [2.2-2.6] GHz.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'apparition de nouvelles technologies continu de se propager tout en se développant. Les télécommunications font partie des technologies qui ont révolutionné notre mode de vie au vingtième siècle. Du télégraphe à l'Internet, de la TSF au téléphone cellulaire, les progrès établis en la matière sont spectaculaires.

A notre époque, la majeure partie des systèmes doivent communiquer avec l'extérieur, que ce soit pour transmettre des informations ou pour en recevoir. Le mode sans fil devient de plus en plus important dans la télécommunication et comme les systèmes se miniaturisent de plus en plus, il faut trouver des solutions pour rendre les antennes plus petites. Ainsi les études développées dans le cadre de nouveaux marchés civils et militaires sont à l'origine d'une évolution importante de tous les secteurs d'activité de l'électronique radiofréquence (RF) et hyperfréquence (HF).

Devant cette forte demande, les fabricants d'appareils de télécommunications ont songé à développer des produits encore plus performants. Cela entraîna la création du WiMAX qui se présente comme l'évolution du WiFi mais avec une capacité bien supérieure et pouvant opérer sur des fréquences réglementées ou non.

Il n'est pas toujours possible d'intégrer une antenne verticale dans un système c'est pourquoi les antennes patch ou micro-strip deviennent une bonne alternative. Ces antennes, qui sont directement imprimées sur la platine du circuit, ont comme principaux avantages, leurs petites tailles, leurs petits volumes et leurs faibles coûts de fabrication.

Les métamatériaux constituent une thématique de recherche prometteuse dans différents domaines, dont en particulier l'électromagnétisme, pour des applications de rayonnement (antennes). Il s'agit de matériaux élaborés, constitués d'éléments périodiques de petites tailles et apportant, dans des bandes de fréquence spécifiques, des propriétés particulières différentes

de celles de matériaux naturels. Parmi les bénéfices potentiels de ces structures, citons par exemple la miniaturisation des antennes, l'élargissement de leur bande passante ou la réduction du couplage inter-élément au sein d'un réseau.

L'étude présentée dans ce travail se place dans le cadre d'un projet de conception d'une antenne Patch. Ce travail présente un cas concret de conception d'une antenne imprimée rectangulaire, ou on va étudier, concevoir, simuler, caractériser et analyser les différents paramètres de cette antenne. Ce projet consiste à développer des antennes permettant de rayonner à la fréquence de 2,6 GHz, ces antennes pourraient être utilisées dans un très grand nombre d'application.

L'objectif de ce travail est de trouver une structure d'antenne patch simple permettant d'émettre à une fréquence précise à 2.6GHz pour des applications WIMAX, d'analyser les paramètres influençant son comportement, de mettre en place un modèle d'équations permettant de calculer avec précision sa géométrie et de trouver la solution, de concevoir et de simuler cette dernière. Il devrait être possible à la fin de ce travail de dessiner le plus petit possible, à l'aide des fréquences de résonance désirées, l'antenne patch étudiée afin de l'analyser et de la tester.

Notre travail se subdivise en 3 chapitres : Le premier chapitre représente une recherche bibliographique sur l'antenne imprimée. On va expliquer aussi le concept du dimensionnement et le paramétrage des antennes imprimées de type « patch ». Après quelques rappels sur le fonctionnement théorique des antennes patches, nous allons efforcer à aborder le deuxième chapitre dont on va présenter l'état d'art des métamatériaux. Le troisième chapitre est consacré à la conception d'une antenne imprimée a base des métamatériaux, nous avons essayé de représenter les résultats de simulation dans une fréquence bien précise basés sur une étape de mesures : le coefficient de réflexion S_{11} , le diagramme de rayonnement, le gain, la directivité ...

CHAPITRE 1

GÉNÉRALITÉS SUR LES ANTENNES

IMPRIMES ET LES RESEAUX WIMAX

CHAPITRE 1 : GENERALITES SUR LES ANTENNES IMPRIMES ET LE RESEAUX WIMAX

I.1 INTRODUCTION

L'antenne est un élément rayonnant par excellence, elle ne doit pas perturber les systèmes placés dans son voisinage. Elle est donc généralement conçue pour rayonner dans un demi-espace. Pour transformer son rayonnement bidirectionnel en un rayonnement unidirectionnel, l'antenne est munie d'un plan de masse réflecteur. De plus, ce dernier permet à l'antenne d'être alimentée en courant et à être intégrée dans le circuit global comme un simple composant. Cependant, le plan de masse peut générer des interférences indésirables avec l'antenne liées au rayonnement de celle-ci. Il peut aussi augmenter le volume total de l'antenne et réduire la bande passante de travail.

Les techniques de conception et de réalisation d'antennes se sont affinées au fur et à mesure que l'électromagnétisme s'est développé. C'est un domaine relativement récent et que tous les développements théoriques et techniques ont pu progresser. Les avancées dans ce domaine ont été rapides car touchant aux transmissions radioélectriques dont le nombre d'applications est considérable.

Le réseau WIMAX désigne un ensemble de standards et techniques du monde des réseaux métropolitains sans fil. Cette technologie vise à introduire une solution complémentaire au DSL et aux réseaux câblés d'une part, et à interconnecter des hotspots WiFi d'autre part. Il est principalement fondé sur une topologie en étoile bien que la topologie maillée soit possible.

Dans ce chapitre nous présentons des généralités sur les antennes et sur leurs caractéristiques : gain, le coefficient de réflexion, bande passante, directivité...etc. Nous élaborons aussi les différents types d'antennes selon leurs diagrammes de rayonnement et les

principales caractéristiques des antennes en technologie imprimée ainsi leurs formes de base, leurs techniques d'alimentation, leurs avantages et inconvénients, leurs domaines d'application....

I.2 ANTENNES IMPRIMEES

Le terme antenne fut utilisé par Guglielmo Marconi en 1895. Une antenne est un dispositif qui assure la transition entre un guide d'onde et l'espace libre dans lequel ces ondes vont se propager, ou inversement. La figure (1.1) illustre un rayonnement d'une antenne.

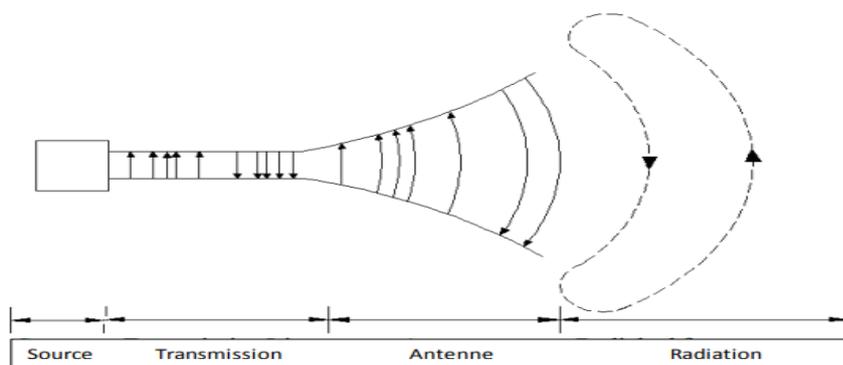


Figure (1.1) : Rayonnement d'une antenne.

I.3 Historique

Le développement des radiocommunications est basé sur la théorie de l'électromagnétisme. Les ondes électromagnétiques, support des radiocommunications, ont été prévus de manière théorique dans le cadre des équations de Maxwell et mises en évidence expérimentalement par Hertz. En 1889, Hertz utilisa des antennes pour démontrer l'existence des ondes électromagnétiques prédites par la théorie de Maxwell. Il utilisa des antennes doublet tant pour la réception que pour l'émission. La figure (1.2) dresse un historique des découvertes et inventions liées aux radiocommunications et aux antennes.

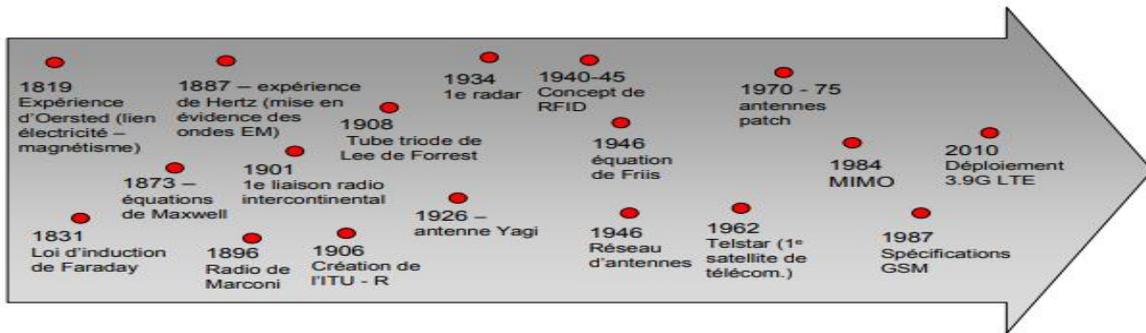


Figure (1.2) : Historique des radiocommunications.

I.4 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES ANTENNES [1]

I.4.1 Rôle des antennes

Les antennes marquent l'évolution des moyens de communication. Elles font appel aux ondes électromagnétiques pour transmettre et recevoir, sur de grandes distances, des sons et des images.

- **Antenne d'émission** : son rôle est de transformer la puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en une puissance rayonnée. Dans ce sens, c'est un transducteur.
- **Antenne réception** : la puissance rayonnée peut être captée par une antenne de réception. Dans ce sens, l'antenne apparaît comme un capteur et un transformateur de puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée.
- **Réciprocité** : une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes on dit que son fonctionnement est réciproque.

I.4.2 Différents types d'antennes

Il existe des dizaines de types d'antennes, différents par leur fonctionnement, leur géométrie, leur technologie et leur domaine des fréquences. On cite les grandes familles d'antennes à l'origine de l'ensemble des structures rayonnantes :

Antennes filaires : comprennent des modèles comme les antennes dipôles, monopoles, boucles résonnantes, Yagi figure (1.3), hélices et les Log-périodiques...

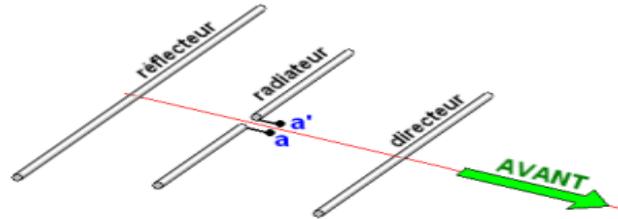


Figure (1.3) : antenne Yagi.

Antennes à fentes (demi ou quart d'onde) : est le modèle de prédilection pour la conception d'antennes de systèmes de sécurité comme celles des radars micro-ondes utilisés pour la surveillance maritime et aéroportuaire. L'antenne à fentes est représentée dans la figure (1.4).

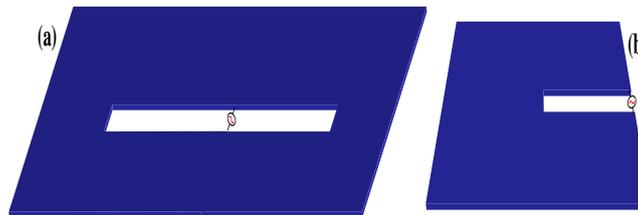


Figure (1.4) : antennes à fentes demi ou quart d'onde

Antennes patches (planaires) : c'est le modèle le plus utilisé pour la conception des systèmes GSM, GPS, WiFi et WiMAX. L'antenne est présentée sur la figure (1.5).

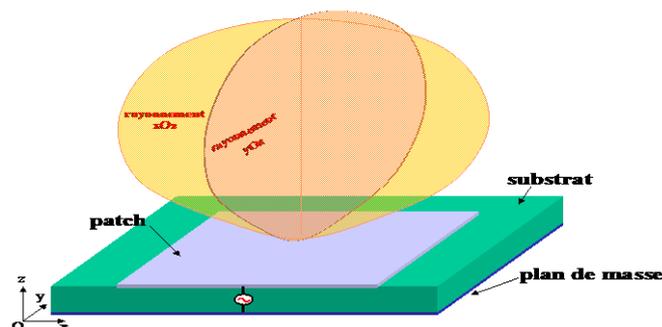


Figure (1.5) : antenne patch.

Antennes à ouverture (cornet) : Elle a la forme d'un entonnoir ou d'une pyramide inclinée à base ouverte, la figure (1.6) montre la forme de ce type d'antenne.

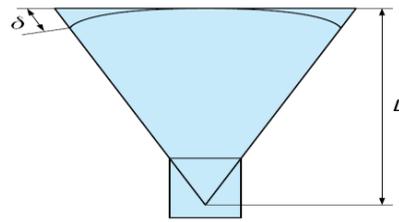


Figure (1.6) : antenne cornet.

Antennes à réflecteurs (paraboles) : a la forme d'une cuvette avec une antenne rudimentaire au centre de sa face concave, comme indiqué sur la figure (1.7).

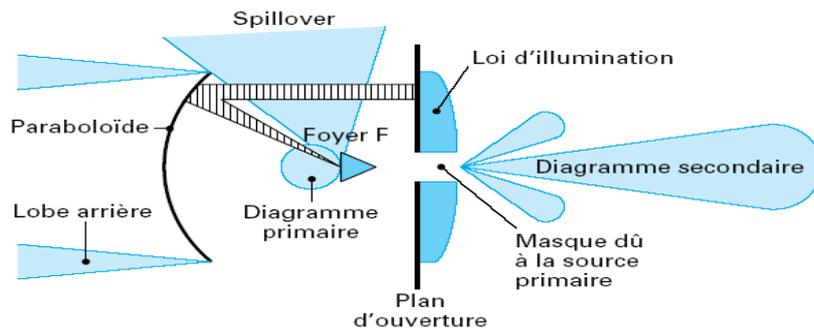


Figure (1.7) : antenne parabolique

I.4.3 Domaine d'application des antennes

Les antennes sont utilisées sur une large gamme de fréquence pour un grand nombre d'applications différentes comme le montre la figure (1.8).

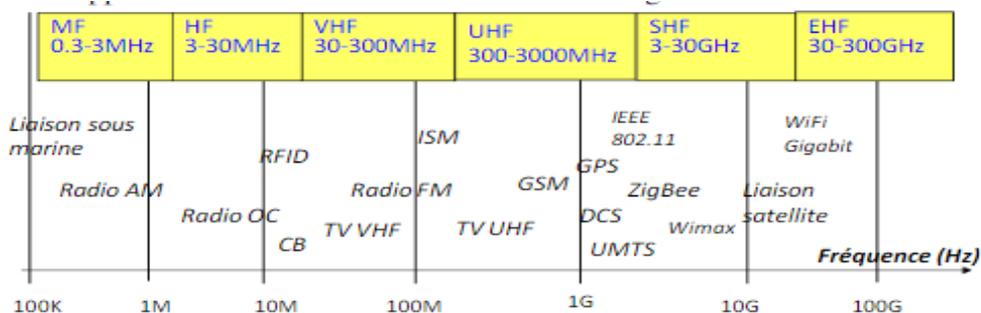


Figure (1.8) : Occupation du spectre radiofréquence

I.5 GENERALITES SUR LA TECHNOLOGIE IMPRIMEE

Le concept des antennes imprimées a été proposé dès 1953 par Deschamps [2] mais il n'a été possible de les réaliser qu'à partir de 1970 grâce à l'arrivée sur le marché de diélectrique à faibles pertes. Elle se compose d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique dont la surface porte un ou plusieurs éléments métalliques.

➤ **Antenne patch :**

Une antenne à éléments rayonnants imprimés, appelée antenne patch est une ligne micro ruban de forme particulière. L'antenne planaire ou patch est une antenne plane, consiste en une partie de cuivre rayonnant d'un côté d'un matériau diélectrique et comportant sur son autre côté un plan de masse. Sa taille varie en fonction de la fréquence de résonance et du matériau utilisé comme substrat, ces antennes peuvent également résonner à plusieurs fréquences mais ont une largeur de bande très limitée.

Les antennes planaires sont utilisées pour réduire l'encombrement d'une antenne, par exemple sur les émetteurs-récepteurs portables de radiocommunications, sur les récepteurs GPS, WiMax...

➤ **Structure d'une antenne Patch :**

Une antenne patch comporte trois parties :

- Le patch : est une partie métallique de forme et de taille à définir selon l'application. C'est cette partie conductrice, souvent en cuivre, qui va rayonner. La taille et la forme vont déterminer à quelle fréquence l'antenne résonnera et la longueur est proche de la demi longueur d'onde.
- Le diélectrique : est composé d'un matériau isolant.
- Le plan de masse : est une surface de cuivre permettant de faire rayonner la partie supérieure.

Les dimensions du plan de masse doivent être grandes devant celles de l'élément rayonnant.

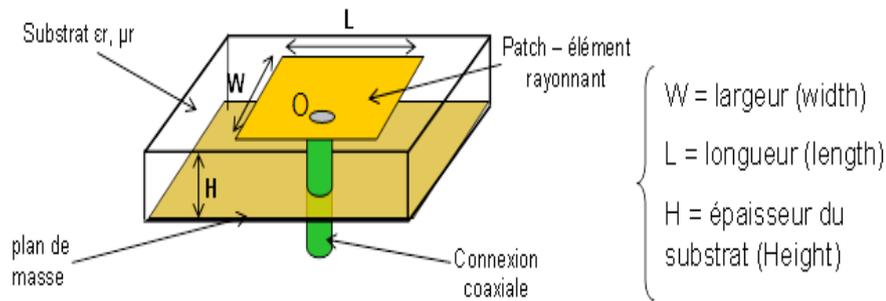


Figure (1.9) : Composition d'une antenne patch

L'antenne microbande est représentée dans la figure (1.9), est constituée d'un mince conducteur métallique, appelé élément rayonnant, déposé sur un substrat épais utilisé pour augmenter la puissance rayonnée par l'antenne et réduire les pertes par l'effet joule et améliorer la bande passante de l'antenne, la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse. La forme du patch conducteur peut être variée.

En pratique, on trouve essentiellement des rectangles, des disques, et rarement des anneaux ou des triangles.

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif. Les trois principaux types d'alimentation sont :

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

I.6 TECHNIQUES D'ALIMENTATIONS [3]

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif.

→ **Alimentation par sonde coaxiale** : est attaché au patch et le conducteur externe au plan de masse est également largement utilisée mais il offre une bande passante étroite. Ce type d'alimentation est représenté sur la figure (1.10).

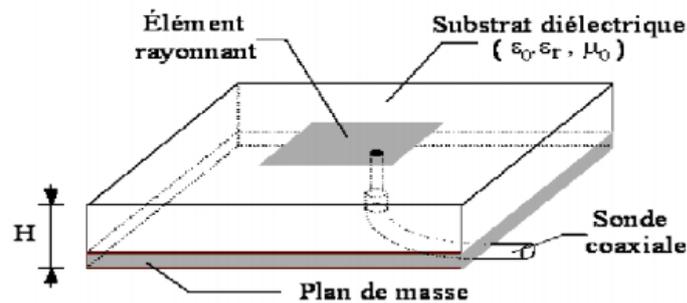


Figure (1.10) : Alimentation du patch rectangulaire avec un câble coaxial.

Parmi ces caractéristiques :

- Pas de pertes par rayonnement de ligne.
- Obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde.
- Technique de perçage simple.

→ **Alimentation par ligne micro-ruban** : on relie une ligne micro-strip au patch. Il existe cependant un inconvénient dans ce type d'alimentation vu qu'elle génère un rayonnement parasite, voir figure (1.11).

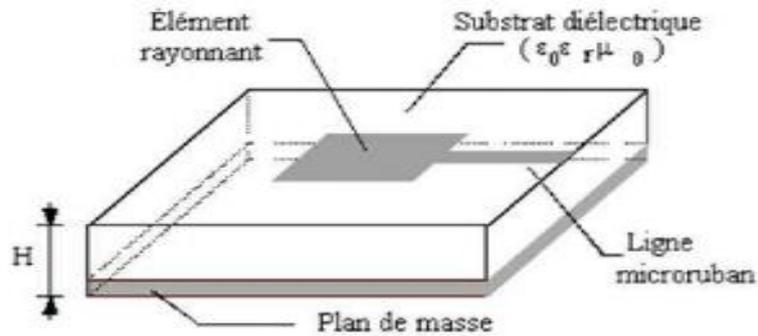


Figure (1.11) : Alimentation du patch rectangulaire par une ligne micro-ruban.

→ **Alimentation par couplage par proximité** : Ce type d'alimentation offre une meilleure bande passante, il est facile à modéliser et présente un rayonnement parasite faible. La distance entre la ligne d'alimentation et le patch peut être utilisée pour adapter l'impédance de l'antenne. Le principal inconvénient est qu'il est difficile à mettre en œuvre. La figure (1.12) montre une alimentation d'une antenne patch rectangulaire par couplage.

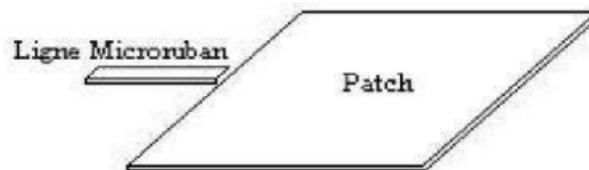


Figure (1.12) : Alimentation du patch rectangulaire par couplage

I.7 DIFFERENTES FORMES D'UNE ANTENNE PATCH [4]

L'antenne patch peut prendre plusieurs formes figure (1.13), qui peuvent être rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle.

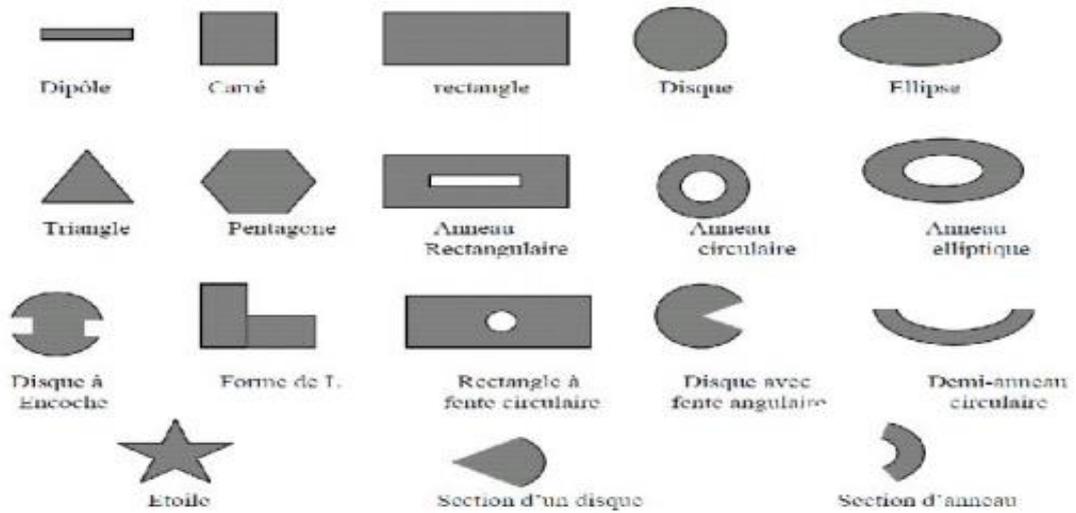


Figure (1.13) : Divers types d'éléments rayonnants

I.8 CALCUL ET DIMENSIONNEMENT DES DIFFERENTS PARAMETRES D'UNE ANTENNE PATCH RECTANGULAIRE [5]

La procédure de conception d'une antenne patch rectangulaire donné est basée sur les calculs les différents paramètres de l'antenne patch. L'optimisation se fait ensuite à l'aide d'un simulateur électromagnétique. Les données d'entrée d'une antenne sont :

- Le substrat (permittivité électrique, tangente de pertes, épaisseur). L'épaisseur du substrat doit être telle qu'elle satisfasse à l'équation (1.1) :
$$h \leq \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (1.1)$$

On considère un plan de masse parfait et infini. On définit la fréquence de fonctionnement.

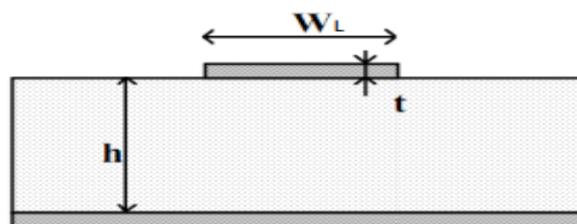


Figure (1.14) : Ligne micro-strip.

a. Calcul de la largeur du patch :

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}, \quad \lambda_0 = \frac{c}{F_{res}} \quad (1.2)$$

b. Calcul de la longueur d'onde effective λ_e et de la constante diélectrique effective ϵ_e :

$$\lambda_e = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_e}} \quad \text{et} \quad \epsilon_e = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{h}{w}}}, \quad \frac{W}{h} \geq 1 \quad (1.3)$$

c. Calcul de l'extension de longueur du patch ΔL :

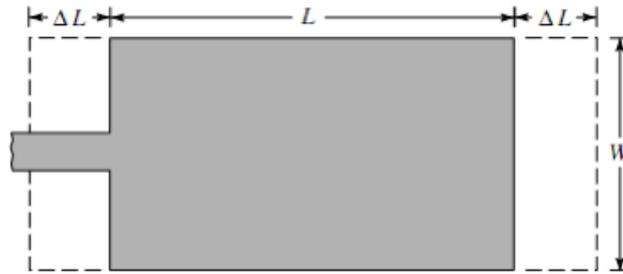


Figure (1.15) : Longueur du patch.

$$\Delta L = 0.412 \times h \times \frac{(\epsilon_e + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_e - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (1.4)$$

En pratique, on trouve $0.005 \frac{\lambda_e}{2} \leq \Delta L \leq 0.01 \frac{\lambda_e}{2}$

d. Calcul de la longueur du patch L :

$$L = L_e - 2\Delta L = \frac{\lambda_e}{2} - 2\Delta L \quad (1.5)$$

e. Calcul de la longueur d'alimentation L_L :

$$L_L = \frac{\lambda_e}{2} = \frac{c}{2f_r} \quad (1.6)$$

f. Calcul de la longueur de substrat L_g :

$$L_g = L + 6h + L_L \quad (1.7)$$

g. Calcul de la largeur du substrat W_g :

$$W_g = W + 6h \quad (1.8)$$

I.9 CARACTERISTIQUES DES ANTENNES IMPRIMEES [6]

- **Coefficient de réflexion** : Une antenne peut être représentée comme un quadripôle (Figure 1.16), défini par les paramètres A, B et S :

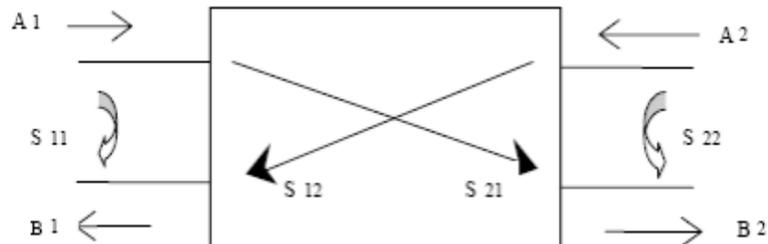


Figure (1.16) : Représentation d'antenne comme quadripôle.
 A_1, A_2, B_1 et B_2 : ondes de puissance.

On a les relations suivantes :

$$B_1 = S_{11} \cdot A_1 + S_{12} \cdot A_2 \quad (1.9)$$

$$B_2 = S_{21} \cdot A_1 + S_{22} \cdot A_2 \quad (1.10)$$

Le coefficient S_{11} correspond à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque $A_2 = 0$.

Le coefficient S_{12} représente la transmission de la puissance entrant en sortie vers l'entrée lorsque $A_1 = 0$.

Le coefficient S_{21} est le gain du quadripôle lorsque $A_2 = 0$.

Le coefficient S_{22} est la réflexion en sortie du quadripôle lorsque $A_1 = 0$.

- **Directivité** : caractérise la concentration du rayonnement dans une direction donnée. La Directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans la direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ et la puissance émise par une antenne isotrope. [7]

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \cdot P(\theta, \varphi) / P_R \quad (1.11)$$

- **Rendement** : est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne.

- **Rendement d'une antenne (η)** : est le rapport entre la puissance totale rayonnée par une antenne et la puissance qui lui est fournie [3] : $\eta = P_R/P_A$ (1.12)

- **Gain (G)** : est le résultat de la directivité sur les pertes. 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 [3].

Dans le cas d'une antenne isotrope sans pertes, on a : $G(\theta, \varphi) = 4\pi * P(\theta, \varphi)/P_A$ (1.13)

- **Impédance d'entrée de l'antenne (Z_e)** : $Z_e = Z_c \frac{(1+S_{11})}{(1-S_{11})}$ (1.14)

On dit qu'une antenne est parfaitement adaptée lorsque son impédance d'entrée (Z_e) est égale à l'impédance de la ligne d'alimentation (Z_c).

-**Bande passante (BP)** : est définie à partir de la fréquence de fonctionnement minimale f_{min} et maximale f_{max} . La fréquence centrale f_0 est définie par : $f_0 = \frac{f_{min}+f_{max}}{2}$ (1.15)

Pour les antennes bande étroite la bande passante est : $BP(\%) = 100 \times \frac{f_{max}-f_{min}}{f_0}$ (1.16)

-**L'efficacité** : l'efficacité de rayonnement de l'antenne est déterminée par la relation (1.17) en fonction du gain et de la directivité.

$$\eta_{ray} = \frac{Gain}{Directivité} \quad (1.17)$$

-**Facteur de miniaturisation** : En pratique, pour évaluer la réduction d'une antenne le facteur de miniaturisation est calculé. Il existe deux manières d'évaluer ce facteur de miniaturisation :

– Réaliser l'antenne compacte telle que ses performances électromagnétiques se rapprochent le plus de l'antenne de référence, et faire le rapport des dimensions de l'antenne miniature sur celles de l'antenne de référence.

– Réaliser l'antenne compacte avec les mêmes dimensions maximales et comparer le rapport des fréquences, soit à un niveau d'adaptation donné, soit à un niveau de gain dans l'axe donné.

I.10 DOMAINE D'APPLICATION DES ANTENNES IMPRIMEES

Les domaines d'applications des antennes imprimées sont de plus en plus variés, les principales applications sont : la téléphonie mobile, les radars, les télécommunications spatiales, la télémétrie des missiles et la télésurveillance, le guidage des missiles et télédétection.

I.11 AVANTAGES ET LIMITATIONS

Actuellement, les antennes micro rubans sont largement utilisées, leurs applications couvrent un large domaine de fréquence 100 MHz à 100 GHz, leur configuration et dimensions favorisent leurs intégrations sur de nombreux mobiles (avion, voiture, missile,).

Parmi les avantages de ces antennes, on peut citer :

- Faible poids.
- Encombrement réduit.
- Conformations possibles.
- Faible coût de fabrication, production en masse facile.
- Rayonnement en polarisation linéaire et circulaire possibles.
- Antennes multi-bandes, multi polarisations.
- Compatibilité avec les circuits hybrides.
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

Toutefois, les antennes microruban ont également des limitations que ne présentent pas les antennes traditionnelles :

- Bande passante étroite, souvent associée avec les problèmes de tolérances de fabrication.
- Généralement faible gain (6 dB).
- Sur un grand plan de masse, ces antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan.
- Supportent uniquement des faibles puissances (<100 W).
- Pertes de rayonnement par ondes de surfaces dans le substrat diélectrique.

Dans notre travail, nous nous intéressons à la technologie du WIFI et plus précisément celle du WIMAX, afin d'appliquer notre antenne imprimée et miniaturisée dans les différents domaines d'applications qui travaillent sur la 4G. Par la suite nous allons donner un petit aperçu sur le réseau WIMAX et ses différents domaines d'applications.

I.12 TECHNOLOGIE WIMAX

Aujourd'hui, on est confronté à une forte demande de connexion à l'internet haut débit et les accès de type ADSL se multiplient, mais ces technologies sont limitées par leur débit et leur portée et ne permettent pas la souplesse d'utilisation que procure un réseau sans fil comme le Wifi. Depuis quelques années, le Wifi révolutionne les réseaux mais on parle déjà d'une nouvelle technologie : le WIMAX.

I.12.1 Définition du WIMAX

WIMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) est une famille de normes, définissant les connexions à haut-débit par voie hertzienne sur des zones de couverture de plusieurs kilomètres.

I.12.2 Présentation de la technologie WIMAX

WIMAX, est créé pour permettre la convergence et l'interopérabilité entre deux standards de réseaux sans fils indépendants. Le WIMAX est un ensemble de normes techniques basées sur le standard de transmission radio 802.16. Il a un débit théorique de 70 Mbits/s avec une portée de 50 kilomètres. En pratique, les débits constatés n'excèdent pas les 12 Mbits/s sur une distance de 15 Kilomètres.

I.12.3 Principe de fonctionnement du WIMAX

Le principe de fonctionnement du WIMAX est simple : une antenne centrale, reliée en fibre optique au réseau des fournisseurs d'accès à l'Internet, envoie les paquets de données vers les antennes des abonnés ou vers une antenne intermédiaire. Ce mode de communication est appelée point-multipoints. Tout se passe par ondes radio, sans connexion filaire. Les ordinateurs

qui se trouvent dans la zone couverte bénéficient alors d'une connexion à haut débit à l'Internet, sans fil et sans nécessiter d'utiliser la ligne téléphonique. La figure (1.17) montre le principe de fonctionnement WIMAX.

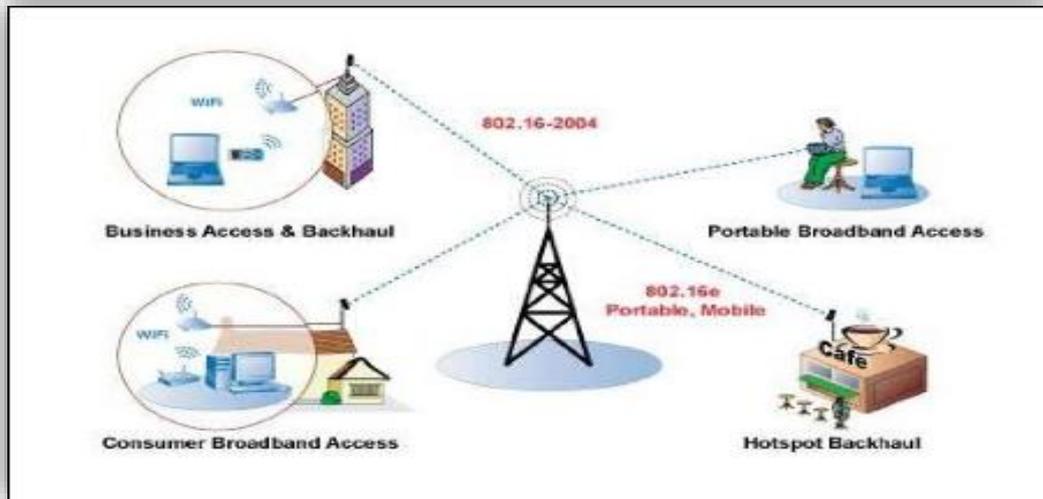


Figure (1.17) : fonctionnement WIMAX.

I.12.4. WIMAX fixe et WIMAX mobile

I.12.4.1. WIMAX fixe

Appelé aussi IEEE 802.16-2004, le WiMax fixe est prévu pour un usage fixe avec une antenne montée sur un toit. Il opère dans les bandes de fréquence 2.5 GHz et 3.5 GHz et aussi sur la bande libre de 5.8GHz.

I.12.4.2. WIMAX mobile

Également appelé IEEE 802.16e, le WIMAX mobile prévoit la possibilité de connecter des clients mobiles au réseau internet. Ainsi il ouvre la voie à la téléphonie mobile sur IP. Il permet de se déplacer tout en restant connecté à Internet, ceci par l'intermédiaire d'un appareil mobile équipé d'une carte WIMAX.

I.12.5 Architecture du réseau WIMAX

L'architecture du réseau WIMAX est représentée sur la figure (1.18), qui se compose de stations de base et des stations mobiles ou clientes SS (Subscriber Station). La station de base joue le rôle d'une antenne centrale chargée de communiquer et de desservir les stations mobiles qui à leur tour servent les clients utilisant le WIFI ou l'ADSL.

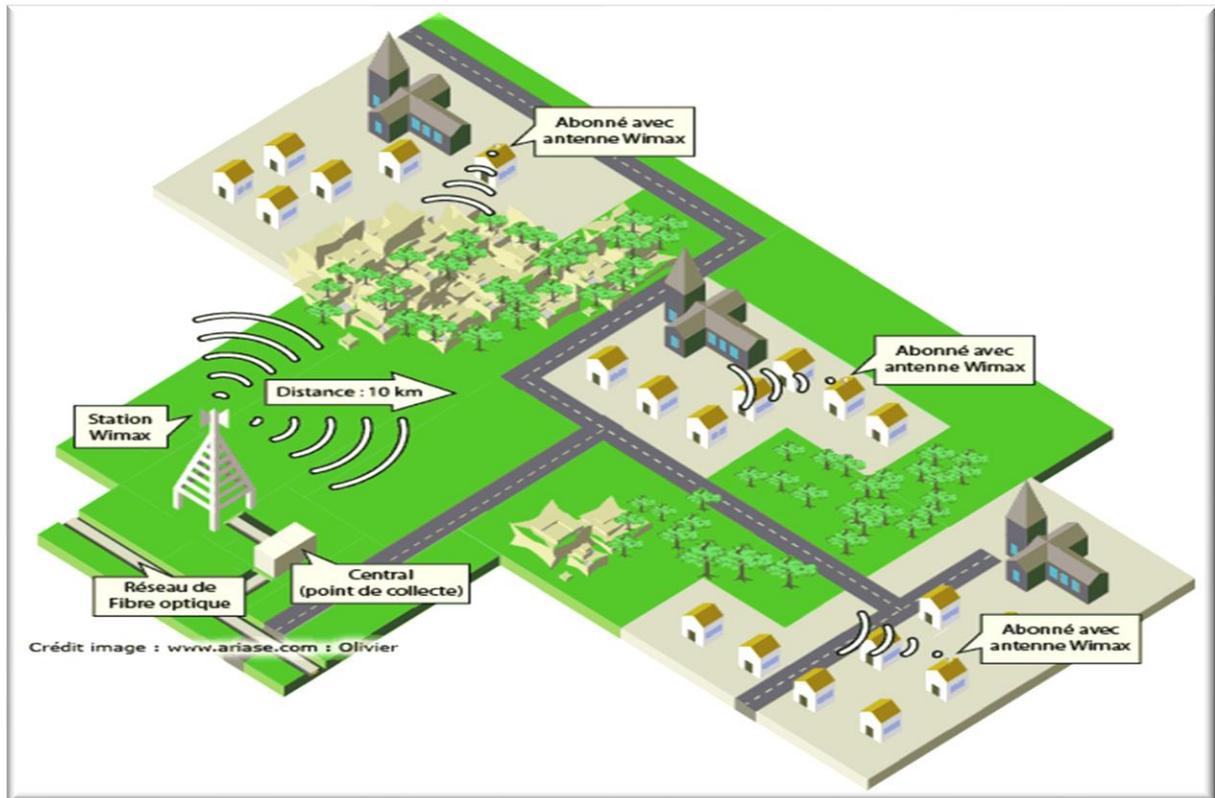


Figure (1.18) : Architecture du réseau WIMAX

I.13 DOMAINE D'APPLICATION DU WIMAX

Le WIMAX est utilisé pour les applications suivantes :

- Réseaux urbains avec de hautes vitesses de transmission pour la voix et les données.
- Connecter à Internet des quartiers périphériques ou des villes de banlieue
- Réseaux privés inter-sites pour les entreprises

- Sécurité publique et surveillance pouvant inclure des applications vidéo sur IP Relais sans fil pour les Hot Spot Wifi
- Réseaux sans fils régionaux avec d'applications données et voix pour l'industrie et les transports
- Communications sans fils intégrant la VoIP.
- Déploiements temporaires, événements religieux, chantiers, infrastructure de secours sur une catastrophe naturelle.

I.14 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DU WIMAX

- ❖ **Avantages :** Le WIMAX permet une connexion sans fil entre une station de base et plusieurs centaines d'abonnés sans ligne visuelle directe.
- Par rapport au WIFI, qui est une technologie sans fils par onde hertzienne. Ainsi, un utilisateur qui effectue une opération demande beaucoup de ressources qui disposera d'une large bande passante.
- Par rapport à l'ADSL, le coût d'installation élevé car pour avoir l'ADSL il faut la fibre optique entre chaque DSLAM.
- Par rapport à l'UMTS, le débit et le coût d'installation. L'UMTS est une des technologies de téléphonie mobile de (3G) très cher à installer et qui a un débit de 1.920Mbits/s
- ❖ **Inconvénients :** Contrairement au Wifi, le WIMAX met plus de temps pour s'implanter alors que le Wifi est « libre ». Pour qu'un opérateur puisse offrir un service WIMAX, il devra d'abord obtenir une licence d'exploitation auprès d'une autorité publique. Le débit en présence d'obstacle est fortement diminué (on parle de 20 Mbits/sec).

I.15 CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de faire un survol sur les antennes. Depuis l'apparition de l'antenne sphérique développée en 1941, plusieurs antennes ont vu le jour sous diverses formes. Pour décrire la performance d'une antenne, les définitions des différents paramètres sont

nécessaires. Dans la pratique, il existe plusieurs paramètres d'antenne couramment utilisés, y compris la bande de fréquences, le diagramme de rayonnement, la directivité, le gain, l'impédance d'entrée. On se base particulièrement sur l'antenne patch qu'on va utiliser dans notre étude par la suite.

Nous avons aussi fait la présentation de la technologie WIMAX qui est une technologie utilisée pour introduire Internet très haut débit en milieu rural, mais aussi pour créer des liaisons spécialisées. Le WIMAX est particulièrement adapté pour les régions avec des réseaux filaires complexes, où les coûts de mises à niveau sont trop élevés et où le passage des câbles nécessite un très grand investissement de temps et d'argent. Son installation moins coûteuse, plus simple et rapide fait de cette technologie un concurrent à l'ADSL. De plus elle apporte de meilleures performances en termes de débit et de portée.

CHAPITRE 2

ETAT D'ART DES METAMATERIAUX

CHAPITRE 2 : ETATS D'ARTS DES METAMATERIAUX

II.1 INTRODUCTION

Les métamatériaux, également appelés « matériaux main gauche », sont une structuration métallo-diélectrique périodique artificielle à une échelle inférieure à la longueur d'onde qui présente des propriétés électromagnétiques non accessibles dans la nature, à savoir une permittivité et une perméabilité toutes deux négatives. La première théorie concernant leurs propriétés électromagnétiques a été introduite par le chercheur russe Veselago en 1964 [1]. Depuis, ce sujet a connu une longue hibernation jusqu'en 2000, où une première réalisation pratique a été proposée par le chercheur américain D. Smith [2]. Depuis, les métamatériaux n'ont cessé d'attirer l'intérêt des chercheurs, car ils permettent d'envisager de nouvelles applications et optimisations dans le domaine des micro-ondes, notamment au niveau de la miniaturisation des circuits et l'introduction de nouvelles propriétés (filtre dual bande, ligne à avance de phase).

Ce chapitre dresse un rappel théorique de la propagation électromagnétique dans les métamatériaux en partant des équations de Maxwell. L'origine des propriétés est ainsi définie. Les différentes méthodes d'étude et de synthèse des métamatériaux sont exposées. La méthode basée sur les réseaux de fils et les résonateurs a permis de créer des milieux doublement négatifs en combinant un milieu à permittivité négative avec un milieu à perméabilité négative. La méthode duale de la théorie des lignes de transmission a permis l'émergence des structures métamatériaux planaires. Enfin, des exemples des domaines d'application des métamatériaux sont exposés, ces domaines couvrent la propagation en espace libre ainsi que la propagation guidée. Des exemples d'application de métamatériaux reconfigurables sont également dressés.

II.2 DEFINITION DES METAMATERIAUX

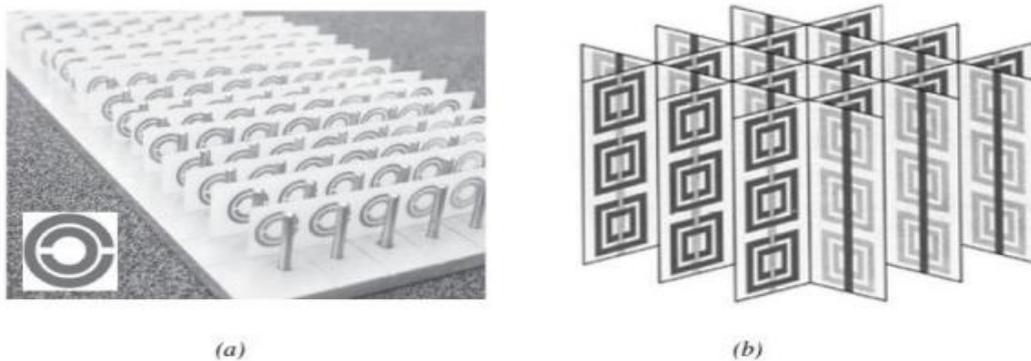
Les métamatériaux, dit également matériau « main gauche » ou « à indice de réfraction négatif » ont été proposés en premier lieu par Victor Veselago en 1968 [1]. Depuis leur apparition, on trouve des études de plus en plus nombreuses sur les applications en électromagnétisme, par exemple, l'association des métamatériaux avec des filtres microruban, avec des circuits en technologie MMIC, avec des circuits absorbants, avec des guides d'ondes et d'antennes. Un des enjeux majeurs dans les applications des antennes est notamment la miniaturisation de leurs dimensions globales.

Le terme de métamatériau a été introduit par J. B. Pendry en 1999 [2]. Il désigne un matériau artificiel structuré à une échelle inférieure à la longueur d'onde de travail, afin d'obtenir des propriétés singulières, autrement dit des propriétés qui ne sont pas accessibles à partir de matériaux homogènes. Ce concept général peut être appliqué à tous les domaines de la physique qui font intervenir la propagation d'ondes. Le domaine des métamatériaux acoustiques a connu un développement important ces dernières années. Toutefois, la majeure partie des travaux publiés à ce jour concerne le domaine des ondes électromagnétiques.

II.3 HISTORIQUE

L'histoire des métamatériaux commença en 1967 par le physicien V. Veselago, qui par le point de vue conceptuel, lança l'étude des propriétés d'un matériau dont la permittivité et la perméabilité seraient négatives dans la même gamme de fréquence, après l'étude théorique certaines propriétés du matériau ont été publiés par V. Veselago dans son article en 1967, telles que l'inversion de nombreuses propriétés classiques par la loi de Snell-Descartes, par l'effet doppler [3]. Malheureusement cette étude est confrontée à une réalité physique c'est-à-dire un tel matériau n'existe pas dans la nature, ce qui rendra la démonstration expérimentale de ses propriétés prédictibles impossible, à cause de ça l'article de V. Veselago a reçu peu d'attention lors de sa publication, le sujet resta lettre morte pour de longues années. Pour que le sujet se

lance réellement il fallut attendre la fin des années 1990, avec J.Pendry et ses collaborateurs qui réalisent deux structures réseaux : les fils fins en métal (Metal thinwire) et le résonateur en anneau fendu (SRR: split-ring resonators) [2], ces deux types de structures permettent d'obtenir respectivement une permittivité et perméabilité négatives sous certaines conditions. En 2000 Smith et ses collaborateurs [4] ont combiné les deux structures de Pendry dans une structure composite pour réaliser le premier prototype de matériau à perméabilité et permittivité négative simultanément (figure 2.1). La vérification expérimentale de l'indice de réfraction négatif a été faite par D.Smith, Shelby et Schultz à l'université de Californie en 2001 [3].



**Figure (2.1) : Première structure de métamatériaux, constituée de fils fins et RAFs introduite par l'équipe de l'université De la Californie San Diego [3].
(a) Métamatériaux unidimensionnels. (b) Métamatériaux bidimensionnels.**

- 1968 : Veselago introduit la théorie des matériaux doublement négatifs au niveau de la perméabilité et de la permittivité.
- 1999 : Pendry montre qu'il est possible d'obtenir des perméabilités négatives ($\mu < 0$) avec des structures « Split Ring Resonator » (SRR).
- 2000 : Smith montre théoriquement la faisabilité d'un métamatériau.
- 2001 : Validation expérimentale de la réfraction négative par Smith.
- 2002 : Concept de lentille parfaite de Pendry.

- 2005 : Approche ligne de transmission par Caloz et Itoh.
- 2006 : Application métamatériaux : antenne, coupleur, ...

II.4 METAMATERIAUX

II.4.1 Propriétés des métamatériaux

Les métamatériaux tirent leurs propriétés de leurs structures géométriques de leurs inclusions ce qui permet de faire leur ingénierie dans une large gamme fréquentielle. Ce genre de matériaux présente une structuration très petite devant la longueur d'onde guidée.

Les métamatériaux électromagnétiques (MTMs) possèdent des propriétés inhabituelles et qui ne sont pas disponibles dans la nature. Une structure efficacement homogène est une structure dont sa taille moyenne structurale de cellules P est beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée λ_g . Par conséquent, cette taille moyenne de cellule devrait être au moins plus petite qu'un quart de la longueur d'onde : $p < \frac{\lambda_g}{4}$.

• Paramètres constitutifs (permittivité ϵ_r)

Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité ϵ et perméabilité μ , sont reliés à l'indice de réfraction par la relation suivante : $n = \pm\sqrt{\epsilon_r\mu_r}$

Grâce à l'indice de réfraction on peut ordonner les matériaux suivant une nouvelle classification, basée sur différents signes de la permittivité ϵ et de perméabilité μ . Il existe quatre combinaisons possibles de couple (ϵ, μ) : (+, +), (+, -), (-, +), (-, -), elles sont illustrées dans le diagramme $(\epsilon-\mu)$, (figure 2.2).

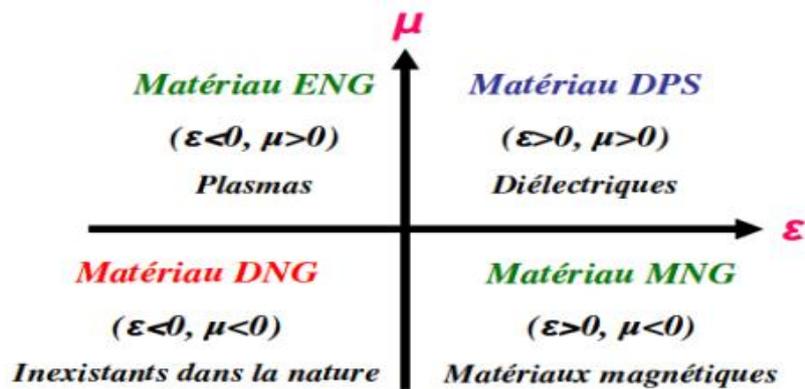


Figure (2.2) : Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité ϵ et perméabilité μ .

En effet la zone (+, +) ou les milieux sont double positifs (DPS) correspond aux matériaux classiques dits matériaux main droite, comme par exemple les diélectriques. Les milieux avec une permittivité [ENG, (-, +)] ou une perméabilité [MNG, (+, -)] sont aussi connus 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 trois classes des matériaux (DPS, ENG et MMG) peuvent être trouvés dans la nature, par contre les milieux doubles négatifs DNG (-, -) n'existent pas dans la nature mais physiquement, ils sont réalisables.

II.5 CARACTERISTIQUES DES METAMATERIAUX

Plusieurs phénomènes fondamentaux et propriétés électromagnétiques qui se produisent en association avec les matériaux mains gauches ont été proposé par V. Veselago :

- L'indice de réfraction négatif.
- La permittivité ϵ et la perméabilité μ sont négatives, qui sont liés à l'indice de réfraction n

$$\text{par : } n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (2-1)$$

Où ϵ_r et μ_r sont la permittivité et la perméabilité relatives liée à la permittivité et la perméabilité

$$\text{de l'espace libre respectivement par : } \epsilon_0 = \frac{\epsilon}{\epsilon_r} = 8.854 \cdot 10^{-12} \quad (2-2)$$

$$\text{Et } \mu_0 = \frac{\mu}{\mu_r} = 4\pi \cdot 10^{-7} \quad (2-3)$$

- Lors de la propagation d'une onde plane dans un métamatériau, le trièdre formé par les vecteurs (k, E, H) est inversé.
- Les vitesses de phase et de groupe sont opposées (alors qu'elles sont de même sens dans un milieu classique).
- Contrairement aux milieux classiques, ils amplifient les ondes évanescentes.
- L'effet Doppler est inversé.
- L'effet Tcherenkov est inversé.
- Il existe des ondes de surface, appelées plasmons pour les deux polarisations, qui peuvent être propagatives ou rétro-propagatives.
- Il existe des modes guidés rétro-propagatifs et des modes à fuite rétro-propagatifs.

II.5.1 Métamatériaux avec permittivité et / ou perméabilité négative

II.5.1.1 Métamatériaux avec permittivité négative

Pour avoir une permittivité négative dans le domaine des micro-ondes, J. Pendry a proposé d'abaisser la fréquence plasma électrique [5]. La structure avec permittivité négative ($\epsilon < 0$) décrite par Pendry est constituée de fils métalliques parallèles infiniment minces (figure 2.3).

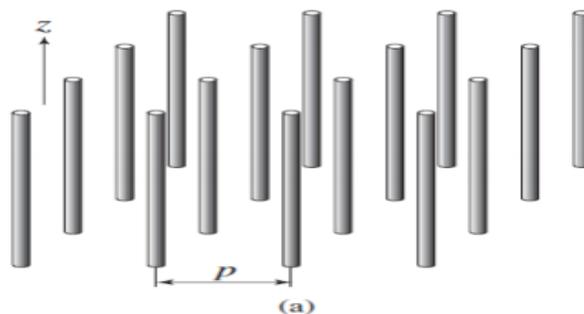


Figure (2.3) : Structure fils fins présentant ϵ négative / μ positive quand $E \parallel z$ [3].

Cette structure a une taille de p cellule beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée λ_g ($p \ll \lambda_g$). Si l'excitation de champ \vec{E} est parallèle à l'axe des fils, on aura un courant induit le long de ces fils, en plus des moments dipolaires équivalents sont générés. La permittivité des fils métalliques soumis au champ électrique \vec{E} est donnée par la formule suivante :

$$E(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2} \quad (2.4)$$

ω_{pe} : Fréquence de plasma électrique des fils métalliques.

ω : Fréquence d'excitation de la source.

II.5.1.2 Métamatériaux avec perméabilité négative ($\mu < 0$)

La structure avec perméabilité négative ($\mu < 0$) décrite par Pendry [6] est constituée d'un arrangement de résonateurs en anneaux fendus (Split Ring Resonator''SRR'') (Figure 2.4).

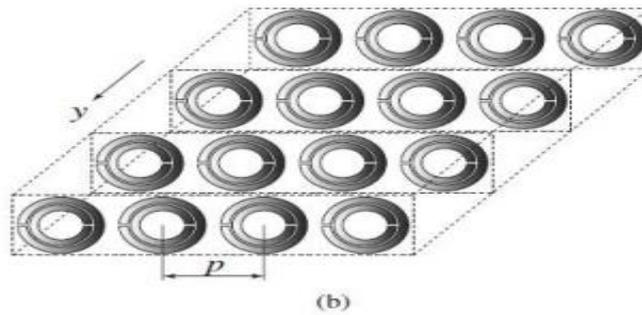


Figure (2.4) : Structure résonateur en anneau fendu présentant positive / négative quand $H \perp z$ [3].

Cette structure a une taille de p cellule plus petite que la longueur d'onde guidée $\zeta \lambda_g$ ($p \ll \lambda_g$). Si l'excitation de champ magnétique \vec{H} est perpendiculaire au plan des anneaux ($\vec{H} \parallel y$), de façon à induire des courants dans la boucle de résonance et de générer des moments dipolaires magnétiques équivalents, la perméabilité est donnée par la formule suivante :

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 + \omega_{0m}^2 + j\omega\zeta} \quad (2.5)$$

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2(\omega^2 + \omega_{0m}^2)}{(\omega^2 - \omega_{0m}^2)^2 + (\omega\zeta)^2} + j \frac{F\omega^2}{(\omega^2 - \omega_{0m}^2)^2 + (\omega\zeta)^2} \quad (2.6)$$

Où : $F = \pi(a/p)^2$.

a : est le rayon des petits anneaux.

ω_{0m} : est la pulsation de résonance magnétique ajustable dans la gamme des GHz.

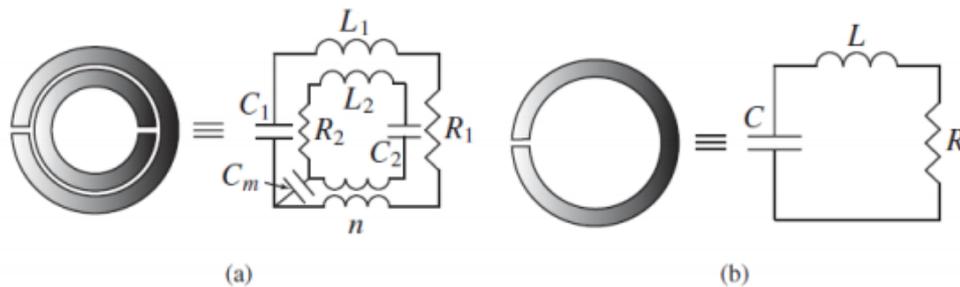
ζ : est le facteur d'atténuation du aux pertes du métal.

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

$$\omega_{0m} < \omega < \frac{\omega_{0m}}{\sqrt{1-F}} \quad \text{tel que : } \omega_{pm} = \frac{\omega_{0m}}{\sqrt{1-F}} \quad (2.7)$$

Où : ω_{pm} est la pulsation magnétique de plasma.

Le circuit équivalent d'un résonateur en anneau fendu est donné par la figure (2.5) suivante.



**Figure (2.5) : Modèle du circuit équivalent du SRR.
(a) configuration d'un SRR double, (b) configuration d'un simple SRR. [3]**

Dans la configuration en anneau double, le couplage capacitif et le couplage inductif entre le grand et le petit anneau sont modélisés par une capacité de couplage c_m et par un transformateur (rapport de transformation n), respectivement. Dans la configuration en anneau seul, le modèle de circuit est plus simple avec une fréquence de résonance : $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$

II.5.1.3 Métamatériaux avec ϵ et μ négatives

La première démonstration expérimentale d'un milieu composite doublement négatif a été présentée par D. Smith en 2000 [7], [8], [9]. En s'inspirant des travaux de J. Pendry, il a superposé un réseau de fils et un réseau de SRR [6]. Il a observé ainsi une transmission à travers ce milieu dans la bande de fréquence dans laquelle la permittivité et la perméabilité sont

négatives. Cette expérimentation a démontré pour la première fois la théorie des milieux main gauche introduite par Veselago, qui prévoit une propagation des ondes électromagnétiques à travers un milieu doublement négatif. L'association de ces deux structures fils métalliques et résonateur en anneau fendu dans une seule structure figure (2.6) constitue un métamatériau possédant une permittivité et une perméabilité négative, cette association a été faite par Smith et al [7]. Cette figure présente le prototype expérimental du métamatériau main gauche [3].



Figure (2.6) : La structure proposée par D. Smith qui combine les fils minces et les SRR pour avoir un milieu doublement négatif (métamatériaux). [3]

➤ **Approche par lignes de transmission**

En 2002, les deux groupes de recherche de C. Caloz, T. Itoh [10] [11] et G. Eleftheriades [12] [13] [14] ont introduit une nouvelle approche basée sur les lignes de transmission. Cette approche permet d'exploiter pleinement les propriétés des métamatériaux 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 est petite devant la longueur d'onde.

➤ **Domaines d'application des métamatériaux**

▪ **Propagation en espace libre**

La structure du métamatériau proposée par Smith était un réseau unidimensionnel ayant une permittivité et une perméabilité négatives. En 2001, R.A Shelby [15] a proposé une version bidimensionnelle de ce milieu Figure (2.7). La structure est basée sur des SRR carrés en cuivre, imprimés sur l'une des faces d'un substrat en fibre de verre, des rubans fins en cuivre ont été gravés sur la face opposée. Les cellules ont été assemblées pour avoir une structure périodique sur deux dimensions. Un prisme a été fabriqué à l'aide de ces cellules, la propagation d'une onde électromagnétique à travers ce prisme produit un rayon réfracté d'un angle négatif ce qui a mis en évidence la réfraction négative de cette structure [16] [17].

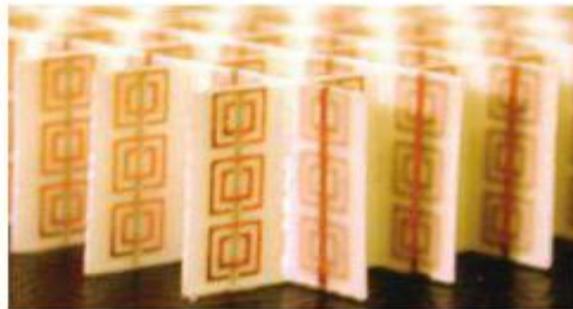


Figure (2.7) : Prototype du métamatériau 2D, les résonateurs en cuivre sont gravés sur un substrat en fibre de verre, les rubans sont gravés sur la face opposée [15].

Dans le même sens, la réfraction négative donne la possibilité de focaliser une onde en utilisant une lentille plane. En effet, les métamatériaux font en sorte que les ondes électromagnétiques focalisent sur un point au lieu de dévier vers l'extérieur, ils font que la lumière subit une diffraction inversée, ils permettent une « super-résolution » : ces lentilles main gauche plates sont capables de focaliser les ondes évanescentes, qui transportent des

détails plus petits que les longueurs d'ondes d'un objet, d'où l'appellation « lentilles parfaites » ou « super lentilles » Figure (2.8) [18].

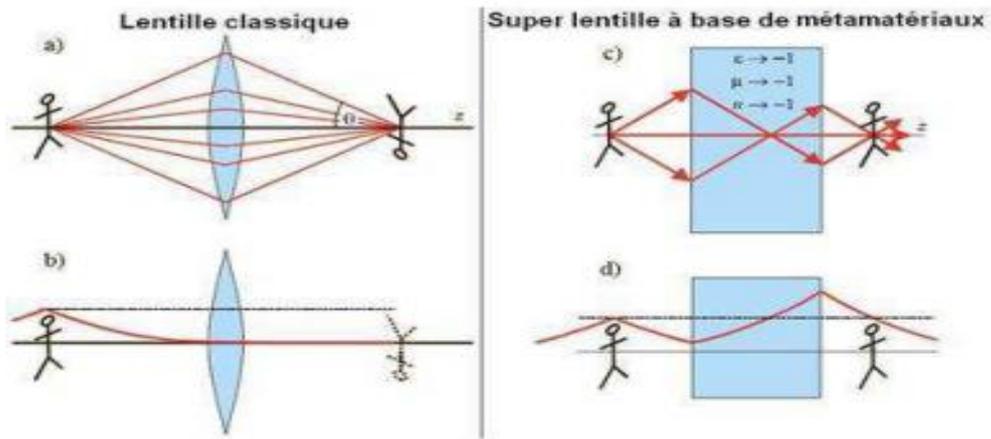


Figure (2.8) : Lentille classique : (a) Lentille convexe. (b) Superlentille. (c) Lentille plane. (d) Ondes évanescentes s'amplifient dans la lentille, la résolution de l'image est meilleure.

Une autre application qui est la cape d'invisibilité ou « Cloaking » [19], cette structure vise à rendre un objet invisible en l'entourant d'un réseau de métamatériaux qui va détourner la lumière et permettre la reconstruction des fronts d'onde en aval de cet objet (figure (2.9)).

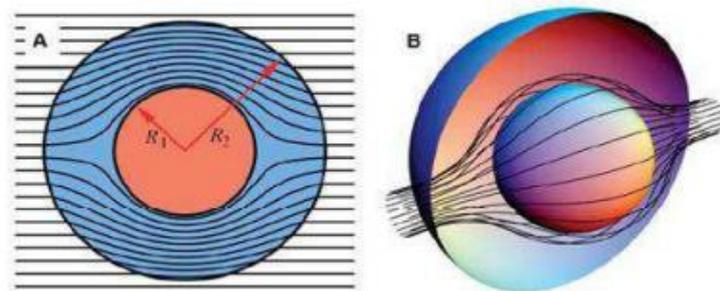


Figure (2.9) : Principe du Cloaking, les rayons contournent la sphère et se reconstruisent en aval. (a) vue 2D, (b) vue 3D [19].

▪ **Propagation guidée**

Pour les structures micro-ondes guidées, plusieurs d'applications ont été mises en œuvre. Pour les lignes de transmission, des prototypes de lignes CRLH ont été fabriqués (figure 2.10). Les cellules sont implémentées en technologie micro-ruban sous forme d'éléments distribués (capacité IDC et stub court-circuité), le caractère main gauche ($\beta < 0$). Ce type de ligne peut être utilisé dans le cas des déphaseurs pour ajouter une différence de phase négative, positive ou nulle selon la branche considérée et cela à l'aide de petites variations dans les éléments constitutifs sans changer la longueur globale du circuit. Un prototype a été réalisé en technologie micro-ruban (figure 2.11) [20].

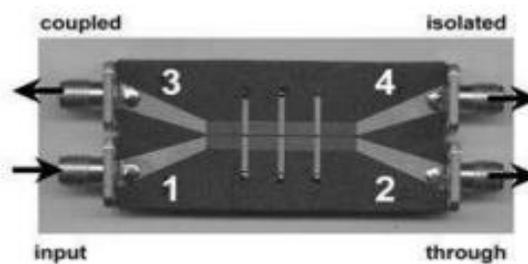


Figure (2.10) : Image du prototype de ligne CRLH fabriqué en technologie micro-ruban et composé de 7 cellules unitaires [11].

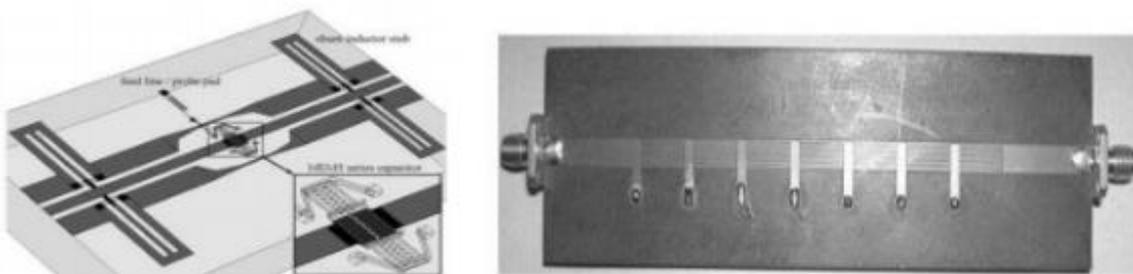


Figure (2.11) : (a) Prototype d'un coupleur -3dB composé de 3 cellules CRLH [20].

Le principe des SRR qui était utilisé pour la propagation en espace libre ou à l'intérieur de guides d'onde a été adapté aux circuits planaires [21]. Une structure composée d'une ligne coplanaire et de SRR gravés sur la face arrière du substrat a été proposée Figure (2.12). Les résonateurs SRR produisent la perméabilité négative au voisinage de leur fréquence de résonance tandis que la ligne coplanaire est chargée par des fils métalliques étroits qui se comportent comme un plasma micro-onde et créent alors la permittivité négative. Cette structure a permis d'avoir une propagation négative dans une bande étroite de fréquence.

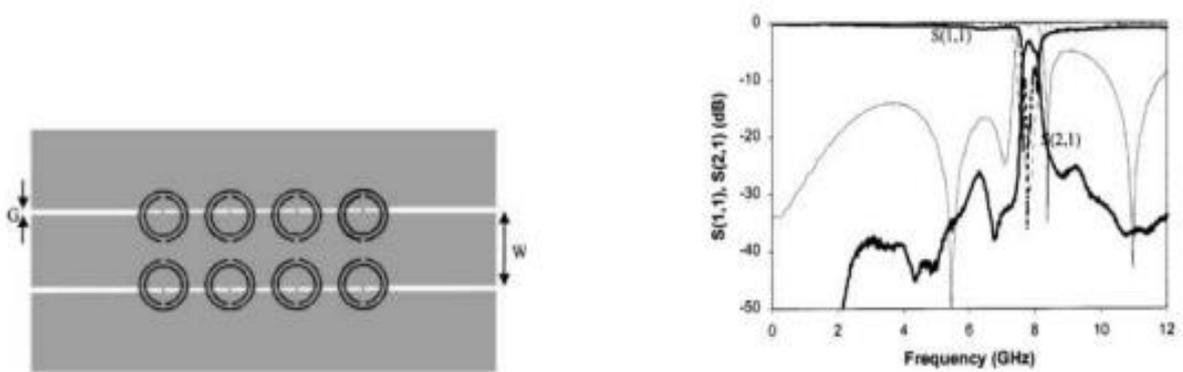


Figure (2.12) : (a) Structure main gauche basé sur des SRR gravés sur la face arrière d'une ligne coplanaire chargée par des fils minces. (b) paramètres S simulés (trait fin) et mesurés (trait gras) de la structure [21].

- **Métamatériaux reconfigurables**

Cette structure a été utilisée pour la conception d'un filtre en technologie micro-ruban, les SRR ont été déposés de part et d'autre d'une ligne de signal. En raison de la proximité de la ligne, elles sont excitées ce qui provoque une bande de réjection, le filtre composé de deux cellules présente des réjections supérieures à 20 dB (Figure 2.13).

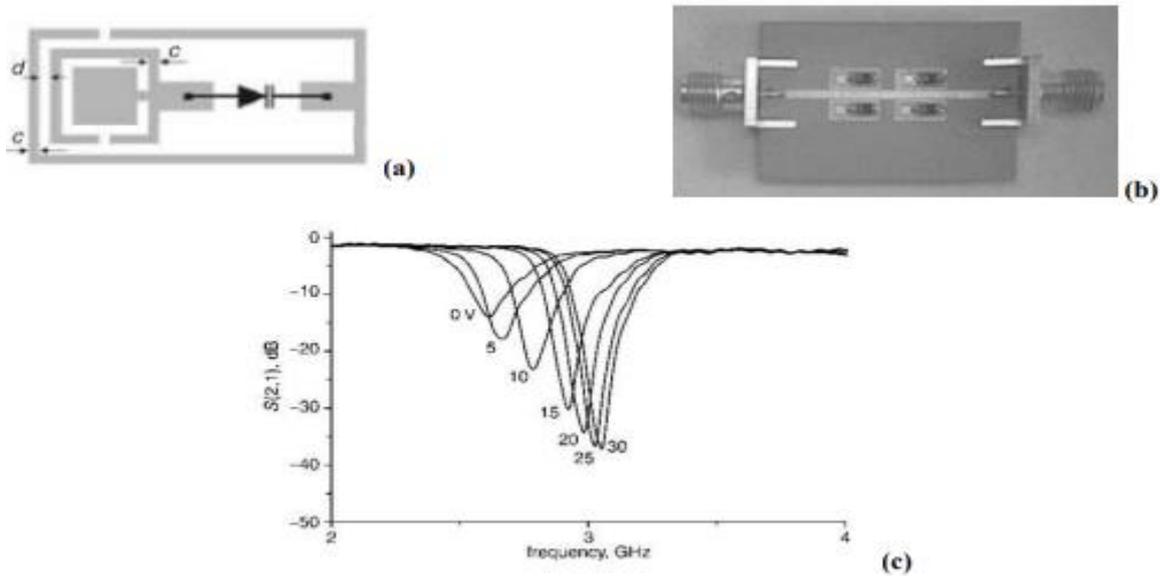


Figure (2.13) : (a) Topologie du SRR carré chargé avec une diode varactor. (b) prototype du filtre réalisé à partir de 2 cellules. (c) coefficients de transmission mesurés en fonction de la tension appliquée sur les diodes.

II.6 DIFFRENTS DOMAINES D'APPLICATIONS DES METAMATERIAUX

II.6.1 Lentilles parfaites

Une lentille parfaite est une lentille qui ne déforme pas l'image, ne l'inverse pas et qui a une résolution infinie. En 2000, J. Pendry proposa la réalisation de " la lentille plate " imaginée par Veselago qui est une simple lame d'indice de réfraction égale à -1. La figure (2.14) montre l'image produite par une lentille convexe (milieu MG), et une plaque MD.

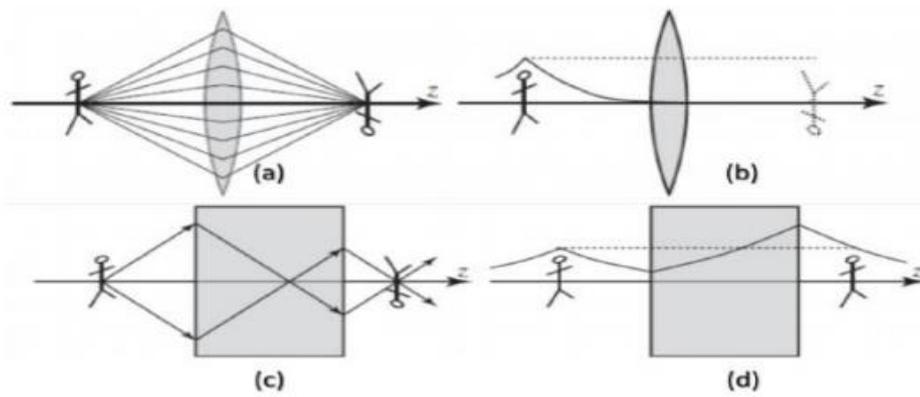


Figure (2.14) : Image virtuelle reproduite pour un milieu MD et un milieu MG. (a) lentille MD. (b) lentille de focalisation. (c) plaque MG avec $\epsilon = \mu = -1$ pour des ondes incidentes propagées. (d) plaque MG avec $\epsilon = \mu = -1$ pour des ondes évanescentes incidentes.

II.6.2 Cape d'invisibilité

La fabrication de la première cape d'invisibilité en micro-onde a été développée par John Pendry en 2006. Il a proposé des métamatériaux dont les champs électromagnétiques peuvent être contrôlés et manipulés. Cette cape d'invisibilité détourne les ondes centimétriques ou micro-ondes, figure (2.15).



Figure (2.15) : La cape d'invisibilité de J.Pendry.

II.6.3 Miniaturisation

La miniaturisation d'une antenne résulte d'une action de réduction de la taille de l'antenne afin de satisfaire des critères surfacique et volumique. D'après Wheeler [22], une antenne est dite miniature si sa grande dimension est bornée par :

$$L_{max} = \frac{\lambda_0}{2\pi} \quad (2.8)$$

La miniaturisation d'une antenne est basée sur les courants qui circulent sur cette antenne [23], C'est en jouant sur ces courants, ou sur le trajet, la vitesse ou la réflexion de ces courant qu'une antenne va pouvoir être miniaturisée.

Il existe plusieurs techniques de miniaturisation, mais celle qui nous intéresse est la miniaturisation par onde lente à base de métamatériau, le principe consiste à réduire la vitesse de phase pour réduire la longueur physique de l'antenne. La longueur électrique de l'antenne est donnée par :

$$L_{equ} = L_{physique} \times n \quad (2.9)$$

Avec la longueur physique $L_{physique}$ de l'antenne et $n = \sqrt{\mu_r \epsilon_r}$ l'indice du milieu sur lequel est fabriquée l'antenne, par la suite ce milieu est appelé le substrat, une onde lente est une onde dont la vitesse de phase est très inférieure à la vitesse de phase de la lumière. La

$$vitesse de phase est donnée par : v_{\varphi} = \frac{\omega}{k} \quad (2.10)$$

Avec la pulsation de l'onde $\omega=2\pi f$ (fréquence de l'onde) et k le nombre d'onde qui indique la propagation de l'onde, tel que : $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

$$D'après l'équation (2.18) on a : L_{physique} = \frac{L_{equ}}{n} \quad (2.11)$$

En remplaçant ω et k par leurs expressions en fonction de la longueur d'onde dans (2.18) on aura :

$$v_{\varphi} = \frac{c}{n} \quad (2.12)$$

$$En\ remplaçant\ la\ valeur\ de\ n\ par\ (2.20)\ dans\ (2.21),\ on\ aura : L_{physique} = L_{equ} \cdot \frac{v_{\varphi}}{c} \quad (2.13)$$

Par exemple, pour un dipôle d'une longueur électrique $L_{eq}=\lambda_0/2$, sa longueur physique serait

$$donnée\ par : L_{physique} = \frac{\lambda_0}{2} \cdot \frac{v_{\varphi}}{c} \quad (2.14)$$

D'une manière générale, en diminuant la vitesse de phase, l'antenne est miniaturisée en créant une onde lente. La technique permettant de créer des ondes lentes est d'utiliser un substrat dont la permittivité et la perméabilité vont diminuer la vitesse de phase, en effet le métamatériau est le mieux approprié à cette fonction.

II.6.4 Application aux antennes

L'utilisation des métamatériaux dans les antennes vise à améliorer leurs caractéristiques, comme le gain et la directivité. En plaçant un matériau main gauche dans l'environnement proche d'une antenne patch, figure (2.16), le gain et la directivité sont améliorés [24].

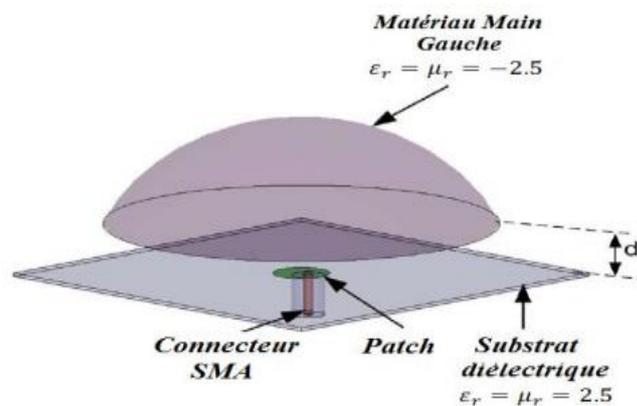


Figure (2.16) : Schéma du dispositif où le métamatériaux Main Gauche placé au-dessus d'une antenne patch.

II.6.5 Techniques d'information et de communication (TIC)

La création de nouveaux produits hybrides qui combinent à la fois ordinateur et télécommunication en même temps que se développent la création et la diffusion du son de l'image, de la reconnaissance vocale du langage parlé ou écrit associé au téléphone mobile. Le concept « Nouvelles technologies de l'information et de la communication » (NTIC).

Le secteur des TIC est la somme de trois secteurs : le secteur informatique, le secteur électronique et le secteur des télécommunications.

II.6.6 Spatial

Les satellites jouent un rôle essentiel pour améliorer le quotidien des populations dans l'économie numérique. Les petits satellites comptent parmi les innovations révolutionnaires qui offrent une gamme de solutions pour les services financiers numériques, l'amélioration des soins de santé ou encore des villes plus intelligentes.

Pour couvrir un réseau, une constellation de petits satellites sera plus performante qu'un gros satellite. Aujourd'hui, la plupart des nanosatellites sont constitués d'éléments produits par des fabricants très spécialisés : moteur, antenne, objectifs, charge utile... c'est une particularité du secteur.

II.6.7 Nanotechnologie

Les nanotechnologies correspondent à l'ensemble des techniques et des outils qui permettent d'étudier ou d'interagir avec les phénomènes particuliers qui existent au niveau nanométrique ou nanoscopique. Les nanomatériaux constituent une nouvelle famille d'agents chimiques qui présentent de multiples différences en termes de composition, de caractéristiques dimensionnelles et de propriétés physico-chimiques. De l'industrie pharmaceutique aux télécommunications, de l'aéronautique à la chimie, les champs d'application des nanotechnologies apparaissent chaque jour plus nombreux.

II.6.8 Futures applications des métamatériaux

Les futures applications des métamatériaux dans le domaine des ondes mécaniques :

- **Cape antisismique** : Une cape d'invisibilité pour les bâtiments, c'est en effet sur le même principe que se base son cape antisismique métamatériau conçu dans le but de protéger des bâtiments ou des zones précises contre les séismes.
- **Cape anti-tsunami** : Une cape d'invisibilité pour les vagues, aussi connu sous le nom de cape anti-tsunamis, est une autre des fabuleuses applications qui s'offre à nous grâce aux métamatériaux.

II.7 CALCUL DES PARAMETRES EFFECTIFS PAR INVERSION DES RELATIONS

La méthode que nous avons utilisée repose sur la mesure des paramètres S. Les conditions préliminaires à l'homogénéisation d'une substance décrit par cette méthode peuvent être résumées ainsi :

- 1- Le composite est petit devant la longueur d'onde du rayonnement incident et l'écart entre les particules est très petit devant la taille du composite. Les particules sont très petites devant la période du réseau.
- 2- Le système est supposé réciproque ($S_{ii} = S_{jj}$, $S_{ij} = S_{ji}$) = 1.
- 3- Les incidences sont supposé normales.

Le calcul des coefficients de réflexion et de transmission d'un revêtement plané claire sous incidence normale par une onde plane et classique. Ce sont les relations de Fresnel que l'on inverse pour déterminer les paramètres effectifs de la plaque.

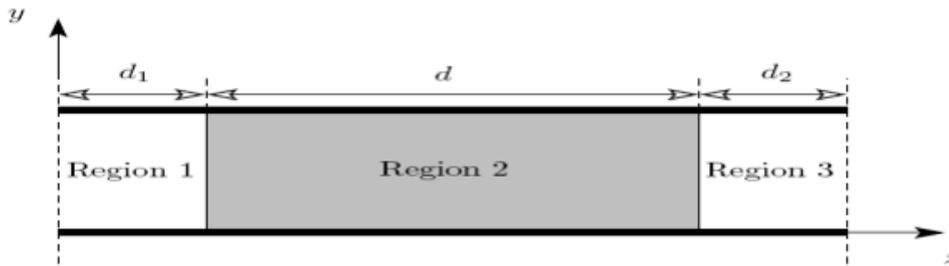


Figure (2.17) : Forme générale de mesure dans un guide d'ondes à plaques parallèles : le milieu homogénéisé définit trois régions avec des coefficients de réflexion et de transmission.

Les paramètres S issus de la mesure peuvent s'exprimer de la manière suivante :

$$S_{11} = \frac{R_{01}(1-e^{i2nkd})}{1-R_{01}^2 e^{i2nkd}} \quad (2.15)$$

$$S_{21} = \frac{(1-R_{01}^2)e^{inkd}}{1-R_{01}^2 e^{i2nkd}} \quad (2.16)$$

Avec : $R_{01} = z-1/z+1$ (2.17)

S_{11} : Paramètres de réflexion.

S_{21} : Paramètres de transmission

k : Vecteur d'onde dans le vide de l'onde plane incidente.

Z : Impédance du matériau

d : Epaisseur du matériau

Les coefficients de transmission et de réflexion des ondes électromagnétiques (EM) à travers un matériau homogène d'épaisseur d sont donnés respectivement, en termes d'indice de réfraction n et d'impédance Z du matériau par les relations suivantes :

$$t^{-1} = [\cos (nkd) - \frac{i}{2} (Z + \frac{1}{Z}) \sin (nkd)] \quad (2.18)$$

$$\frac{r}{t} = -\frac{i}{2} (Z - \frac{1}{Z}) \sin (nkd) \quad (2.19)$$

t : coefficient de transmission.

r : coefficient de réflexion.

Le but est d'inverser les équations (2.18) et (2.19) afin d'avoir les expressions de n et Z en fonction de t et de r . Dès que n et Z sont obtenus, la permittivité ϵ et la perméabilité μ peuvent être facilement calculées à partir des relations suivantes :

$$\epsilon = \frac{n}{Z} \quad (2.20)$$

$$\mu = nZ \quad (2.21)$$

Ces deux relations permettent de donner une interprétation directe du matériau. Les paramètres n et Z , ϵ et μ sont des fonctions complexes dispersives.

Les relations pour la transmission et la réflexion sont inversées et Z est donnée par la relation suivante :

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1+r^2)-t^2}{(1-r^2)-t^2}} \quad (2.22)$$

Ont introduit une étape intermédiaire pour le calcul de l'indice de réfraction n et l'impédance z à partir de ces équations :

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{11}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (2.23)$$

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

$$n = n' + in'' \quad (2.24)$$

$$e^{inkd} = X \pm i\sqrt{1 + X^2} \quad (2.25)$$

$$\text{Avec : } X = \frac{1}{2S_{21}} (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \quad (2.26)$$

L'avantage de cette étape intermédiaire est que l'indice de réfraction et l'impédance effectif sont des grandeurs physiques sur les quel certaines conditions peuvent être imposées. En règle générale, le fait que le milieu est passif implique que : $\mathbf{R}(\mathbf{z}) \geq \mathbf{0}$ et $\text{Im}(\mathbf{n}) \geq \mathbf{0}$.

On peut déduire l'expression de l'indice de réfraction à partir de l'équation 1.22 et on obtient :

$$n = \frac{1}{k_0 d} \{ [\ln(e^{inkd})] + 2m\pi \} - i[\ln(e^{inkd})] \quad (2.27)$$

Seule la première solution ($m = 0$) sera prise en considération. En suite la perméabilité et la

$$\text{permittivité sont déduites du fait que : } n = \sqrt{\varepsilon\mu} \text{ et } Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (2.28)$$

II.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons entamé la présentation de manière approfondit des métamatériaux .Nous avons cité les caractéristiques physiques nécessaires des métamatériaux, il s'agit donc de perméabilité et permittivité et qui ont des signes négatifs d'où l'appellation des matériaux doublement négatif qui est l'une des caractéristiques physiques les plus importants pour avoir les opportunités offertes lors de la réalisation de circuit microonde inclus dans les divers systèmes de la télécommunication moderne. On peut dire aussi les métamatériaux joue un rôle majeur dans la conception et même la réalisation des dispositifs microonde modernes (antennes, radar, filtres, coupleurs, duplexeurs ...etc).

CHAPITRE 3

CONCEPTION D'UNE ANTENNE PLANAIRE A

BASE DE METAMATERIAUX

CHAPITRE 3 : CONCEPTION D'UNE ANTENNE PLANAIRE A BASE DE METAMATERIAUX

III.1 INTRODUCTION

Au nombre des multiples variétés d'antennes actuellement étudiées aux fins d'applications UWB, on retrouve l'antenne patch rectangulaire. Ses caractéristiques sont la simplicité de sa structure, la facilité de sa fabrication, sa bande passante large et son diagramme de rayonnement appréciable. Si on veut optimiser les paramètres de la structure, il s'avère incontournable de bien s'arrêter sur la phase de conception de l'antenne, et d'employer un logiciel adéquat. De plus, la conception aide à la prise en compte de l'imperfection des paramètres diélectriques et conducteurs des matériaux sélectionnés, dans le but d'être plus proche des antennes futures réalisées. Dès lors, s'impose le choix d'un outil de simulation électromagnétique adéquat. Parmi les nombreux outils de simulation existants, nous avons tester Microwave Studio de CST. CST utilise une méthode de calcul par intégrales finies. Pour les antennes imprimées à forme rectangulaire, le simulateur Microwave Studio est retenu pour sa combinaison idéale à la fois de précision des calculs et de rapidité de résolution. Ce chapitre sera consacré à l'étude d'une antenne patch rectangulaire destinée pour une application WIMAX. La configuration de cette antenne a également évolué à partir d'une antenne imprimée. Les paramètres importants qui affectent les performances de l'antenne seront étudiées afin d'avoir une bonne conception de ce type d'antenne. Il sera question dans un premier temps de partir de la phase de conception en abordant la présentation du logiciel de simulation électromagnétique et ses différentes étapes, pour aboutir aux résultats de simulation de notre antenne, en passant par la phase de pré-calculs et enfin les résultats de simulation pour des antennes patch rectangulaire.

III.2 CONCEPTION ET SIMULATION DE L'ANTENNE PATCH

III.2.1 Cahier de charge

Ce projet consiste à réaliser une antenne patch microruban à une fréquence bien déterminée. Le cahier des charges nous impose les valeurs caractérisant des différents éléments de l'antenne :

- Permittivité diélectrique du substrat (FR-4 « Fire Retardant ») : $\epsilon_r = 4.3$,
- Hauteur du substrat diélectrique : $h_s = 1.56\text{mm}$
- Fréquence de résonance que l'on désire : $f_r = 2.6\text{ GHz}$
- Adaptation à 50 Ohm
- Alimentation par ligne microruban
- Epaisseur de la métallisation : $h = 0.035\text{mm}$

III.2.2 Outil de simulation

Plusieurs logiciels commerciaux sont utilisés pour simuler le comportement des structures planaires et étudier leurs performances. Parmi ces logiciels on peut citer le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) et le logiciel CST (Computer Simulation Technology). Ces deux simulateurs sont des logiciels solides et applicables à un grand type de structures. Mais nécessitent un temps de calcul important et une grande capacité mémoire.

Le logiciel Microwave Studio CST que nous employons, fait usage de la méthode des intégrales finies (FIT : Finite Integration Technique) développée par Weiland en 1977, cette méthode FIT consistée à faire une discrétisation spatiale des équations de Maxwell sous leur forme intégrale. La FIT procède par la description des équations de Maxwell sur un espace de grille, en préservant les propriétés de conservation de l'énergie, et en constituant des équations différentielles particulières telles que celle de Poisson ou l'équation d'onde. Il s'agit d'une approche très sophistiquée, et on peut l'utiliser à la fois dans le domaine temporel et fréquentiel [1]. Donc l'utilisateur est amené à représenter la structure de l'antenne, indiquer les

caractéristiques des matériaux, définir les ports, valider et simuler le modèle dans le logiciel. La solution logicielle offerte par CST, est une option très intéressante pour la conception d'antenne en micro-ruban. Des fonctions comme l'optimisation, l'édition en 3D, la modélisation par variable, la mise à la terre finie et la possibilité de définir les conditions aux bornes, en font un logiciel très intéressant pour la tâche à effectuer dans le cadre de ce travail. Cet outil est très complet pour le développement de composante micro-onde allant de composante en micro-ruban aux composantes coaxiales. Le CST utilise deux techniques de discrétisation : une discrétisation surfacique (cellules en 2D) et une discrétisation volumique (cellule en 3D) [2].

En outre, vu que le calculateur du domaine temporel du logiciel agit rapidement sur une immense bande de fréquence correspondant à une faible impulsion d'entrée du domaine temporel, le CST se trouve plus approprié pour simuler sur des gammes de fréquence élevées. Dans CST, les cellules de maillage ont toutes des formes cubiques, et l'outil de résolution temporelle utilise les différentielles Δt à la place des dérivées partielles $\frac{\partial}{\partial t}$. L'une des raisons de notre choix de ce logiciel est le gain de temps de calcul obtenu lors de la simulation d'antenne large bande, à travers l'usage d'un outil de résolution.

III.2.3 Différents étapes d'utilisation du logiciel CST Studio Suite

1. Préparation sur papier de la structure à simuler
2. Dessin de la structure : dimensions géométriques des différents objets.
→ Respect des règles de simulation
3. Spécification des matériaux pour chaque objet.
→ Constantes diélectriques, conductivité des matériaux ...
4. Identification des sources et (où) ports d'entrée/sortie.
→ Manière d'exciter la structure
5. Spécification des conditions aux limites
→ Types de frontières : CCE, CCM, rayonnantes ...

6. Configuration des paramètres de simulation

→ Fréquence(s) de maillage, paramètres de convergence ...

7. Analyse des solutions à 1 ou plusieurs fréquences.

8. Visualisation des résultats

→ Champs ($\vec{E}, \vec{H}, \vec{J} \dots$)

→ Paramètres S (+ paramètres z, y etc.)

9. Discussion et exploitation des résultats par l'utilisateur solution.

III.3 CALCUL DES DIMENSIONS THEORIQUES DU PATCH

III.3.1 Dimensions de l'élément de rayonnement rectangulaire

Tout d'abord, calculons les dimensions des éléments de rayonnement nécessaire pour avoir une fréquence de résonance de 2.6 GHz.

Commençons avec le calcul de W, la largeur de l'élément, qui va donner un rayonnement efficace, cette dimension se calcule avec l'équation (1.2).

$$w = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.6 \times 10^9 \sqrt{\frac{4.3 + 1}{2}}} = 0.03544m = 35.44mm$$

Ensuite, on peut calculer ϵ_e pour $\frac{w}{h} \geq 1$; avec h qui est l'épaisseur du substrat, ϵ_e peut être calculé avec l'équation suivante (1.3).

$$\epsilon_e = \frac{4.3 + 1}{2} + \frac{4.3 - 1}{2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{0.00156}{0.03544}}} = 5.17155$$

Maintenant, calculons la longueur efficace L_e et ΔL avec les équations (1.4) et (1.5).

$$L_e = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.6 \times 10^9 \sqrt{5.17155}} = 0.02536m = 25.36mm$$

$$\Delta L = 0.412 \times 0.00156 \frac{(5.17155 + 0.3) \left(\frac{0.03544}{0.00156} + 0.264 \right)}{(5.17155 - 0.258) \left(\frac{0.03544}{0.00156} + 0.8 \right)} = 0.000699m = 0.699mm$$

On peut calculer la longueur réelle de l'élément de rayonnement rectangulaire avec l'équation (1.5).

$$L = 0.02536 - 2 \times 0.000699 = 0.023962m = 23.962mm$$

Calcule de la longueur de la ligne de l'alimentation avec l'équation (1.6).

$$L_L = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.6 \times 10^9} = 0.05769m = 57.69mm$$

Finalement, on peut calculer la longueur et la largeur du substrat avec les équations suivantes (1.7) et (1.8).

$$L_g = 0.023962 + 6 \times 0.00156 + 0.05769 = 0.09101m = 91.01mm$$

$$W_g = 0.03544 + 6 \times 0.00156 = 0.0448m = 44.8mm$$

III.3.2 Dimension de la ligne de transmission

Pour calculer les dimensions de la ligne de transmission, l'outil « Microstrip Analysis/Synthesis Calculator » sera utilisé afin d'accélérer le processus.

Pour avoir une impédance de 50Ω , la largeur de ligne nécessaire pour la ligne d'alimentation est $W_0 = 3.058mm$.

Le tableau 1 suivant représente les paramètres de l'antenne patch.

W (mm)	ϵ_e	L_e (mm)	ΔL (mm)	L (mm)	L_L (mm)	L_g (mm)	W_g (mm)
35.44	5.17155	25.36	0.699	23.962	57.69	91.01	44.8

TABLEAU 1 : Dimensions des paramètres de l'antenne patch.

III.4 RESULTATS DE CONCEPTION ET DE SIMULATION D'UNE ANTENNE PATCH

III.4.1 Conception d'une antenne patch rectangulaire sans encoche

Maintenant que toutes les dimensions sont calculées, on peut faire le modèle dans CST et vérifier la théorie. Voici le modèle, figure (3.1), dans Microwave Studio avec les dimensions

calculées dans la section précédente. Sur ce modèle, la ligne d'alimentation en microruban (microstrip). La simulation du connecteur microruban augmente le réalisme de la simulation.

Le tableau représenté dans la figure (3.1) résume les différents paramètres de l'antenne avec plan de masse et substrat, après un calcul théorique, les dimensions sont données comme suit :

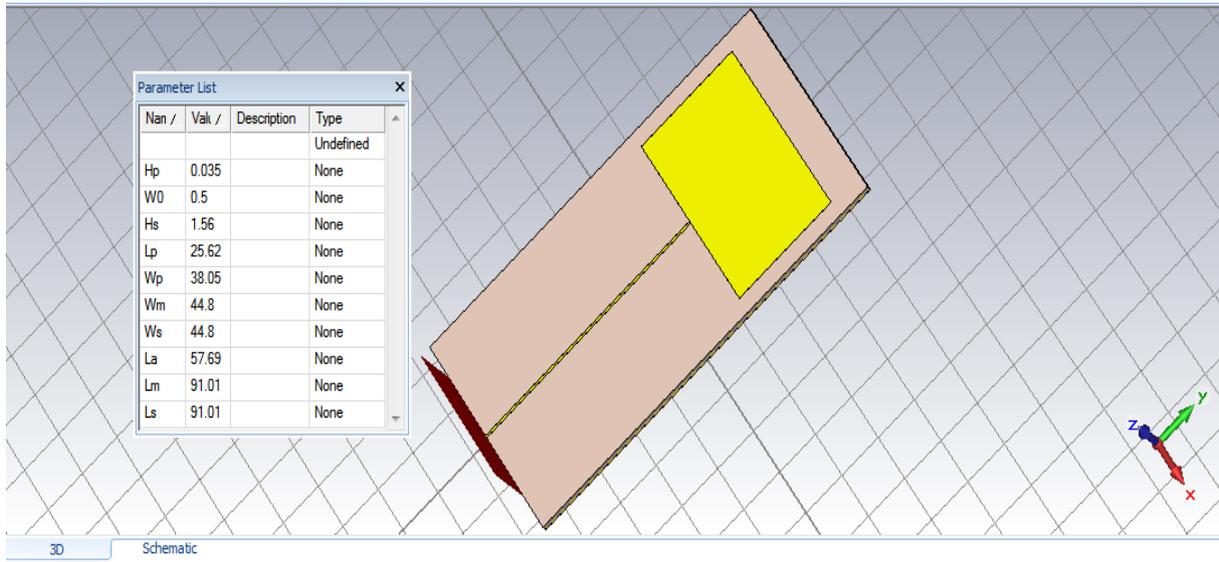


Figure (3.1) : Antenne patch microstrip sans encoche.

A partir de ces dimensions nous allons faire la conception de l'antenne sous le logiciel CST, et voir l'adaptation de l'antenne sur la fréquence 2,6 GHz qui est la fréquence utilisée pour le WIMAX.

Voyons maintenant les résultats de simulation de ce modèle. Tout d'abord, regardons les paramètres S en dB sur la figure (3.2).

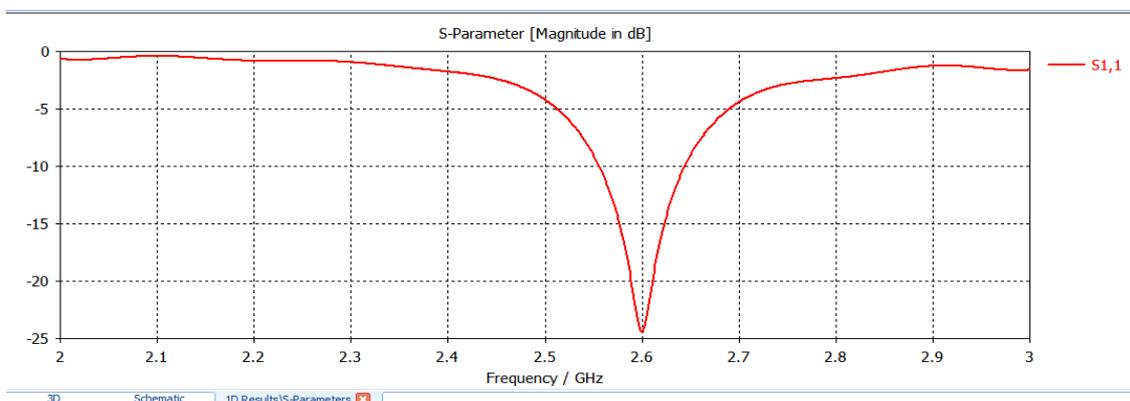


Figure (3.2) : Paramètre S du patch sans encoche.

En premier essai on a constaté que la fréquence de résonance n'était pas centrée à la fréquence de résonance théorique calculée, elle était centrée à environ 2.8GHz au lieu de 2.6GHz. Des ajustements sur le modèle étaient donc nécessaires afin de recentrer la fréquence de résonance. Pour le faire, la fonction d'optimisation du CST était utilisée.

Comme mentionné dans la théorie auparavant, on sait que la fréquence de résonance dépend de la longueur L de l'élément de rayonnement. Aussi, plus on diminue la taille d'un élément, plus la fréquence de résonance va être grande. Donc, l'optimisation sera d'abord effectuée pour $23.962 \text{ mm} < L < 25.545 \text{ mm}$. L'optimisation a réussi à centrer la fréquence de résonance à 2.6GHz avec $L=25.545 \text{ mm}$, $W= 38.1\text{mm}$ et $W_0= 0.5\text{mm}$. Cependant, comme on peut le constater la performance s'est dégradée de -29,28 dB à -24.43 dB.

On peut constater que la largeur de l'alimentation W_0 a influencé sur la fréquence de résonance, qui a été déplacé de 2.8GHz à 2.6GHz. On peut expliquer en partie ce changement par la méthode d'alimentation utilisée (alimentation microruban). Mais ce ni pas que la largeur de l'alimentation qui nous a permis d'optimiser la fréquence de résonance mais aussi la longueur du patch L et la largeur du patch W . cette optimisation donne comme paramètre $L=25.62 \text{ mm}$ et $W=38.05 \text{ mm}$ qui nous a permis de bien optimiser pour fonctionner à la fréquence 2.6 GHz.

Le diagramme de rayonnement après l'optimisation de L , W et W_0 est représenté par la figure (3.3).

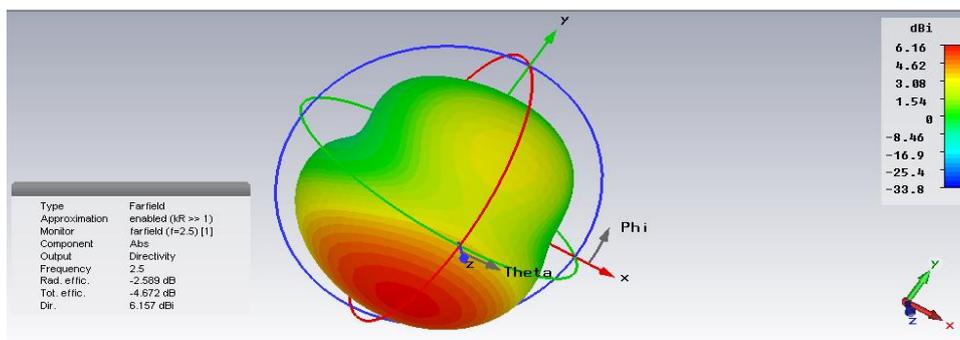


Figure (3.3) : Diagramme de rayonnement de la directivité du patch sans encoche.

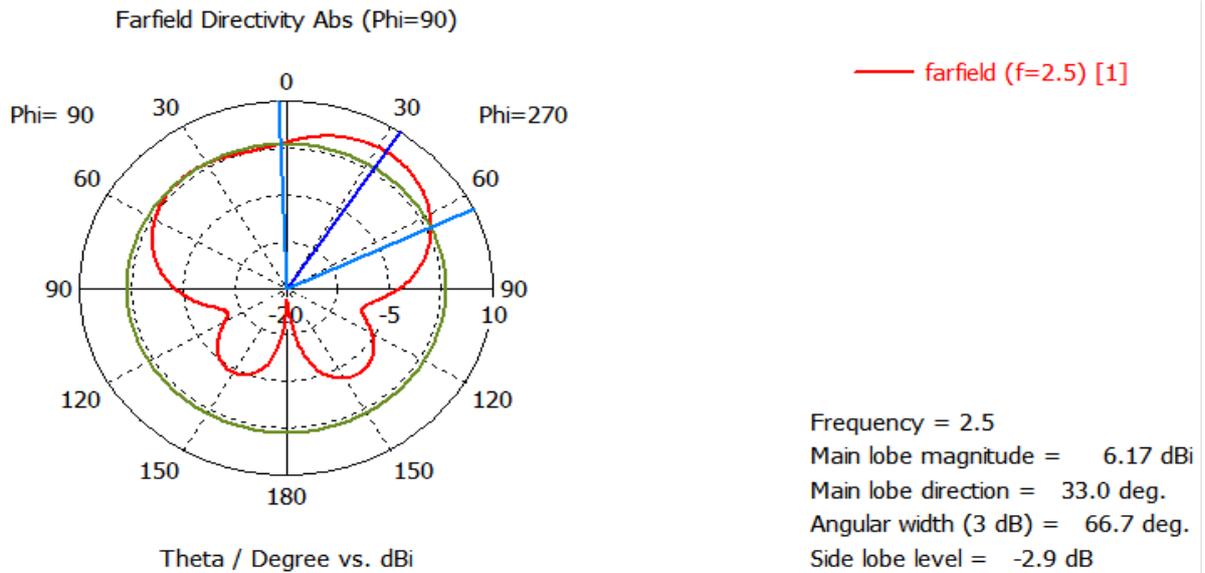


Figure (3.4) : Diagramme polaire de rayonnement de directivité sans encoche.

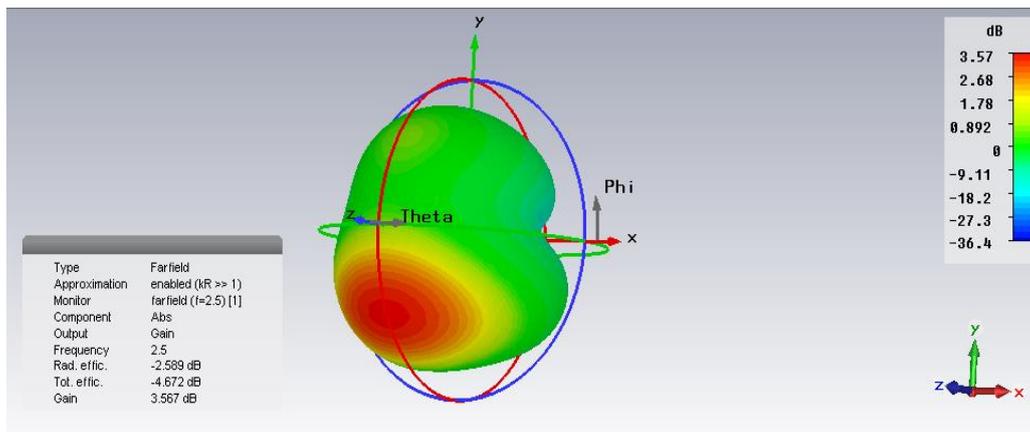


Figure (3.5) : Diagramme de rayonnement de gain de l'antenne patch sans encoche.

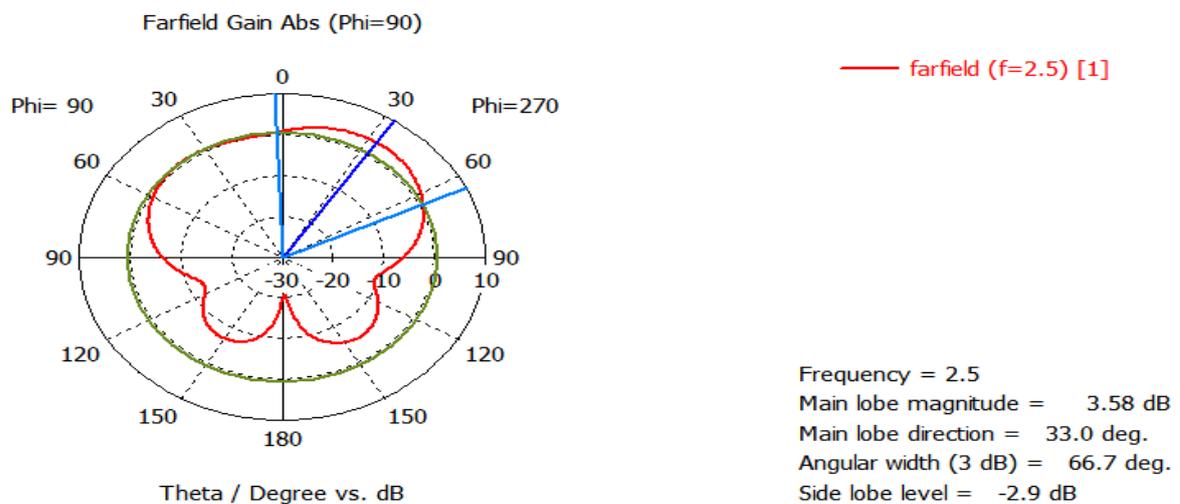


Figure (3.6) : Diagramme polaire de rayonnement du gain sans encoche.

Ce diagramme de rayonnement nous permet de voir la directivité de notre élément ainsi que leur gain de transmission, dans ce cas le gain de rayonnement est de 3.57 dB.

III.4.2 Interprétation des résultats

Les résultats de l'antenne simulée sur le substrat FR4 (Lossy) présentent un bon coefficient de réflexion et un gain satisfaisant. Le rayonnement est moins important pour les constants diélectriques élevés.

Le paramètre S est un important coefficient pour la conception des antennes imprimées parce qu'il agit comme une perturbation de transmission de données. D'après les résultats pour un patch non adapté nous remarquons que les résultats pour l'épaisseur du patch en cuivre $h=0.035\text{mm}$ donne une bonne adaptation $S_{11}=-24.43\text{dB}$ à une fréquence de résonance de l'ordre de 2.6GHz. La bande passante à -10 dB autour de la fréquence de résonance (2.6 GHz) et une bande passante de 90 MHz dans l'intervalle 2.555 GHz 2.645 GHz. L'antenne a une efficacité moyenne de 57.95%.

Le diagramme de rayonnement de cette antenne permet de visualiser les lobes dans deux ou trois dimensions, dans le plan horizontal dont le plan vertical ($\phi=90^\circ$) incluant le lobe le plus important. En observant les diagrammes de rayonnement 3D, on peut constater que la plupart du rayonnement va dans la direction Z. Dans le champ rouge haut. L'antenne simulé dans ce travail est directive, il a un gain important, le gain maximal atteint est de l'ordre 3.567 dB à l'angle $\theta=33^\circ$. Les résultats d'une antenne alimentée par ligne microruban sont satisfaisants.

III.4.3 Conception d'une antenne patch rectangulaire avec encoche

L'antenne patch rectangulaire avec encoches est donnée par la figure suivante :

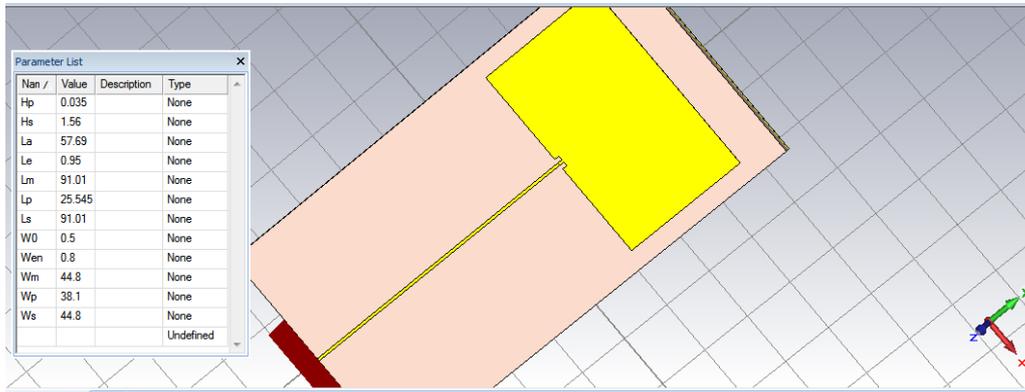


Figure (3.7) : Antenne patch microstrip avec encoches adaptée.

Dans ce cas nous allons modifier certains paramètres de l'antenne (W, L) à savoir l'ajout de l'insertion de la ligne dans le patch (Fi: feed insertion), et le Gap (espacement entre la ligne et le patch). D'après les résultats obtenus, nous avons atteint un niveau de coefficient de réflexion de $-29,85$ dB à une fréquence de 2.6 GHz, et une largeur de bande passante importante qui vaut 0.088 GHz. Ce résultat est obtenu avec une longueur d'encoche $L_e = 0.95$ mm et une largeur $W_{en} = 0.8$ mm.

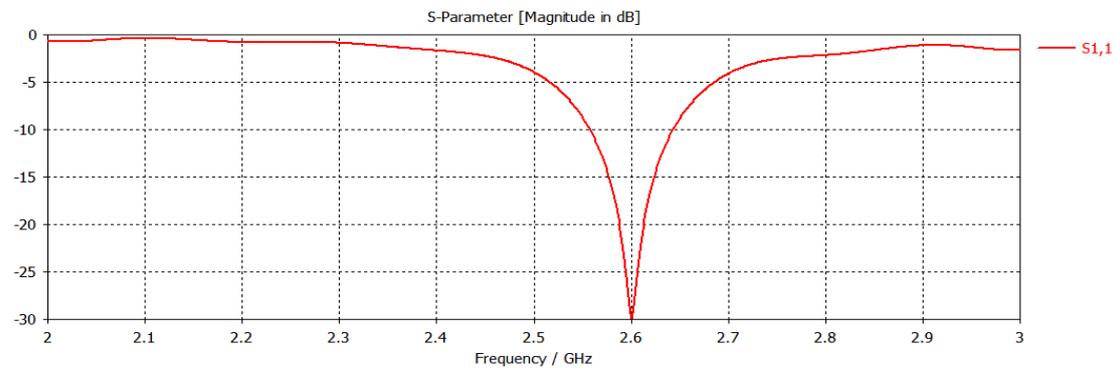


Figure (3.8) : Paramètre S du patch avec encoche à la fréquence 2.6 GHz.

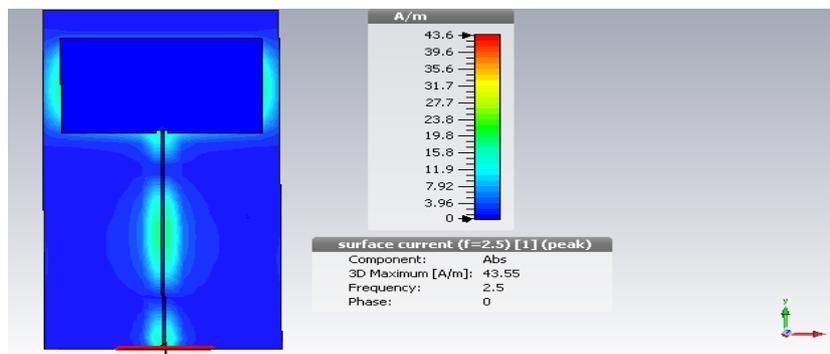


Figure (3.9) : Distribution surfacique du courant pour l'antenne proposée.

Les distributions surfaciques du courant de l'antenne de la conception finale simulées à 2.6 GHz, sont représentées sur la Figure (3.9) à partir de cette figure, on peut observer que la distribution surfacique du courant à la fréquence 2.6 GHz est concentrée au voisinage de la fente rectangulaire. Ceci indique que la fente est responsable de la résonance à cette fréquence. La simulation en 3D donne un gain maximal de 4.560 dB qui est meilleur que le gain de l'antenne simple, avec une directivité de 6.741 dBi, comme illustré sur les figures :

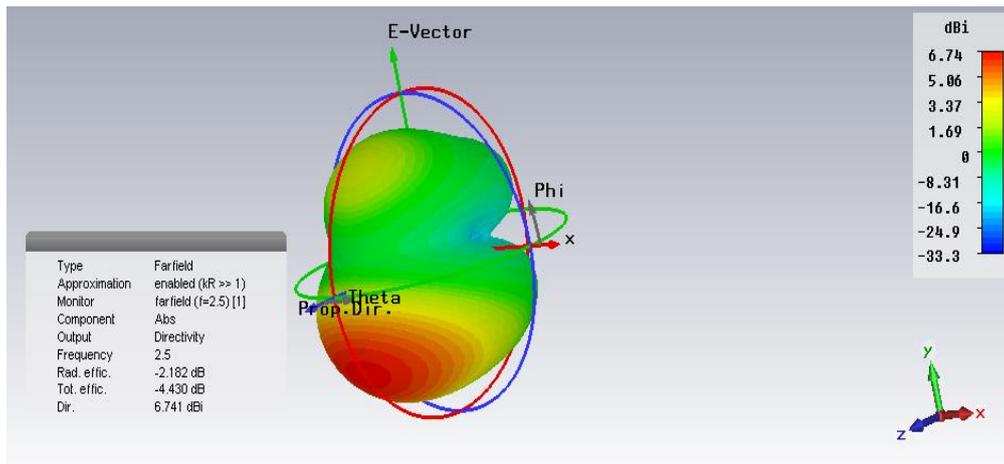


Figure (3.10) : Diagramme de rayonnement de la directivité de l'antenne patch avec encoches adaptée.

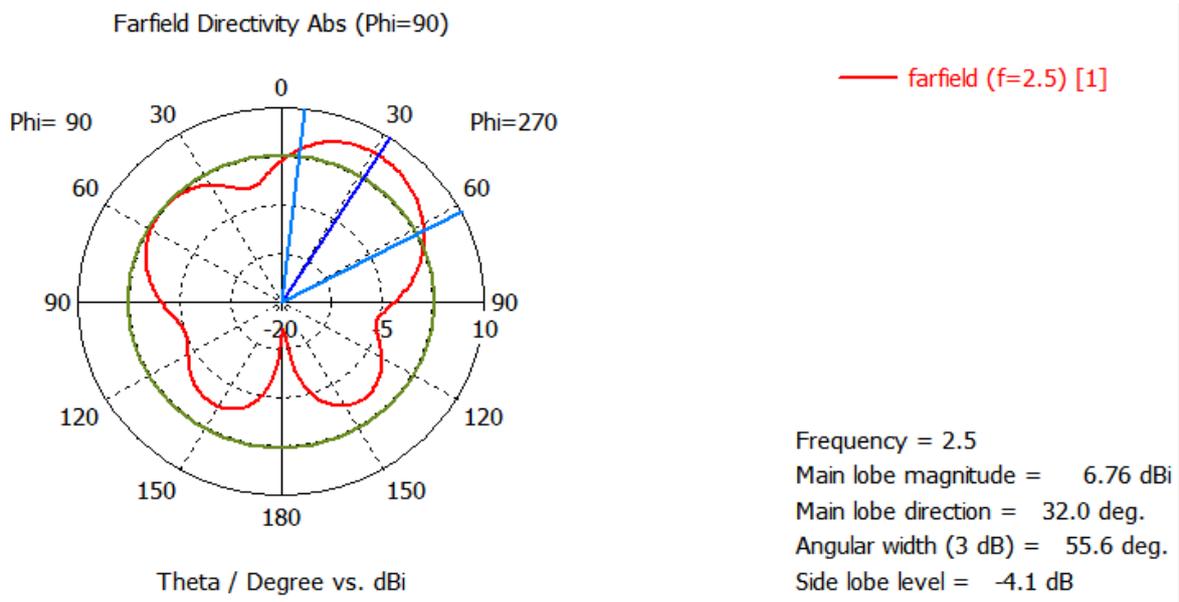


Figure (3.11) : Diagramme polaire de rayonnement de la directivité.

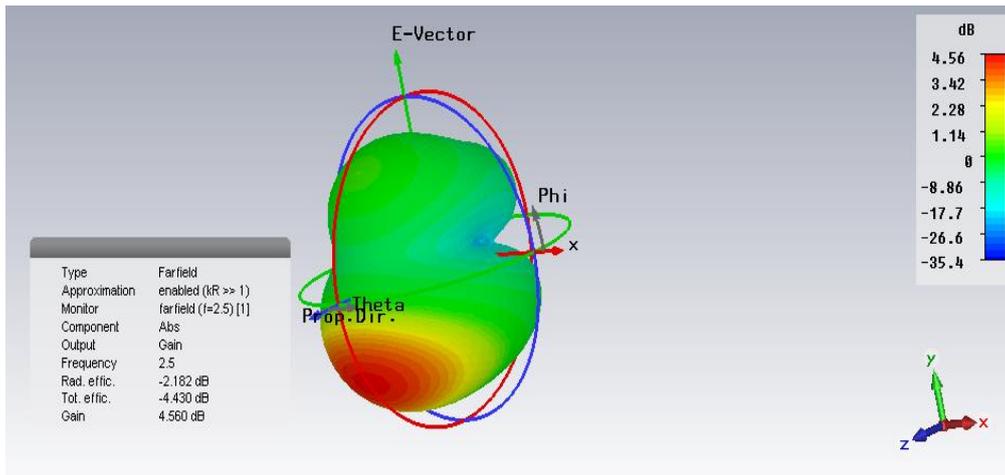


Figure (3.12) : Diagramme de rayonnement de gain de l'antenne patch avec encoches adaptée.

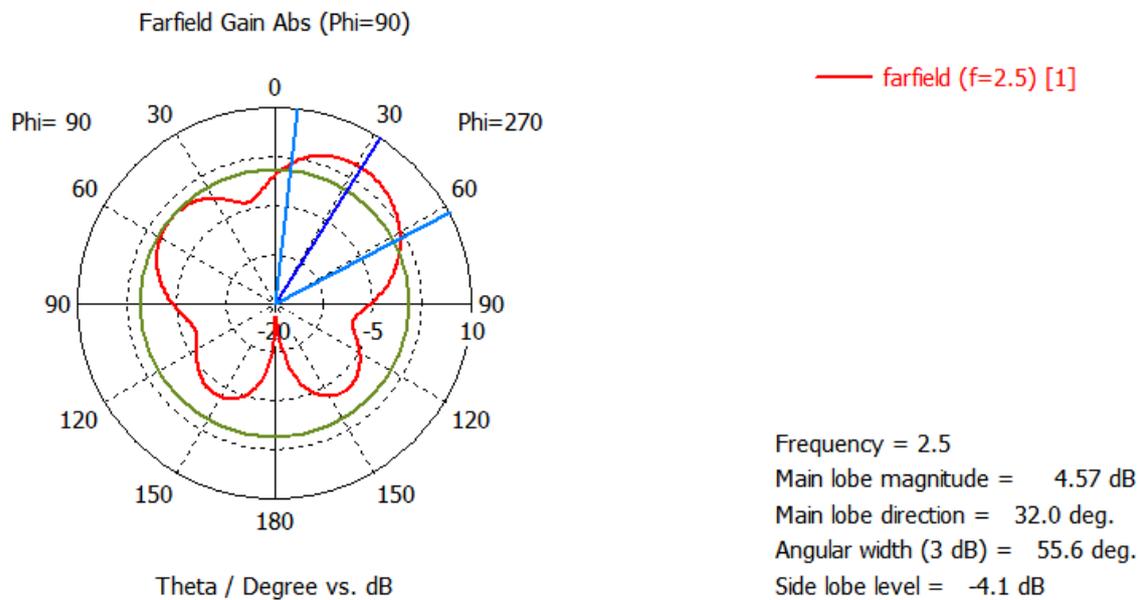


Figure (3.13) : Diagramme polaire de rayonnement du gain.

III.4.4 Interprétation des résultats

- Résultats de simulation de l'antenne avec encoche après adaptation

Le diagramme de rayonnement présente un maximum de gain de 4.560dB et une directivité de 6.741dBi dont un paramètre $S_{11} = -29.85$ dB à une fréquence de résonance de l'ordre de 2.6GHz. La bande passante à -10 dB autour de la fréquence de résonance (2.6 GHz) et une bande passante de 88 MHz dans l'intervalle 2.557 GHz 2.645 GHz. L'antenne présente une efficacité moyenne égale à 67.64%.

Le diagramme de rayonnement de cette antenne permet de visualiser les lobes dans deux ou trois dimensions, dans le plan horizontal dans le plan vertical ($\phi=90^\circ$) incluant le lobe le plus important. En observant les diagrammes de rayonnement 3D, on peut constater que la plupart du rayonnement va dans la direction Z. Dans le champ rouge haut. L'antenne simulé dans ce travail est directive, il a un gain important, le gain maximal atteint est de l'ordre 4.560 dB à l'angle $\theta=32^\circ$.

III.5 CONCEPTION ET SIMULATION DES CELLULE SRR ET CSRR

La partie suivante sera consacré à la présentation des résultats de simulation d'une antenne patch avec la technologie métamatériaux.

III.5.1 Technique et procédure d'homogénéisation

La procédure utilisée pour l'extraction des paramètres effectifs est celle de la procédure d'homogénéisation. Elle consiste à modéliser le problème d'une structure périodique, illuminée par une onde incidente plane normale, par un problème de transmission - réflexion sur un matériau d'épaisseur d et de paramètres effectifs ϵ_{eff} et μ_{eff} .

Cette technique consiste à déterminer les paramètres effectifs (la permittivité effective ϵ_{eff} et la perméabilité effective μ_{eff}) d'un matériau homogène qui montre les mêmes paramètres S que la structure réelle périodique à étudier. Ces paramètres effectifs sont déterminés à partir des coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} . Ces deux coefficients sont obtenus à partir des simulations numériques sous le logiciel CST.

L'extraction des paramètres effectifs pour les métamatériaux est déjà traitée. Dans nos travaux, nous nous intéressons tout particulièrement aux paramètres effectifs des structures étudiées (indice, perméabilité, permittivité, etc.). Ces paramètres effectifs doivent être extraits à partir des coefficients de réflexion et de transmission complexes de la lame de matériau composite simulée avec CST. Ces coefficients de réflexion et de transmission se présentent

sous la forme de paramètres S, avec S_{11} le coefficient de réflexion et S_{21} le coefficient de transmission.

Dans cette partie du chapitre nous allons proposer des motifs métalliques comme les tiges métalliques qui vont être simulées suivant le modèle de Drude pour avoir une permittivité négative et des résonateurs à anneaux fendues (SRR), et avoir une perméabilité négative suivant le modèle de Lorentz [3,4,5,6].

En 1999, J. Pendry a découvert un élément artificiel connu sous le nom de Résonateur en Anneau Fendu (RAF) caractérisé par une perméabilité effective négative dans une bande de fréquence étroite autour de sa fréquence de résonance. Pour la simulation, cet élément est déposé sur un substrat est placé dans un guide ou dans une boîte de radiation afin d'extraire les valeurs de sa permittivité à partir des deux coefficients de réflexion et de transmission (S_{11} , S_{21}).

Dans cet partie, notre étude sera consacrée pour l'analyse et la conception des différents éléments constituant les métamatériaux. Deux types d'éléments seront présentés, le premier élément et celui permettant d'obtenir une perméabilité négative, appelé Résonateur en Anneau Fendu « RAF », sa notation en anglais Split Ring Resonator « SRR », le deuxième élément présentant un Anneau Fendu Complémentaire « RAF-C », sa notation en anglais Complementary Split Ring Resonator « CSRR ».

III.5.2 Cellule SRR ou RAF carré

Depuis que la première structure du résonateur en anneau fendu (RAF) est introduite par Pendry pour être employée dans la réalisation des métas matériaux, divers circuits spéciaux ont été intensivement développés [7]. Une cellule RAF (SRR) est réalisée par deux bandes ouvertes concentriques en anneau fendu, qui sont généralement imprimés sur un substrat planaire diélectrique mince et employée comme cellule dans une rangée périodique infinie. En raison de la réponse spéciale d'onde électromagnétique en ce qui concerne la règle conventionnelle, en particulier dans le comportement résonnant [8].

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'étude du résonateur en anneau fendu carré, le SSR est dimensionné pour un fonctionnement dans la bande X [2 GHz ; 3 GHz]. Ce résonateur est en cuivre d'épaisseur 1.56 mm déposé sur un substrat diélectrique de type FR4 caractérisé par une permittivité de 4.3. Le SSR étudié est de côté extérieur égale à 5.8 mm, la largeur de la piste est de 0.2 mm, une coupure dans l'une de ces cotés présente un gap de 0.3 mm. Les deux anneaux sont concentriques est espacés de 0.15 mm, l'anneau interne est de côté extérieur égale 5.4 mm. Pour les simulations réalisées avec le logiciel CST. Deux cas peuvent se présenter suivant les conditions de Bondary. Les murs électriques sont appliqués selon l'axe y et les murs magnétiques selon l'axe z pour avoir une propagation suivante l'axe x. Les murs électriques et magnétiques sont définis dans le logiciel CST par Perfect E et Perfect H. Ainsi, pour l'excitation nous utilisons deux ports d'excitations. Lors de la simulation, le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux et une seule couche sera considérée pour la propagation du champ magnétique afin d'assurer un bon couplage magnétique. L'ensemble des résonateurs et du substrat sont mis dans une boite de rayonnement (BOX) de dimensions $6 \times 6 \times 6 \text{ mm}^3$. La boite de radiation est déclarée dans le logiciel CST comme Radiation Box.

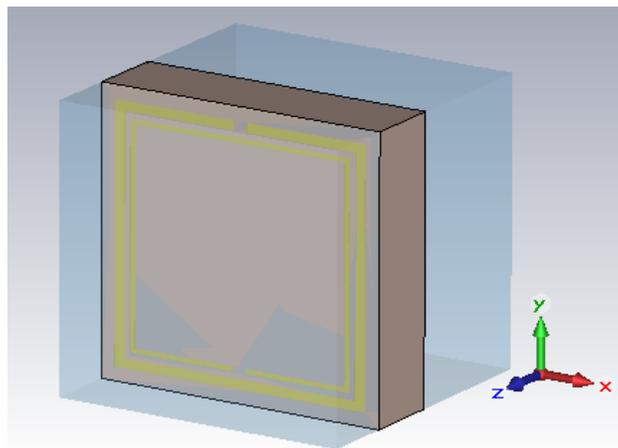


Figure (3.14) : Représentation d'une unité d'une cellule RAF carré (SRR).

III.5.3 Cahier de charge

III.5.3.1 Conception et simulation de la cellule SRR

Pour concevoir un SRR on prend les dimensions suivantes :

La dimension de l'are du substrat est $L_s = 6\text{mm}$.

La longueur $L_{1\text{ex}} = 5.8\text{mm}$.

La largeur de substrat est $S_{\text{ext}} = 0.3\text{mm}$.

La distance entre les deux anneaux $S = 0.15\text{mm}$.

La largeur de l'anneau est $W = 0.2\text{mm}$.

La largeur du gap est $g = 0.3\text{mm}$.

Les matériaux utilisés :

Pour le SSR : cuivre (cooper)

Pour le gap : cuivre (cooper).

Pour le substrat : FR-4

Pour le Box : vacuum

- Simulations sous CST

L'étude présentée dans ce mémoire est basée sur un mini projet de conception des antennes patch microruban. L'utilisation d'un simulateur électromagnétique CST permet d'appréhender des lois de comportements sans avoir préalablement recours à un formalisme mathématique.

On veut concevoir une antenne rectangulaire dont les caractéristiques sont citées dans le cahier de charge de la simulation de l'antenne patch rectangulaire. Ces caractéristiques sont citées de telle sorte à ce que la fréquence de résonance soit bien à $f = 2.6\text{GHz}$.

On prend deux anneaux de cuivre de longueur L , espacés par un gap 'g'. Aux points de contact entre le gap (cuivre) et les anneaux (cuivre).

- **Conception d'une SRR par CST**

Au début on prend un box dont la largeur est égale la longueur est égale $L_s = 6\text{mm}$ pour réaliser un substrat dont la hauteur est 1.56 mm et avec le matériel vacuum puis on réalise les deux anneaux de dimensions $L1$ extérieur et $L1$ intérieur puis on prend un deuxième carré intérieur de dimensions $L2$ extérieur et $L2$ intérieur de largeur respectivement $S = 0.15\text{ mm}$ et de largeur de $W = 0.2\text{ mm}$. La figure 3.15 représente la cellule SRR.

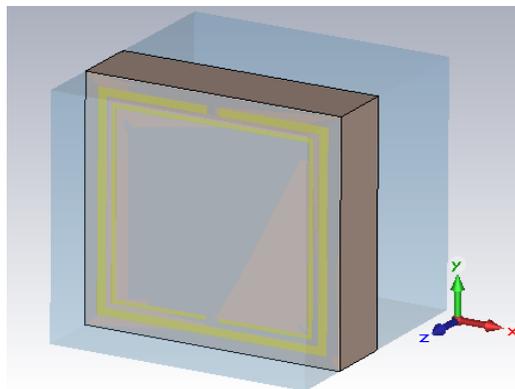
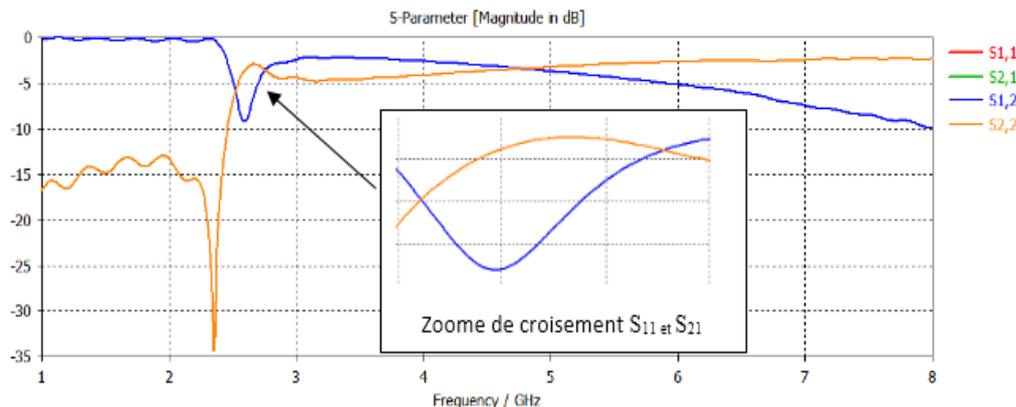


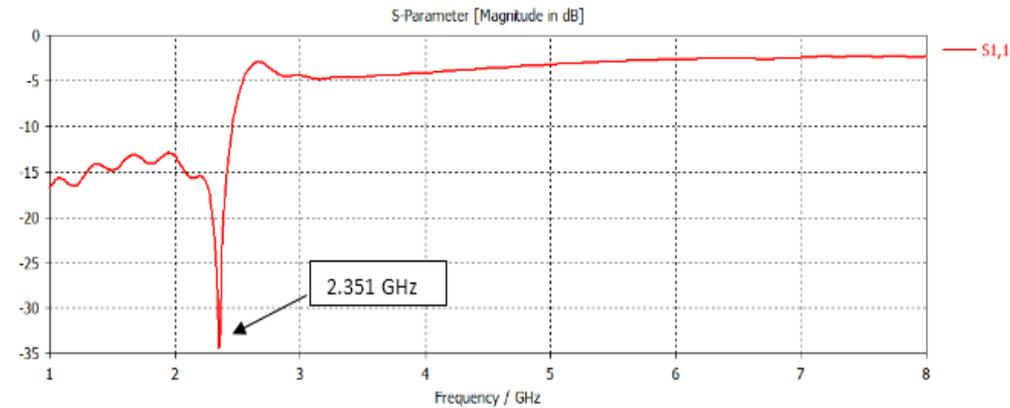
Figure (3.15) : Représentation d'une unité SRR.

- **Résultats de simulation de la SRR**

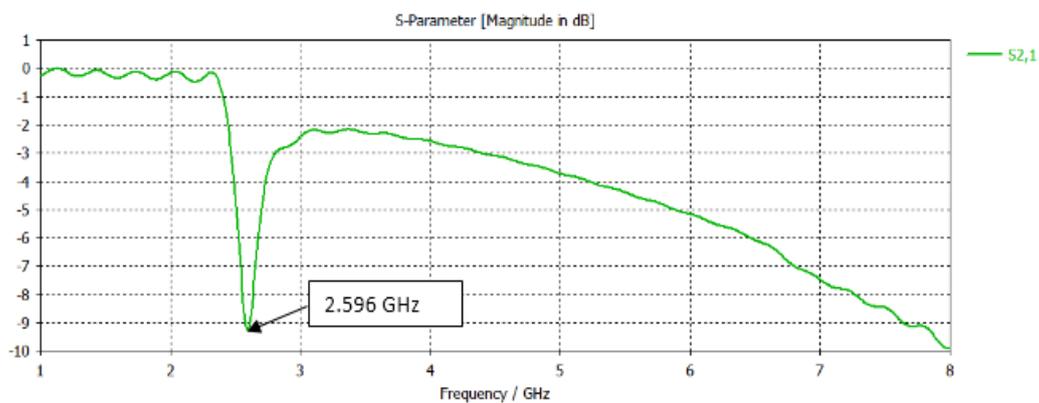
Le résultat de simulation de SRR est présenté sur les figures suivantes :



A: Représentation des parametres (S)



B : Coefficient de reflexion (S_{11}) en dB.



C : Coefficient de transmission (S_{21}) en dB.

Figure (3.16) : A: Représentation des paramètres (S), B : Coeffesient de réflexion (S_{11}), C : Coefficient de transmission (S_{21}) en dB.

La figure (3.16) représente les coefficients de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}) en dB suite à la simulation de la RAF carré présenté dans la figure. Nous pouvons observer que le Coefficient de réflexion (S_{11}) est inférieur à -10 dB dans une bande de fréquence de 1 GHz à 2.459 GHz. Nous remarquons aussi que la RAF présente un coefficient de réflexion (S_{11}) de -34.4 dB pour une fréquence de 2.351 GHz et une transmission (S_{21}) de -9.24 dB pour une fréquence de 2.6 GHz. Cette résonance est une résonance magnétique et électrique obtenue suite à une pénétration du champ à travers les anneaux et produit un courant induit circulant sur les anneaux et aussi excite les coupures des anneaux.

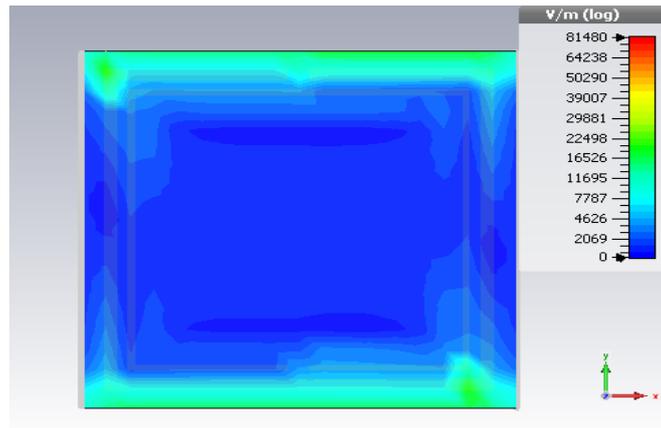


Figure (3.17) : Représentation du champ électrique de la cellule SRR carré.

Le tracé champ électrique est tracé dans le plan du SRR pour la fréquence de résonance (2.6 GHz) comme le montre la figure (3.17). Nous pouvons constater que le champ est maximal dans le gap de l'anneau extérieur qui est résonant. Cette figure met en évidence l'effet capacitif entre les anneaux ce qui explique l'accumulation du champ électrique dans l'ouverture de l'anneau, ce qui justifie l'effet capacitif de notre résonateur dans cette zone.

III.5.3.2 Conception et simulation de la cellule CSRR

La cellule SRR complémentaire dite CSRR, est une double contrepartie du SRR ou parfois appelé « fente split-résonateur en anneau », est constitué de fentes qui ont la même dimension que la SRR correspondant. Par le principe de la dualité, les propriétés du CSRR sont en relation duelle avec les propriétés des SRR. La SRR se comportent comme un dipôle magnétique ponctuel, alors que la CSRR présentent un dipôle électrique ponctuel avec polarisation négative. Les deux cellules SRR et CSRR présentent approximativement la même fréquence de résonance en raison de leurs dimensions partagées.

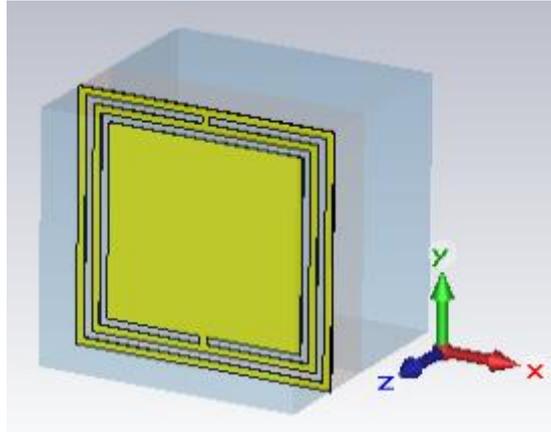


Figure (3.18) : Représentation d'un résonateur complémentaire en anneau fendu (CSRR) carré.

Les figures suivantes représentent le coefficient de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}).

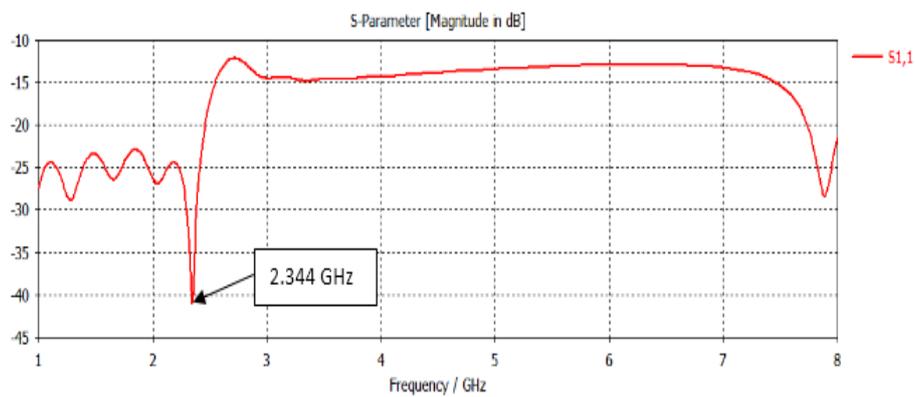


Figure (3.19) : Coefficient de de réflexion (S_{11}) pour CSRR.

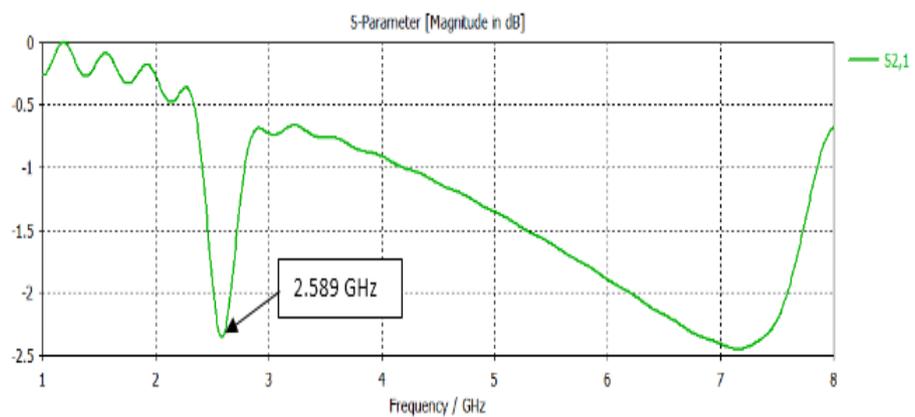


Figure (3.20) : coefficient de de transmission (S_{21}) pour CSRR.

Nous remarquons que la CSRR présente un coefficient de réflexion S_{11} de -41 dB pour une fréquence de 2.344 GHz et une transmission S_{21} de -2.35 dB pour une fréquence de 2.59GHz. Les deux SRR et CSRR présentent approximativement la même fréquence de résonance en raison de leurs dimensions partagées.

III.6 CONCEPTION ET SIMULATION DES ANTENNES ASSOCIEES AUX CELLULES CSRR

Dans cette partie, nous avons chargé l'antenne patch par la cellule CSRR. Cette partie consiste à déterminer la position optimale de la CSRR sur le patch, afin d'étudier l'impact de la variation de la cellule métamatériaux CSRR sur l'antenne, dont on fait varier leur nombre et leur position sur le patch et sur le plan de masse.

Pour illustrer les différentes étapes de notre étude, nous utilisons la cellule CSRR résonante à la fréquence 2.6 GHz et le patch adapté à la fréquence conçue 2.6 GHz dans les parties précédentes.

Les différentes configurations de l'antenne patch et CSRR sont simulées sous CST. Les résultats de simulation des paramètres S_{11} en fonction de nombre de cellules CSRR et sa position montrent que la fréquence de résonance et la bande passante varie en augmentant le nombre de cellules CSRR utilisées.

III.6.1 Interprétation des résultats de simulation sans adaptation

Les paramètres des différentes configurations de l'antenne en fonction du nombre et de position de cellules CSRR utilisées sont présentés dans les tableaux ci-dessous.

Le tableau 2 présente la position des cellules CSRR sur le patch avec la fréquence de résonance et le coefficient de réflexion (S_{11}).

Position de la CSRR sur le patch	Fréquence (GHz)	S-Paramètre (dB)
2 CSRR horizontales en haut à droite	2.618	-29.5
2 CSRR verticales en haut à droite	2.488	-20.94
3 CSRR verticales en haut à droite	2.477	-20.69
4 CSRR en haut à droite sur patch	2.404	-15.13
1CSRR en bas sur patch	2.555	-15.96
1 CSRR en haut à droite	2.643	-34.25
1 CSRR en haut à gauche	2.643	-36.13
1 CSRR inversée à droite	2.583	-25.7
1 CSRR inversée à gauche	2.53	-23.368
4 CSRR sur 4 coins du patch	2.648	-32.734
6 CSRR verticales en haut à droite	2.344	-14.31
6 CSRR horizontales en haut à droite	2.231	-13.25
8 CSRR horizontales en haut à droite	2.369	-19.05
9 CSRR en haut à droite	2.277	-10.66

TABLEAU 2 : Résultats des coefficients (S_{11}) en fonction des fréquences pour différentes cellules CSRR gravées sur le patch.

Le tableau 3 présente la position des cellules CSRR sur le patch et plan de masse avec la fréquence de résonance et le coefficient de réflexion (S_{11}).

Position de la CSRR sur Patch et sur plan de masse	Fréquence (GHz)	S-paramètre (dB)
1 CSRR en haut à droite sur plan de masse	2.607	-37.8
1 CSRR sur plan de masse haut gauche	2.613	-29.634
2 CSRR horizontales en haut à droite sur plan de masse	2.428	-31.2
2 CSRR verticales en haut à droite sur plan de masse	2.611	-32.06
4 CSRR inversées sur patch et plan de masse	2.298	-19.429
4 CSRR en haut à droite sur patch et plan de masse	2.27	-18.91
6 CSRR en haut à droite sur patch et plan de masse	2.203	-27.998
8 CSRR en haut à droite sur patch et plan de masse	2.18	-20.53
9 CSRR en haut à droite sur patch et plan de masse	1.98	-13.9
	2.59	-15.67
	2.956	-16.26

TABLEAU 3 : Résultats des coefficients (S_{11}) en fonction des fréquences pour différents cellules CSRR gravées sur le patch et le plan de masse.

Le tableau 4 présente la position des cellules CSRR capacité les ouverture « gaps » des CSRR se trouvent face à face sur le patch et le plan de masse avec la fréquence de résonance et le coefficient de réflexion (S_{11}).

Position de la CSRR capacité sur patch et plan de masse en même temps	Fréquence (GHz)	S-paramètre (dB)
Patch avec 2 CSRR capacité vertical	2.554	-21.63
Patch avec 2 CSRR capacité horizontal	2.54	-24.35
Patch avec 8 CSRR capacité	2.46	-16.24
Patch et plan de masse avec 8 CSRR capacité	2.338	-16.795

TABLEAU 4 : Résultats des coefficients (S_{11}) en fonction des fréquences pour différents cellules CSRR capacité (les ouverture « gaps » des CSRR se trouvent face à face) gravées sur le patch et le plan de masse.

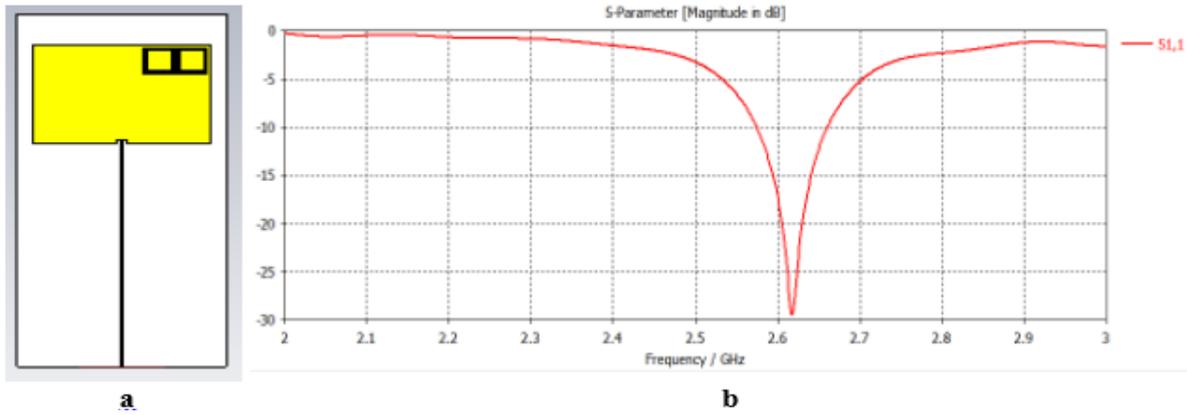


Figure (3.21) : (a) 2 CSRR horizontales en haut à droite sur le patch, (b) Coefficient (S₁₁).

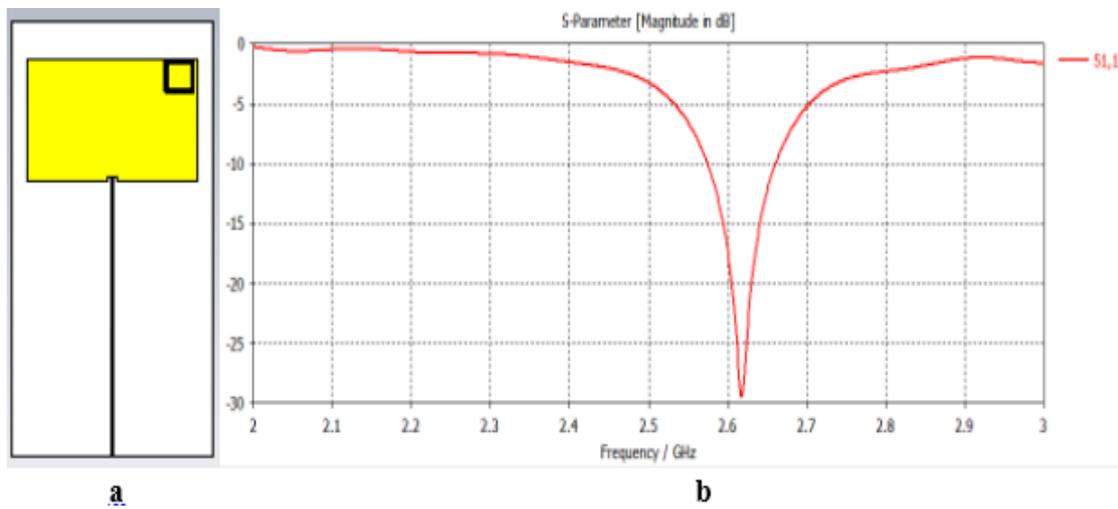


Figure (3.22) : (a) 1 CSRR en haut à droite sur le patch, (b) coefficient de réflexion (S₁₁).

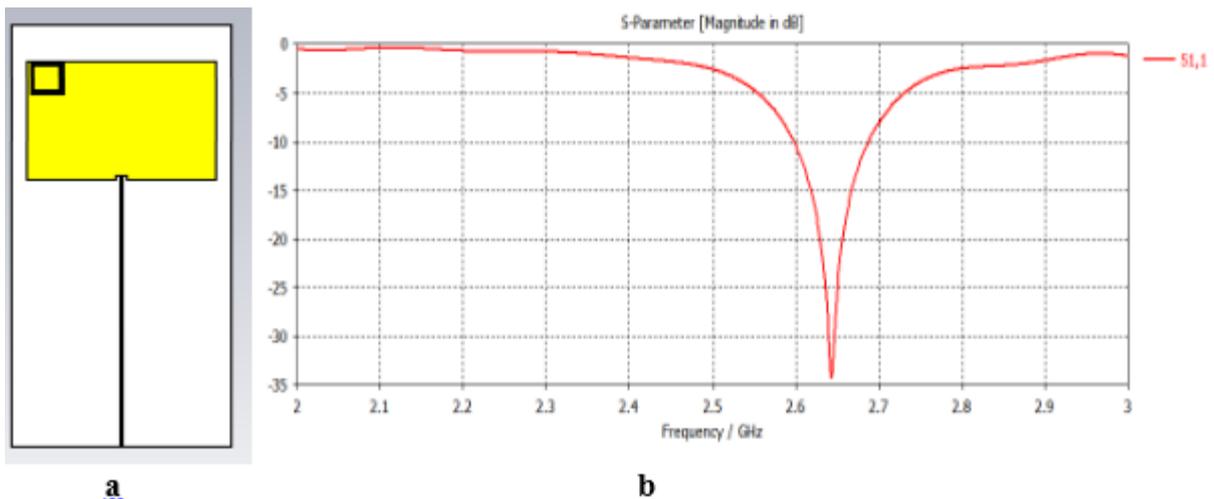


Figure (3.23) : (a) 1CSRR en haut à gauche sur le patch, (b) Coefficient de réflexion (S₁₁).

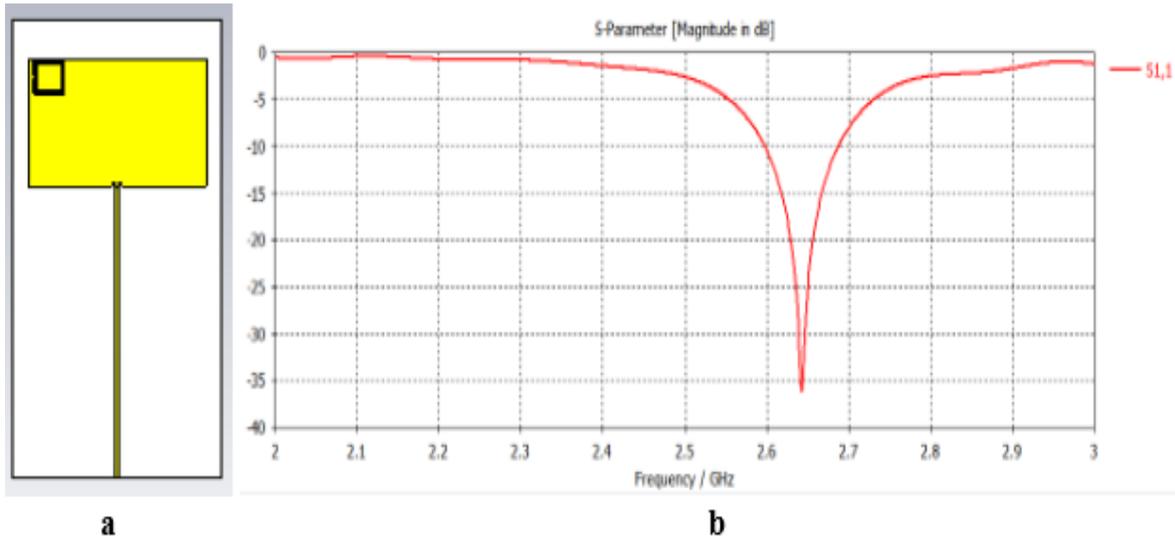


Figure (3.24) : (a) 1 CSRR inversée à droite sur le patch, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

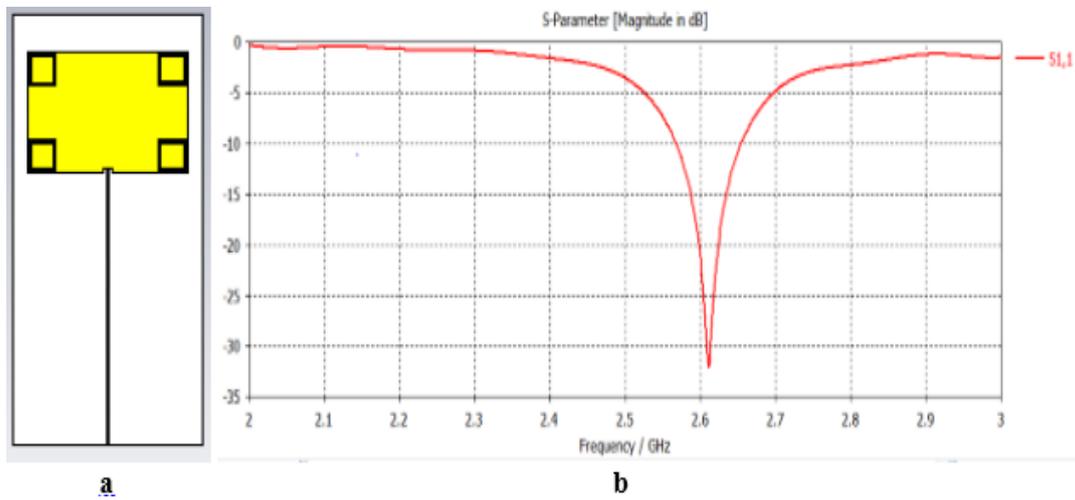


Figure (3.25) : (a) 4 CSRR sur les 4 coin du patch, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

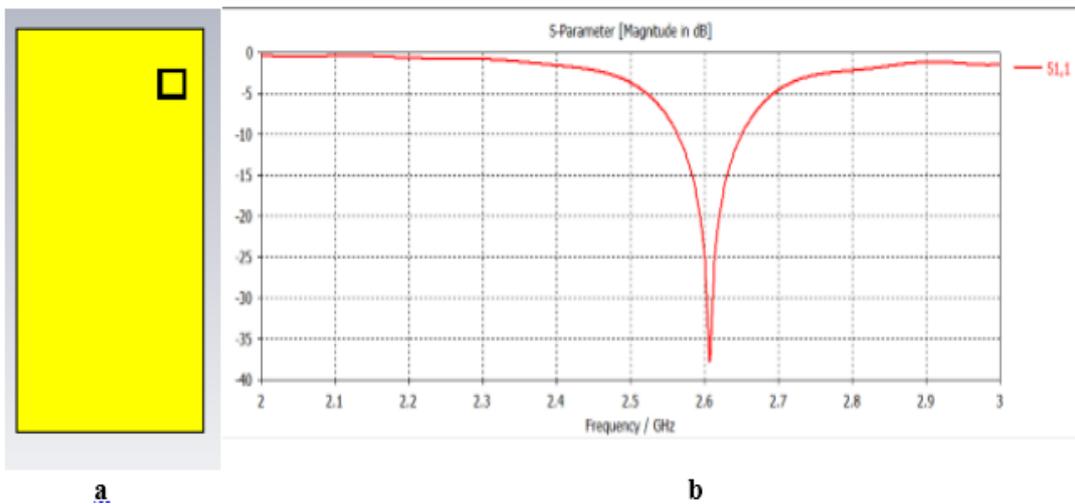


Figure (3.26) : (a) 1 CSRR sur plan de masse en haut à droite, (b) coefficient de réflexion (S_{11}).

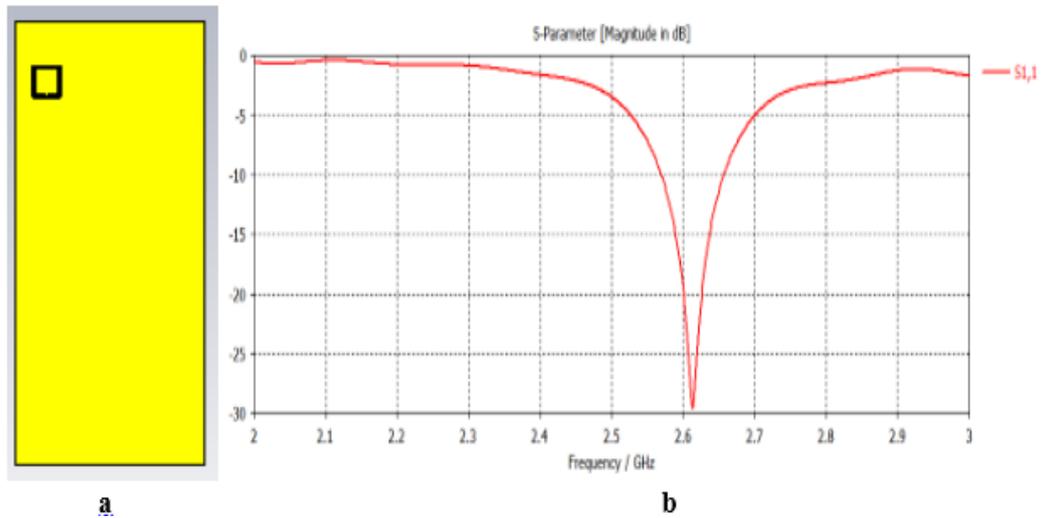


Figure (3.27) : (a) 1 CSRR en haut à gauche sur plan de masse, (b) : coefficient de réflexion (S_{11}).

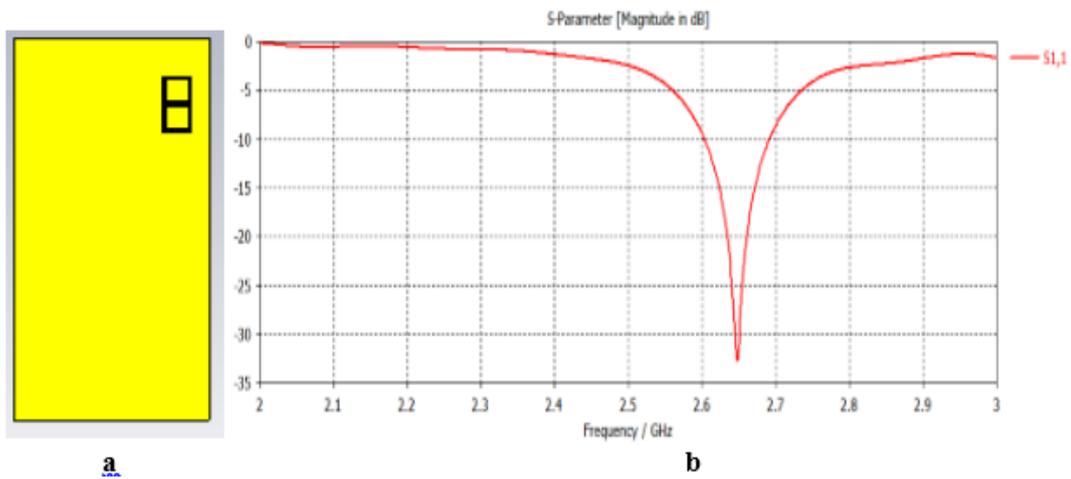


Figure (3.28) : (a) 2 CSRR verticales en haut à droit sur le plan de masse, (b) Coefficient (S_{11}).

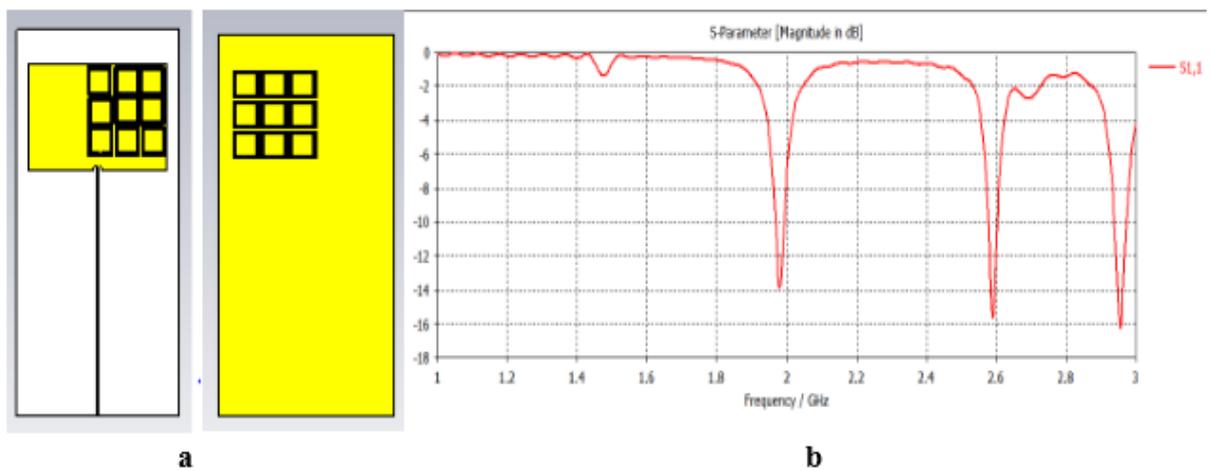


Figure (3.29) : (a) 9 CSRR en haut à droite sur le patch et le plan de masse, (b) Coefficient (S_{11}).

Les résultats des paramètres S des figures précédentes, montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 2.6 GHz, correspondant à la fréquence de résonance de la cellule CSRR. Ces résultats montrent aussi que l'emplacement et l'orientation des cellules CSRR par rapport à l'élément rayonnant ont été bien choisis. La largeur de la bande passante est identique à la bande passante de la cellule CSRR seule en mode d'excitation optimal, autour de la fréquence de résonance de la cellule.

Les différentes positions du CSRR engendrent un décalage de la bande de fréquence et principalement une variation de la fréquence de résonance 2.6GHz, comme illustré sur les tableaux et les figures qui représentent le coefficient de réflexion S_{11} , dont on a remarqué un effet sur la fréquence de résonance et le paramètre S_{11} , les meilleures adaptations pour les différentes positions sont obtenues pour les positions suivantes :

- 2 CSRR horizontales en haut à droite du patch, avec une fréquence de 2.618 GHz et S_{11} de l'ordre de -29.5 dB, et une bande passante de 0.088 GHz et un rendement de 3.36%.
- 1 CSRR en haut à droite sur le patch, avec une fréquence de 2.643 GHz et S_{11} de l'ordre de -34.25 dB, et une bande passante de 0.094 GHz et un rendement de 3.55%.
- 1 CSRR en haut à gauche sur le patch, avec une fréquence de 2.643 GHz et S_{11} de l'ordre de -36.13 dB, et une bande passante de 0.094 GHz et un rendement de 3.55%.
- 1 CSRR inversé à droite du patch, avec une fréquence de 2.583 GHz et S_{11} de l'ordre de -25.7 dB, et une bande passante de 0.083 GHz et un rendement de 3.21%.
- 4 CSRR sur les 4 coins du patch, avec une fréquence de 2.648 GHz et S_{11} de l'ordre de -32.734dB, et une bande passante de 0.09 GHz et un rendement de 3.39%.
- 1 CSRR en haut à droite sur le plan de masse, avec une fréquence de 2.607 GHz et S_{11} de l'ordre de -37.8 dB, et une bande passante de 0.091 GHz et un rendement de 3.49%.

- 1 CSRR en haut à gauche sur le plan de masse, avec une fréquence de 2.613 GHz et S_{11} de l'ordre de -29.634 dB, et une bande passante de 0.092 GHz et un rendement de 3.51%.
- 2 CSRR verticales en haut à droite sur le plan de masse, avec une fréquence de 2.611 GHz et S_{11} de l'ordre de -32.06 dB, et une bande passante de 0.089 GHz et un rendement de 3.40%.
- 9 CSRR en haut à droite sur le patch et le plan de masse en même temps, avec une fréquence de 2.59 GHz et S_{11} de l'ordre de -15.67 dB, et une bande passante de 0.027 GHz et un rendement de 1.04%.

On remarque que la fréquence de résonance 2.6 GHz se décale vers des basses fréquences pour la majorité des 20 exemples d'antennes sur les 27 antennes réalisées avec une variation du coefficient de réflexion (S_{11}) comme illustré dans les tableaux précédents.

Les figures de (3.21) jusqu'au (3.29) présentent un coefficient de réflexion (S_{11}) réalisé avec différentes positions des cellules CSRR sur l'antenne patch (seulement les cas avec une fréquence plus proche de 2.6 GHz sont prise en considération). Ces coefficients nous permettent de voir le couplage qui existe entre l'antenne patch et CSRR à la fréquence 2.6 GHz.

Nous remarquons que les meilleurs résultats sont ceux de :

- 2 CSRR horizontales en haut à droite du patch,
- 1 CSRR inversée à droite du patch,
- 1 CSRR en haut à droite sur le plan de masse,
- 1 CSRR en haut à gauche sur le plan de masse,
- 2 CSRR en haut sur le plan de masse,
- 9 CSRR en haut à droite sur le patch et le plan de masse en même temps.

On a constaté que pour la position de CSRR sur le plan de masse, la fréquence de ces cas reste la plus proche à 2.6 GHz, cependant, le coefficient de réflexion varie selon la position et le nombre de cellule CSRR. Plus que le nombre de cellules augmentent, la fréquence de résonance décroît.

Pour l'exemple de 9 CSRR en haut à droite sur le patch et le plan de masse, on observe trois pics de coefficient de réflexion. En effet, l'apparition de trois fréquences de résonances à 1.98 GHz, 2.59 GHz et 2.956 GHz. De plus on a un décalage des bandes vers des fréquences plus basses et plus hautes que la fréquence de résonance 2.6 GHz. Cette modification est peut-être due à la forte interaction entre l'antenne et CSRR. Les fréquences obtenues sont 1.98 GHz, 2.59 GHz et 2.956 GHz avec des coefficients de réflexion -13.9 dB, -15.67 dB et -16.26 dB respectivement, ce cas peut être une idée intéressante pour une future étude concernant l'élargissement de la bande de fréquence qui a pour but l'augmentation du nombre d'interlocuteurs.

Pour le cas des 4 CSRR sur 4 coins du patch, nous avons essayé de voir si l'espacement entre les cellules CSRR a un effet sur le fonctionnement de l'antenne. Les résultats obtenus du paramètre S_{11} sont donnés par la figure (3.25).

Le S_{11} est de -32.734 dB pour une fréquence de 2.648 GHz, on remarque un léger décalage de fréquence vers les hautes fréquences, d'après cela on peut dire que l'espacement entre les CSRR influence sur le comportement et le fonctionnement de l'antenne.

III.6.2 Interprétation des résultats de simulation après adaptation

Une antenne patch micro-ruban a été simulée à l'aide du logiciel CST. Les coefficients de réflexions mesurés et simulés des antennes conçues sans le résonateur CSRR sont interprétés dans la première partie. La fréquence de résonance de l'antenne simulée sans la cellule CSRR est de 2.6 GHz. A la fréquence de résonance, le coefficient de réflexion simulé est de -29.84 dB.

Les diagrammes de paramètre S_{11} de l'antenne patch conçu en utilisant le résonateur proposé CSRR ont été interprétés dans la parité précédente, dont on a remarqué que plusieurs exemples ne résonnent pas à la fréquence de résonance 2.6 GHz pour cela on a essayé d'adapter les résultats de la simulation après modification de quelques paramètres de l'antenne pour mieux l'adapter. L'antenne patch principale est conçue pour résonner à 2.6 GHz avec une surface d'un plan de masse de 91.01 mm \times 44.8 mm. La surface conductrice (patch) de l'antenne a les dimensions de 38.1 mm \times 25.545 mm et elle est alimentée par une ligne de transmission micro-ruban de 50 Ω . La largeur de la ligne micro-ruban est $W_0=0.5$ mm. En fait, la structure CSRR est gravée sur le patch, plan de masse ou sur patch et plan de masse en même temps pour produire une nouvelle fréquence de résonance. Les paramètres géométriques du résonateur CSRR sont résumés dans les tableaux. Comme le montre les figures, de nombreuses inclusions CSRR sont chargées sur le plan de masse et le patch de l'antenne ce qui permet de faire des changements sur la surface conductrice (patch) pour que l'antenne résonne à la fréquence 2.6 GHz. Ainsi, la surface conductrice (patch) de la nouvelle antenne peut résonner approximativement comme l'antenne patch classique.

Afin d'atteindre une fréquence de résonance de 2.6 GHz, on a besoin de modifier L_s (la longueur de substrat) et W_p (la largeur du patch). Le tableau 5 présente les modifications effectuées sur l'antenne pour qu'il résonne à une fréquence de 2.6 GHz.

Position de CSRR sur patch	Ls (mm)	Ls (mm)	Wp (mm)	Wp (mm)
	Avant	Après	Avant	Après
	optimisation	optimisation	optimisation	optimisation
2 CSRR horizontales en haut à droite	91.01	91.01	38.1	43.5
2 CSRR verticales en haut à droite	91.01	92.19	38.1	36.7
3 CSRR verticales en haut à droite	91.01	91.09	38.1	37
6 CSRR verticales en haut à droite	91.01	101.2	38.1	37
8 CSRR en haut à droite	91.01	83	38.1	43
4 CSRR sur 4 coins du patch	91.01	91.01	38.1	37.9
1 CSRR en bas	91.01	90.3	38.1	43.5
1 CSRR en haut à droite	91.01	90	38.1	43
1 CSRR en haut à gauche	91.01	90	38.1	43.5
1 CSRR inversée à droite	91.01	91.02	38.1	37.5
1 CSRR inversée à gauche	91.01	91.2	38.1	44.5

TABLEAU 5 : Résultats de mesures de Ls et Wp pour différentes positions des cellules CSRR gravées sur le patch.

Dans les tableaux 6 nous avons présenté les résultats de simulation après avoir effectué des modifications sur les caractéristiques géométriques du patch ou du plan de masse. Comme on peut l'observer dans le tableau ci-dessous, la cellule unitaire du résonateur CSRR nécessite une surface de 5.8mm x 5.8mm. Par conséquent, l'inclusion CSRR proposée fournit plus de miniaturisation quand elle est appliquée à l'antenne patch.

Position de CSRR sur patch et plan de masse	Lm	Lp	Ls	Wm	Wp	Ws
	(mm)	(mm)	(mm)	(mm)	(mm)	(mm)
4 CSRR sur patch et PDM inversé	83	21	83	37	37	37
9 CSRR en haut à droite sur patch et PDM	91.01	25.4	91.01	44.8	38	44.8
1 CSRR capacité verticale sur patch	91.01	25	91.01	44.8	42	44.8
1 CSRR capacité horizontale sur patch	91.01	25.15	91.01	44.8	37	44.8
1 CSRR sur PDM	91.01	25.545	91.01	43.6	38.1	44.8
2 CSRR verticales en haut sur PDM	91.01	25.545	91.01	41.5	38.1	44.8
1 CSRR sur PDM	91.01	25.545	91.01	41.1	38.1	44.8

TABLEAU 6 : Résultats de mesures de L et W pour différentes positions des cellules CSRR gravées sur le patch et plan de masse.

Cependant, il existe quelques différences entre les résultats de la simulation avant l'adaptation et les résultats de la simulation après l'optimisation qui peuvent être expliquées par la modification des paramètres de l'antenne patch qu'impliquent la miniaturisation des antennes. En effet, ces modifications nous a permis de remarque que pour la majorité des cas des différentes positions des cellules la fréquence de résonance et plus ou moins égale à 2.6 GHz. Les résultats obtenus sont représentés dans les tableaux suivants :

Le tableau 7 présente la position des cellules CSRR sur le patch avec la fréquence de résonance, le gain et le coefficient de réflexion (S_{11}) après optimisation.

Position de CSRR sur le patch	Fréquence (GHz)	S-paramètre (dB)	Gain (dB)
2 CSRR horizontales en haut à droite	2.601	-21.45	5.09
2 CSRR verticales en haut à droite	2.59	-29.15	4.49
3 CSRR verticales en haut à droite	2.592	-21.85	3.95
4 CSRR en haut à droite	2.498	-30.82	3.66
1CSRR en bas sur patch	2.601	-22.82	4.98
1CSRR en haut à droite	2.601	-23.13	4.79
1CSRR en haut à gauche	2.601	-21.44	4.99
1CSRR inversée à droite	2.595	-25.46	4.58
1CSRR inversée à gauche	2.603	-18.08	4.97
4 CSRR sur 4 coins du patch	2.598	-19.86	4.23
6 CSRR verticales en haut à droite sur patch	2.599	-6.06	1.87
6 CSRR horizontales en haut à droite sur patch	2.306	-24.86	-5.59
8 CSRR horizontales en haut à droite sur patch	2.602	-22.17	4.04
9 CSRR en haut à droite sur patch	2.67	-12.07	-3.94

TABLEAU 7 : Résultats des coefficients S_{11} et le gain en fonction des fréquences pour différentes cellules CSRR gravées sur le patch.

Le tableau 8 présente la position des cellules CSRR sur le patch et plan de masse avec la fréquence de résonance, le gain et le coefficient de réflexion (S_{11}) après optimisation.

Position de CSRR sur le patch et plan de masse	Fréquence (GHz)	S-paramètre (dB)	Gain (dB)
1 CSRR en haut à droite sur PDM	2.602	-32.463	4.79
1 CSRR en haut à gauche sur PDM	2.598	-26.273	4.79
2 CSRR horizontales en haut à droite sur PDM	2.497	-22.14	3.7
2 CSRR verticales en haut à droite sur PDM	2.602	-26.988	4.78
4 CSRR inversées sur patch et plan de masse	2.598	-20.99	3.7
4 CSRR en haut à droite sur patch et PDM	2.355	-20.482	0.338
6 CSRR en haut à droite sur patch et PDM	2.262	-21.77	-2.63
8 CSRR en haut à droite sur patch et PDM	2.541	-18.352	1.31
9 CSRR en haut à droite sur patch et PDM	2.6	-13.135	-3.43

TABLEAU 8 : Résultats des coefficients S_{11} et le gain en fonction des fréquences pour différentes cellules CSRR gravées sur le patch et le plan de masse.

Le tableau 9 présente la position des cellules CSRR capacité sur le patch et le plan de masse avec la fréquence de résonance, le gain et le coefficient de réflexion (S_{11}) après optimisation.

Position de CSRR capacité sur le patch et le plan de masse	Fréquence (GHz)	S-paramètre (dB)	Gain (dB)
2 CSRR capacités verticales	2.616	-24.93	4.43
2 CSRR capacités horizontales	2.601	-22.384	4.36
8 CSRR capacités sur patch	2.528	-16.31	4.24
8 CSRR capacités sur patch et PDM	2.427	-16.678	1.31

TABLEAU 9 : Résultats des coefficients (S_{11}) et gain en fonction des fréquences pour différentes cellules CSRR capacités gravées sur le patch et le plan de masse.

En effet, une nouvelle antenne patch a été proposée. Cette antenne patch micro-ruban est basée sur une nouvelle structure métamatériaux nommée CSRR. L'inclusion CSRR a été gravée sur le plan de masse d'une antenne patch afin de produire une fréquence de résonance de 2.6 GHz. Pour vérifier les résultats simulés, le prototype de l'antenne est représenté sur les figures ci-dessous.

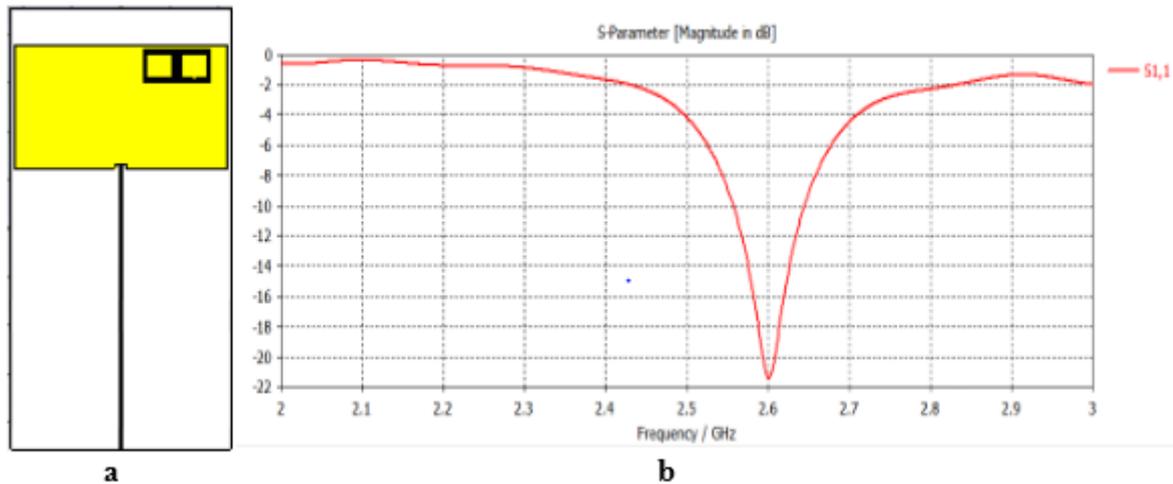


Figure (3.30) : (a) 2 CSRR horizontales en haut à droite, (b) Coefficient de réflexion (S₁₁).

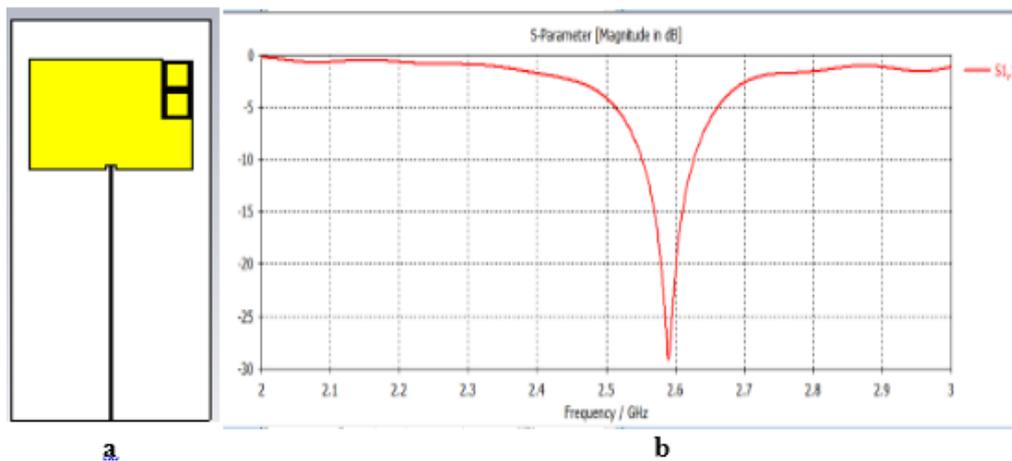


Figure (3.31) : (a) 2 CSRR verticales en haut à droite, (b) Coefficient de réflexion (S₁₁).

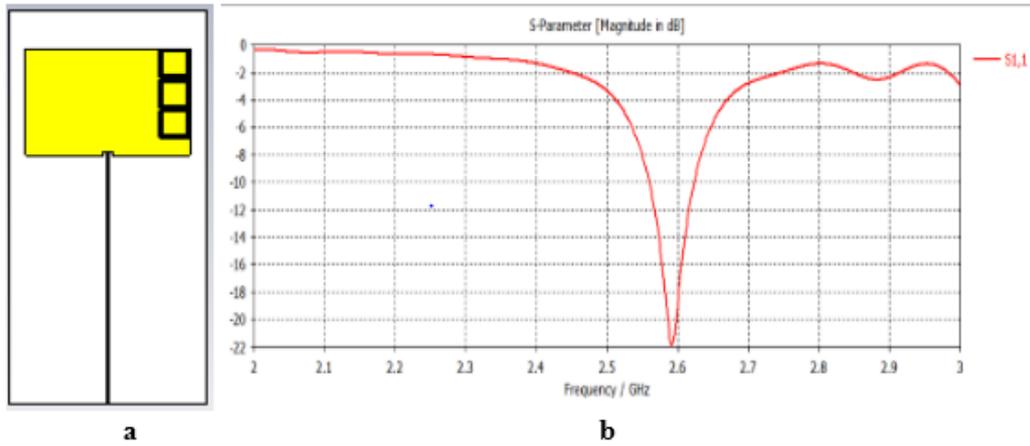


Figure (3.32) : (a) 3 CSRR verticales en haut à droite, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

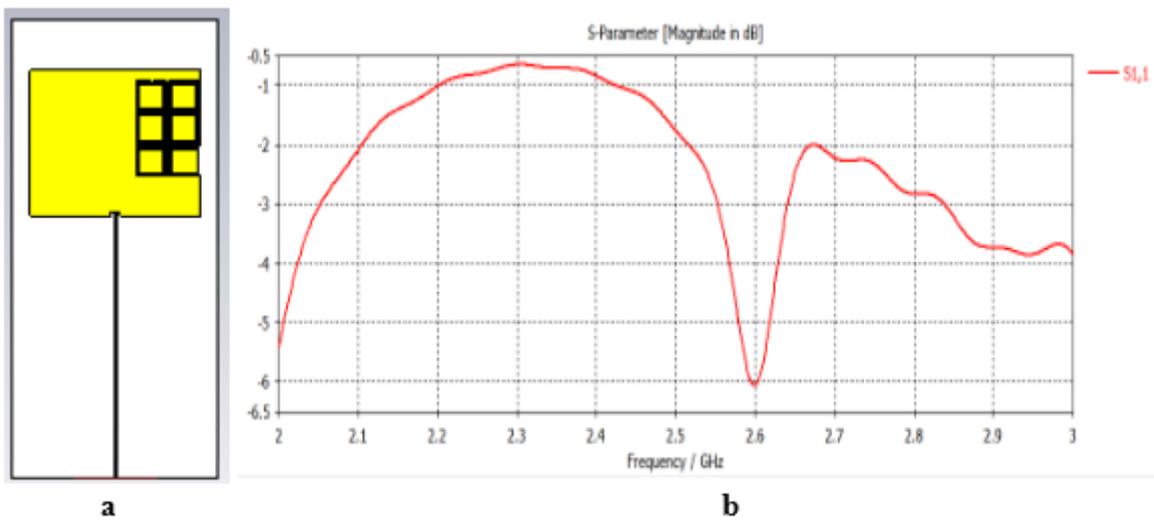


Figure (3.33): (a) 6 CSRR verticales en haut à droite, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

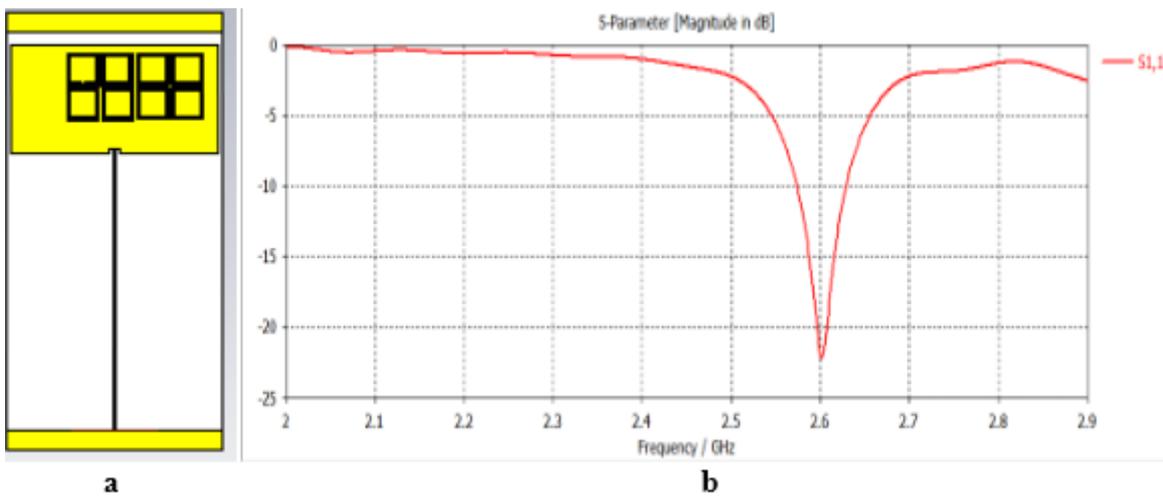


Figure (3.34) : (a) 8 CSRR en haut à droite, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

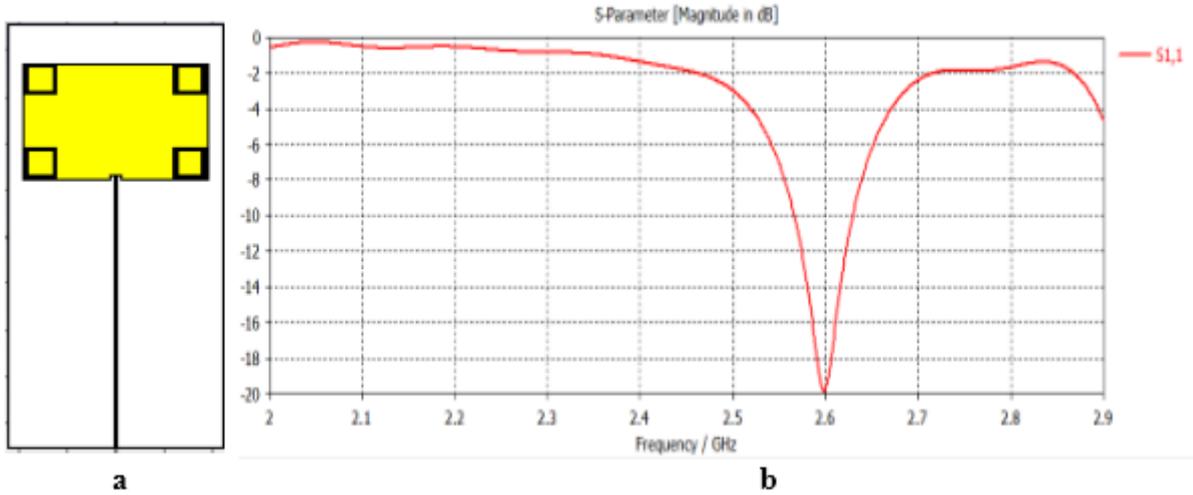


Figure (3.35) : (a) 4 CSRR des 4 coins du patch, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

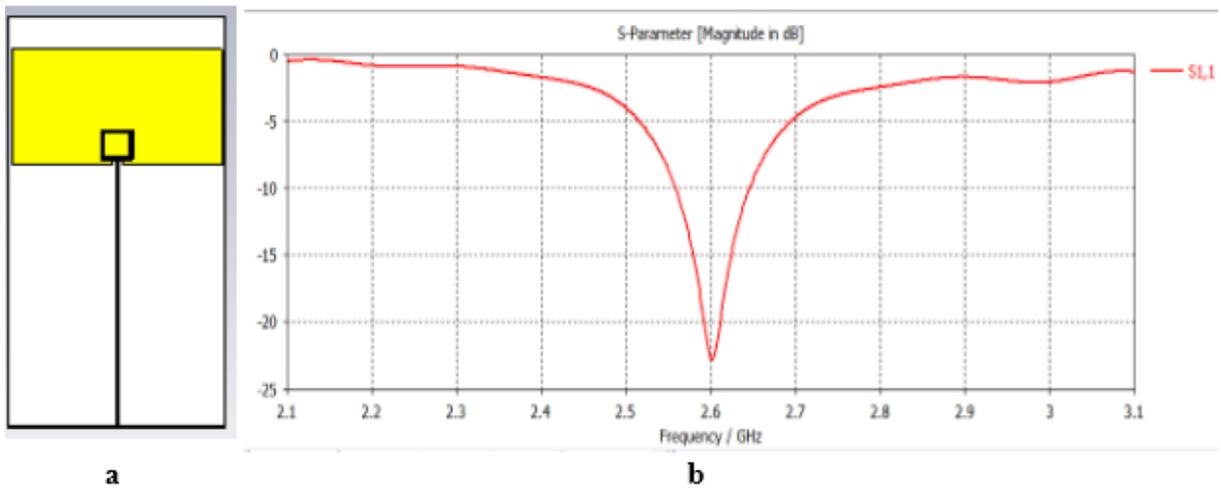


Figure (3.36) : (a) 1 CSRR en bas, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

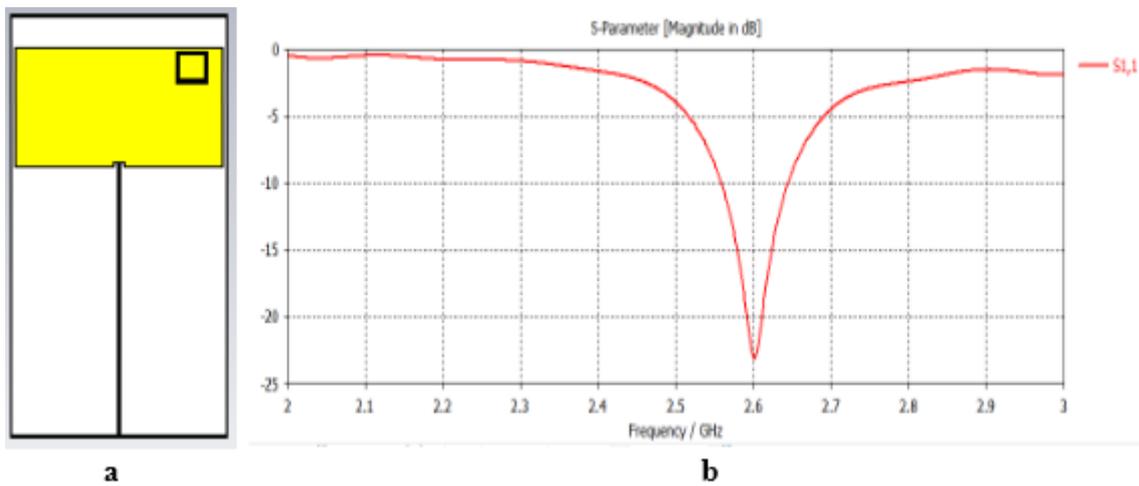


Figure (3.37) : (a) 1 CSRR en haut à droite, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

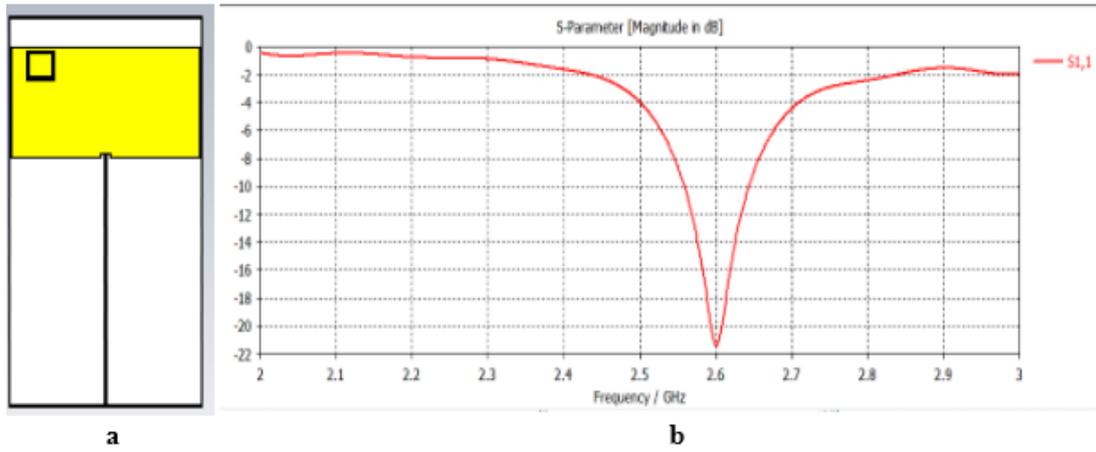


Figure (3.38) : (a) 1 CSRR en haut à gauche, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

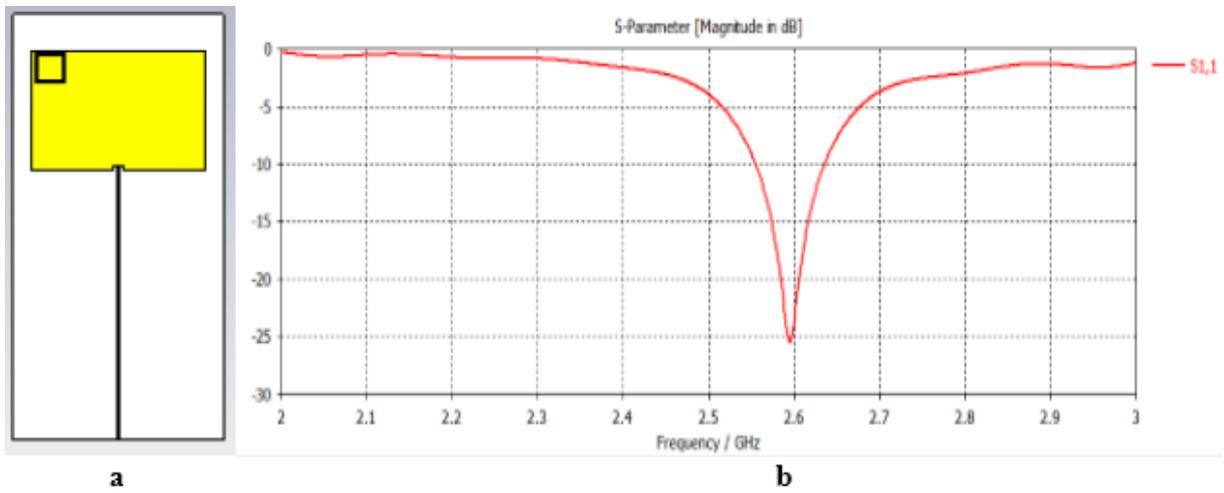


Figure (3.39) : (a) 1 CSRR inversée à droite, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

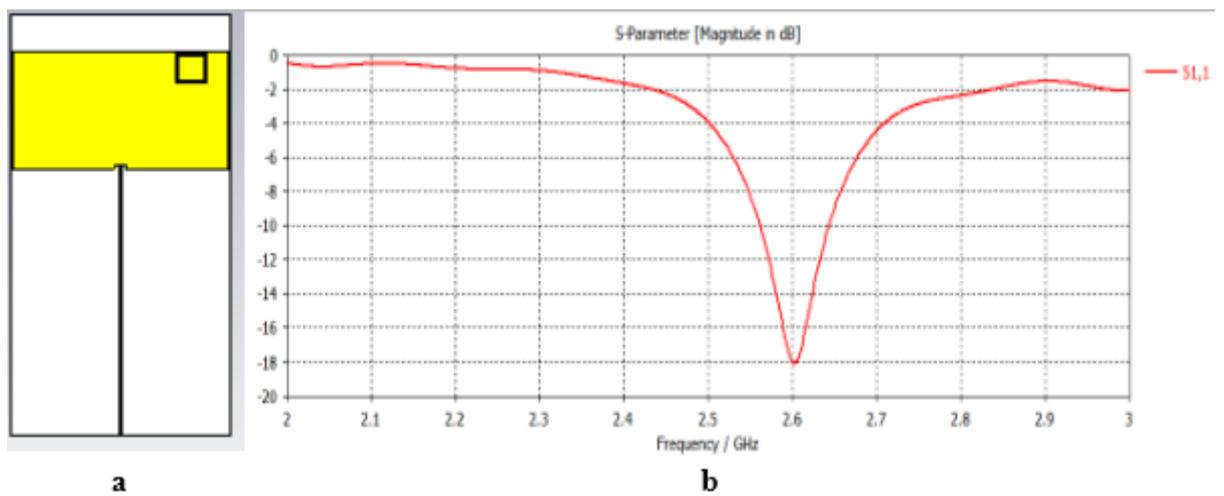


Figure (3.40) : (a) 1CSRR inversée à gauche, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

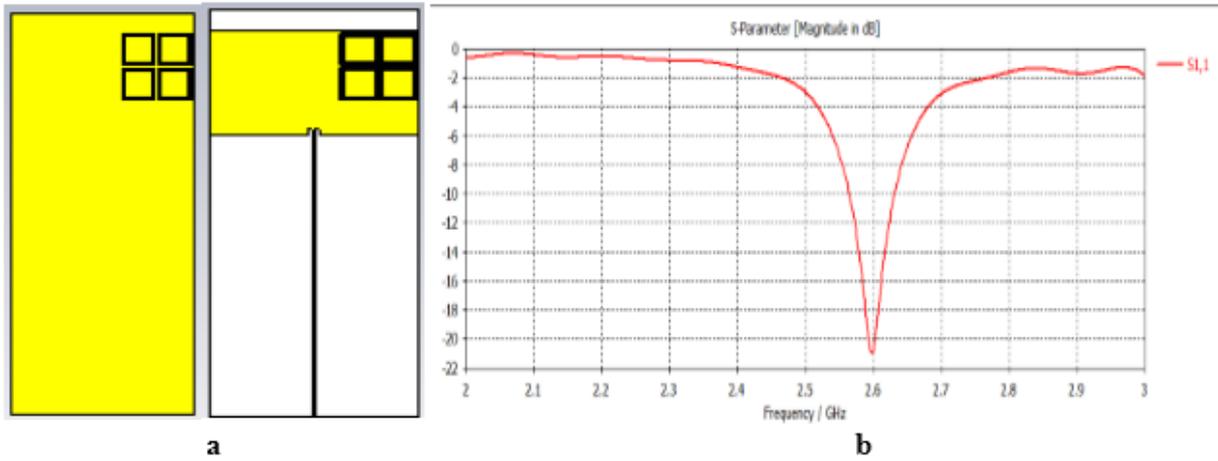


Figure (3.41) : (a) 4 CSRR inversées sur patch et plan de masse, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

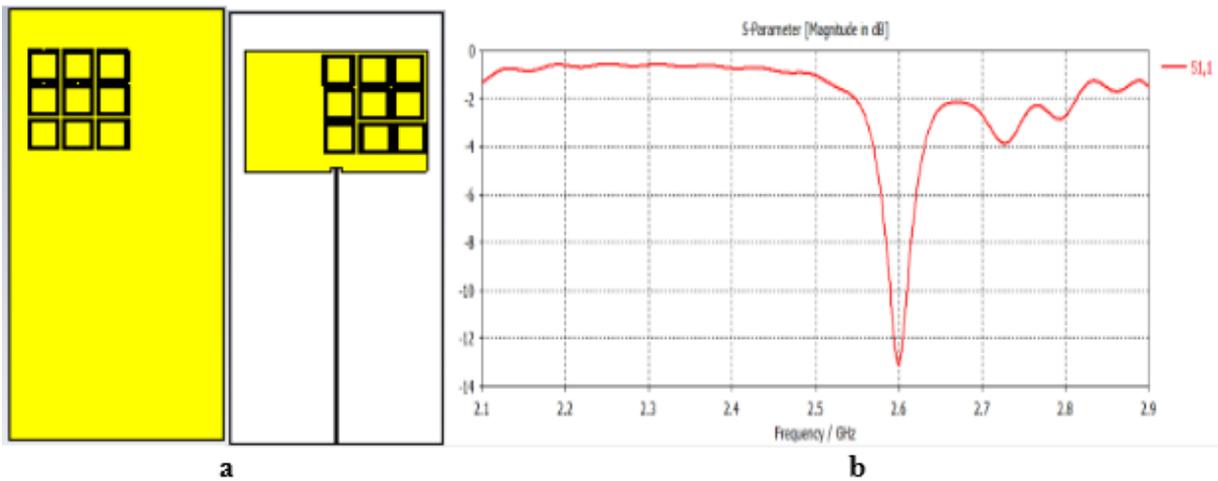


Figure (3.42) : (a) 9 CSRR en haut à droite sur patch et plan de masse, (b) coefficient (S_{11}).

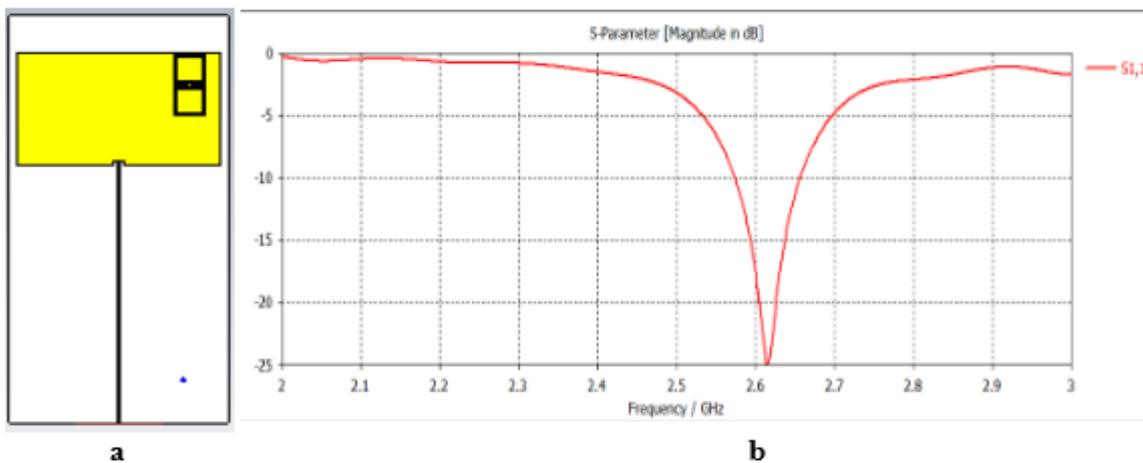


Figure (3.43) : (a) 1 CSRR capacité verticale, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

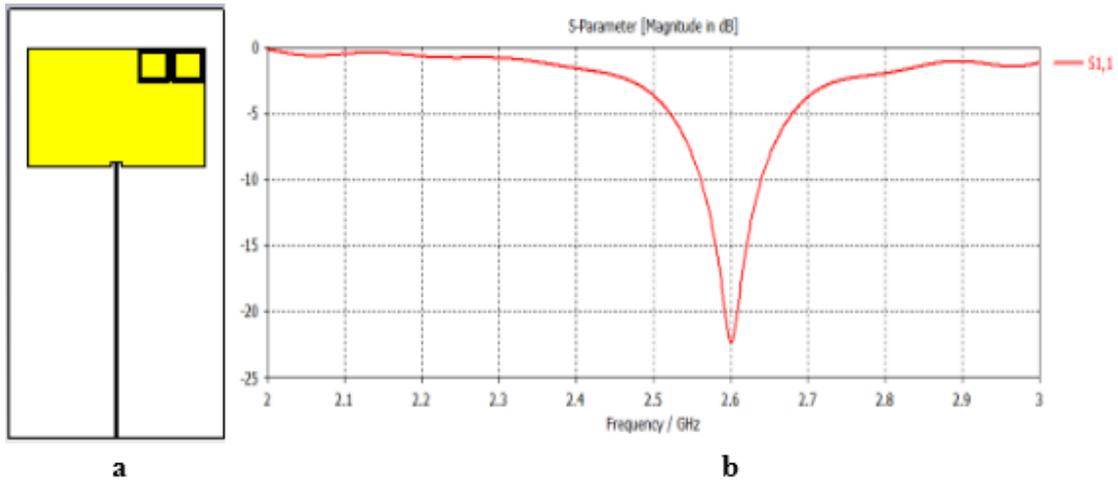


Figure (3.44) : (a) 2 CSRR capacité horizontale, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

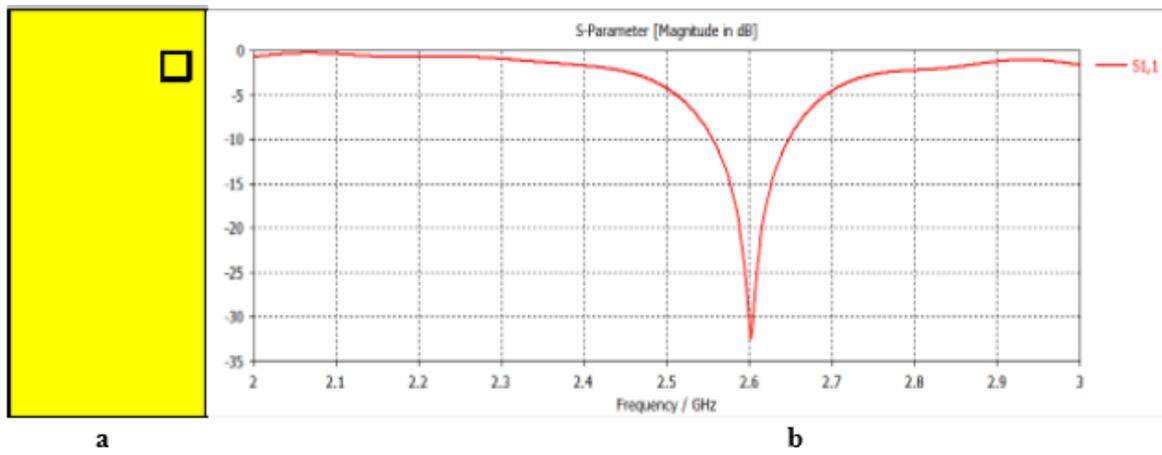


Figure (3.45) : (a) 1 CSRR en haut à droite sur plan de masse, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

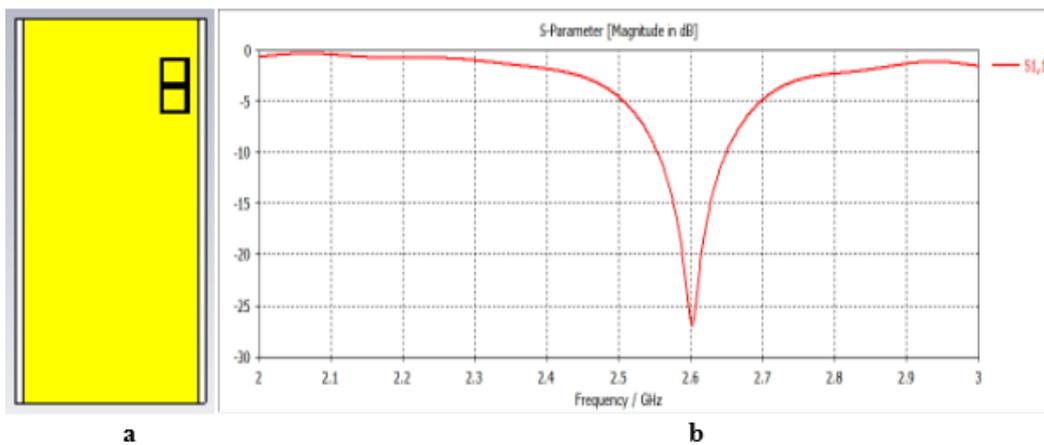


Figure (3.46) : (a) 2 CSRR verticales en haut à droite sur plan de masse, (b) Coefficient (S_{11}).

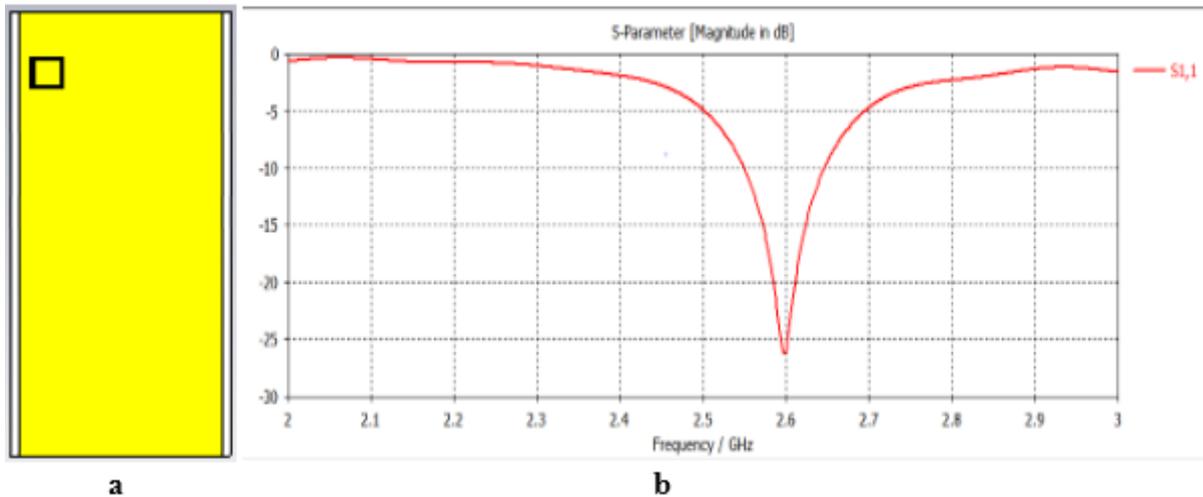


Figure (3.47) : (a) 1 CSRR en haut à gauche sur plan de masse, (b) Coefficient de réflexion (S_{11}).

Les résultats des paramètres S des figures précédentes, montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 2.6 GHz, correspondant à la fréquence de résonance de la cellule CSRR après optimisation et modification des paramètres de l'antenne.

En fait, les différents cas étudiés de l'antenne résonnent pour la majorité des cas à environ 2.6 GHz. Les meilleures optimisations pour les différentes positions sont obtenues pour les positions suivantes :

- 2 CSRR horizontales en haut à droite sur patch, avec une fréquence de 2.601GHz, un S_{11} de l'ordre de -21.45 dB, une bande passante de 88 MHz et un rendement de 3.383% et le taux de miniaturisation de (-14.17%).
- 2 CSRR verticales en haut à droite sur patch, avec une fréquence de 2.59 GHz, un S_{11} de l'ordre de -29.15 dB, une bande passante de 76 MHz et un rendement de 2.932% et le taux de miniaturisation de 36.74%.
- 3 CSRR verticales en haut à droite sur patch, avec une fréquence de 2.592 GHz, un S_{11} de l'ordre de -21.85 dB, une bande passante de 66 MHz et un rendement de 2.546% et le taux de miniaturisation de 28.88%.

- 1 CSRR en bas sur patch, avec une fréquence de 2.601GHz, un S_{11} de l'ordre de -22.82 dB, une bande passante de 92 MHz et un rendement de 3.537% et le taux de miniaturisation de (-14.17%).
- 1 CSRR en haut à droite sur patch, avec une fréquence de 2.601GHz, un S_{11} de l'ordre de -23.13 dB, une bande passante de 91 MHz et un rendement de 3.498% et le taux de miniaturisation de (-12.86%).
- 1 CSRR en haut à gauche sur patch, avec une fréquence de 2.601GHz, un S_{11} de l'ordre de -21.44 dB, une bande passante de 87 MHz et un rendement de 3.344% et le taux de miniaturisation de (-14.17%).
- 1 CSRR inversés à droite sur patch, avec une fréquence de 2.595 GHz, un S_{11} de l'ordre de -25.46 dB, une bande passante de 83 MHz et un rendement de 3.198% et le taux de miniaturisation de 1.57%.
- 1 CSRR inversée à gauche sur patch, avec une fréquence de 2.603 GHz, un S_{11} de l'ordre de -18.08 dB, une bande passante de 83 MHz et un rendement de 3.188% et le taux de miniaturisation de (-16.79%).
- 4 CSRR sur 4 coins sur patch, avec une fréquence de 2.598 GHz, un S_{11} de l'ordre de -19.86 dB, une bande passante de 65 MHz et un rendement de 2.501% et le taux de miniaturisation de 0.52%.
- 6 CSRR verticales en haut à droite sur patch, avec une fréquence de 2.599 GHz, un S_{11} de l'ordre de -6.06 dB et le taux de miniaturisation de 28.88%.
- 8 CSRR horizontales en haut à droite sur patch, avec une fréquence de 2.602 GHz, un S_{11} de l'ordre de -22.17 dB, une bande passante de 58 MHz et un rendement de 2.23% et le taux de miniaturisation de (-12.86%).

- 1 CSRR en haut à droit sur plan de masse, avec une fréquence de 2.602 GHz, un S_{11} de l'ordre de -32.463 dB, une bande passante de 94 MHz et un rendement de 3.612% et le taux de miniaturisation de 0%.
- 1 CSRR en haut à gauche sur plan de masse, avec une fréquence de 2.598 GHz, un S_{11} de l'ordre de -26.273 dB, une bande passante de 100 MHz et un rendement de 3.849% et le taux de miniaturisation de 0%.
- 2 CSRR verticales en haut à droite sur plan de masse, avec une fréquence de 2.602 GHz, un S_{11} de l'ordre de -26.988 dB, une bande passante de 98 MHz et un rendement de 3.766% et le taux de miniaturisation de 0%.
- 4 CSRR inversées sur patch et plan de masse, avec une fréquence de 2.598 GHz, un S_{11} de l'ordre de -20.99 dB, une bande passante de 70 MHz et un rendement de 2.694% et le taux de miniaturisation de 20.16%.
- 9 CSRR en haut à droit sur patch et plan de masse, avec une fréquence de 2.6 GHz, un S_{11} de l'ordre de -13.135 dB, une bande passante de 21 MHz et un rendement de 0.807% et le taux de miniaturisation de 0.82%.
- 2 CSRR capacité verticales sur patch, avec une fréquence de 2.616 GHz, un S_{11} de l'ordre de -24.93 dB, une bande passante de 85 MHz et un rendement de 3.249% et le taux de miniaturisation de (-7.88%).
- 2 CSRR capacité horizontales sur patch, avec une fréquence de 2.601 GHz, un S_{11} de l'ordre de -22.384 dB, une bande passante de 82 MHz et un rendement de 3.152% et le taux de miniaturisation de 43.88%.

Remarque : quand on a fait l'adaptation des antennes chargé par les cellules CSRR pour qu'ils résonnent à la fréquence de 2.6 GHz, on a effectué des modifications sur les paramètres du patch, ces modifications parfois ils ont réduit la taille du patch mais parfois ont augmenté sa taille ce qui explique le taux mentionné par un signe négatif représenté dans les résultats.

Il en résulte une bande passante obtenue varie de 21 MHz, jusqu'à 100 MHz, l'ensemble des bandes passantes sont supérieurs de 70 MHz sauf quatre cas qu'ils présentent moins (21 MHz, 58 MHz, 65MHz, 66MHz). La bande passante reste à peu près stable sur l'intervalle de fréquence, on note des valeurs de rendement supérieur à 3% pour la majorité des cas étudié sauf pour les cas qui présentent une bande passante inférieur à 70 MHz le rendement est inférieur à 2.6%.

III.6.3 Performance d'antenne miniature

Les coefficients des réflexions des antennes finales sont représentés sur le tableau ci-dessous, il est à constater que ces antennes résonnent à la fréquence de 2.6 GHz. Le tableau montre par ailleurs les rapports d'onde stationnaires (VSWR) qui sont comprises entre 1 et 2, montrant ainsi la bonne adaptation de l'ensemble des antennes étudiées. Ces résultats montrent le bon transfert de l'énergie entre l'alimentation et la ligne microruban à la fréquence de résonance.

Position de CSRR sur patch et plan de masse	Gain (dB)	Directivité (dBi)	Efficacité (%)	Bande passante (MHz)	VSWR	Taux de miniaturisation (%)
2 CSRR horizontales en haut à droite	5.09	6.95	73	88	1.18	-14.17
2 CSRR verticales en haut à droite	4.49	6.73	66.71	76	1.20	36.74
3 CSRR verticales en haut à droite	3.95	6.8	58.08	66	1.26	28.88
1 CSRR en bas	4.98	6.84	72.80	92	1.15	-14.17
1 CSRR en haut à droite	4.97	6.86	72.44	91	1.15	-12.86
1CSRR en haut à gauche	4.99	6.86	72.74	87	1.18	-14.17
1CSRR inversée à droite	4.58	6.82	67.15	83	1.14	1.57
1CSRR inversée à gauche	4.97	6.81	72.98	83	1.28	-16.79

4 CSRR sur 4 coins du patch	4.23	6.71	63.04	65	1.22	0.52
6 CSRR verticales en haut à droite	1.87	5.02	37.25	/	2.98	28.88
8 CSRR horizontales en haut à droite	4.04	7.16	56.42	58	1.17	-12.86
1 CSRR en haut à droite sur plan de masse	4.79	6.6	72.57	94	1.10	0
1 CSRR en haut à gauche sur plan de masse	4.79	6.77	70.75	100	1.05	0
2CSRR verticales en haut à droite sur plan de masse	4.78	6.61	72.31	98	1.10	0
4 CSRR inversées sur patch et plan de masse	3.7	6.11	60.55	70	1.20	20.16
9 CSRR en haut à droite sur patch et plan de masse	-3.43	7.1	48.30	21	1.56	0.82
2 CSRR capacité verticales	4.43	6.66	66.51	85	1.30	-7.88
2 CSRR capacité horizontales	4.36	6.72	64.88	82	1.16	43.88

TABLEAU 10 : Comparaison entre les caractéristiques des antennes.

Nous avons opté pour une miniaturisation après l'insertion des cellules CSRR sur le patch et le plan de masse. L'effet position de cette charge est clairement observé dans les simulations (S_{11}) examinées. La miniaturisation induit à une dégradation aux niveaux des performances de l'antenne d'une sorte que plus l'antenne est petite plus elle perd ses performances. Ce qui nous mène à choisir les dimensions et les meilleurs résultats en termes de coefficients de réflexion, diagramme de rayonnement gain, directivité et efficacité.

Cette étude paramétrique, nous a permis de faire une comparaison entre le gain de chaque structure à la fréquence de 2.6 GHz. Les résultats des différents gains sont donnés sur les tableaux. Pour les cas étudiés, le gain varie de -3.43 dB à 5.09 dB. On a remarqué que les structures qui fournissent un gain plus élevé de 5.09 dB sont les antennes à 2 CSRR horizontales

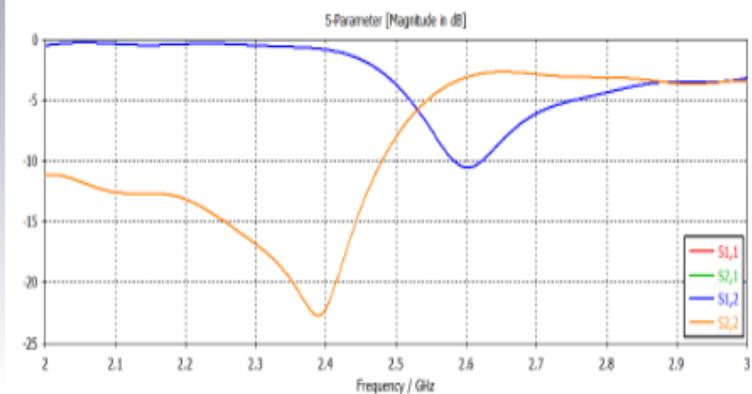
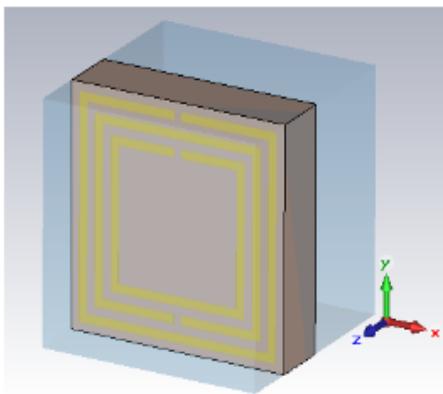
en haute à droite sur le patch. Parmi les dix-huit (18) cas d'antennes étudiées, on remarque que quatorze (14) cas présentent un gain supérieur à 4 dB, on constate que ces antennes présentent les meilleures performances en termes de fréquence de résonance, du gain, de la directivité et de l'efficacité.

L'augmentation du gain de l'antenne implique une augmentation du débit. Ce dernier est influencé par la position, la face (patch ou plan de masse) et le nombre de cellules CSRR gravées sur les antennes planaires étudiées.

- **Simulation d'antenne patch chargée avec des cellules CSRR à 3 anneaux :**

- **Cas d'antennes patch chargées par 1 CSRR à 3 anneaux normales et à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens :**

Dans ce cas on a utilisé un SRR et CSRR à 3 anneaux les résultats simulés sont représentés dans les figures et les tableaux suivants :



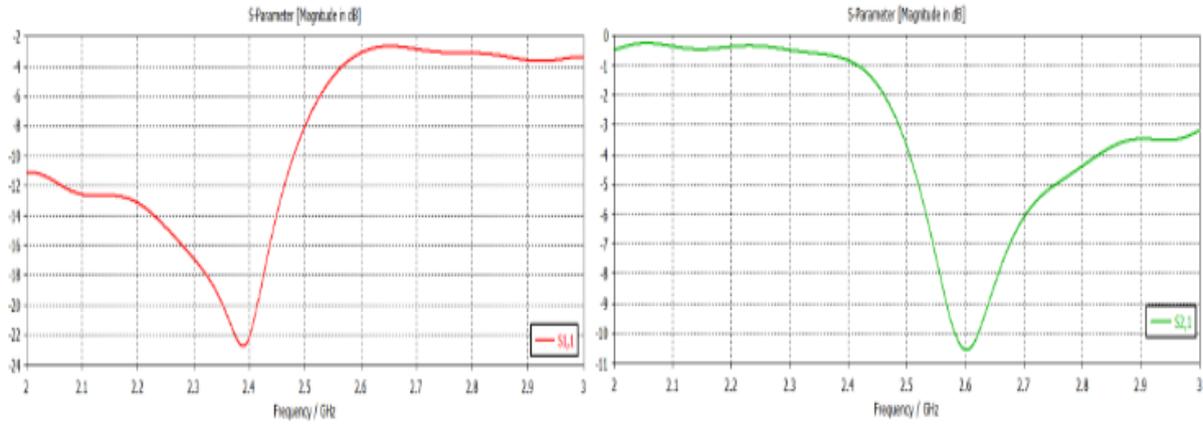


Figure (3.48) : Représentation de la cellule SRR à 3 anneaux avec les paramètres S.

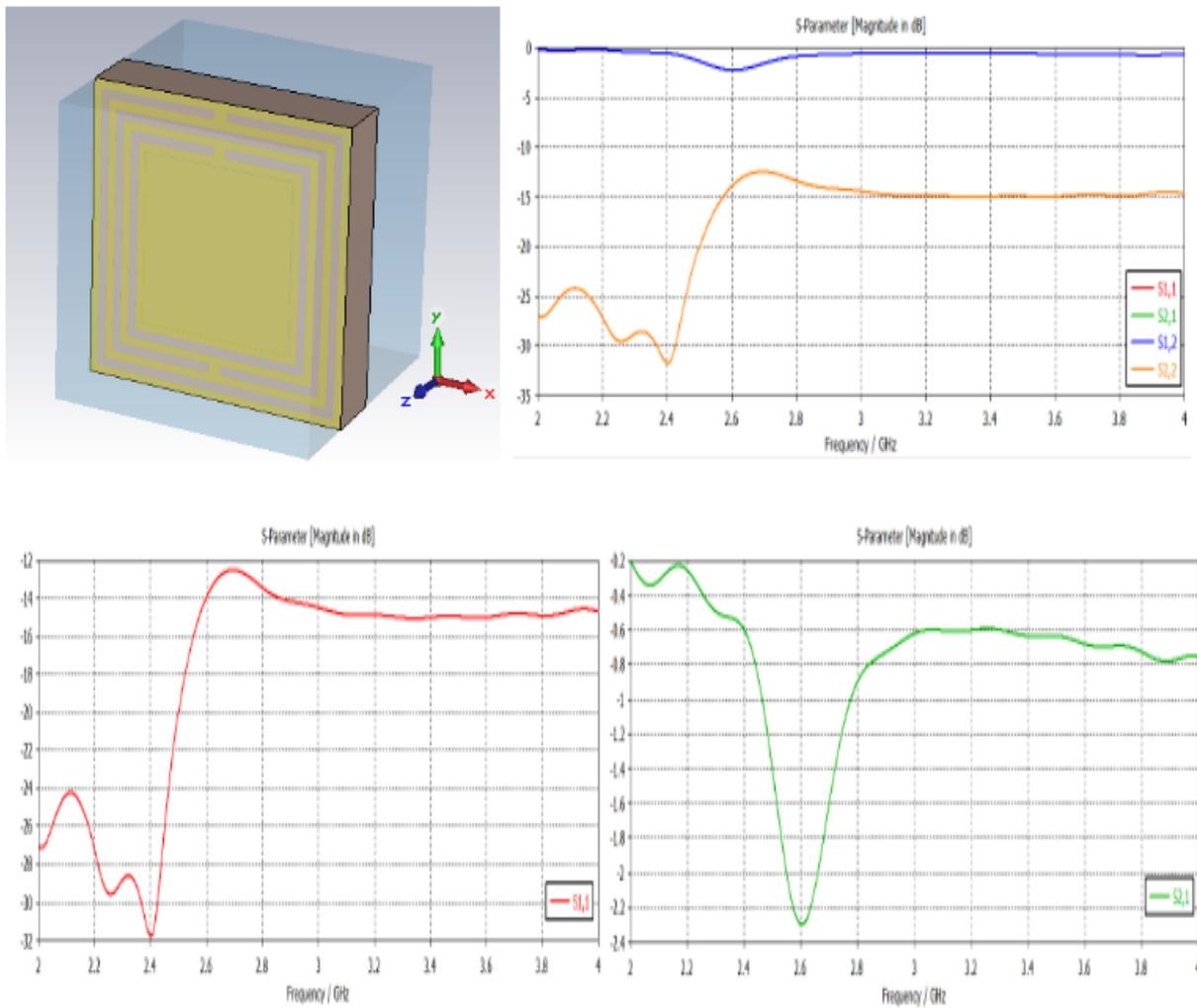


Figure (3.49) : Représentation de la cellule CSRR à 3 anneaux normales avec les paramètres S

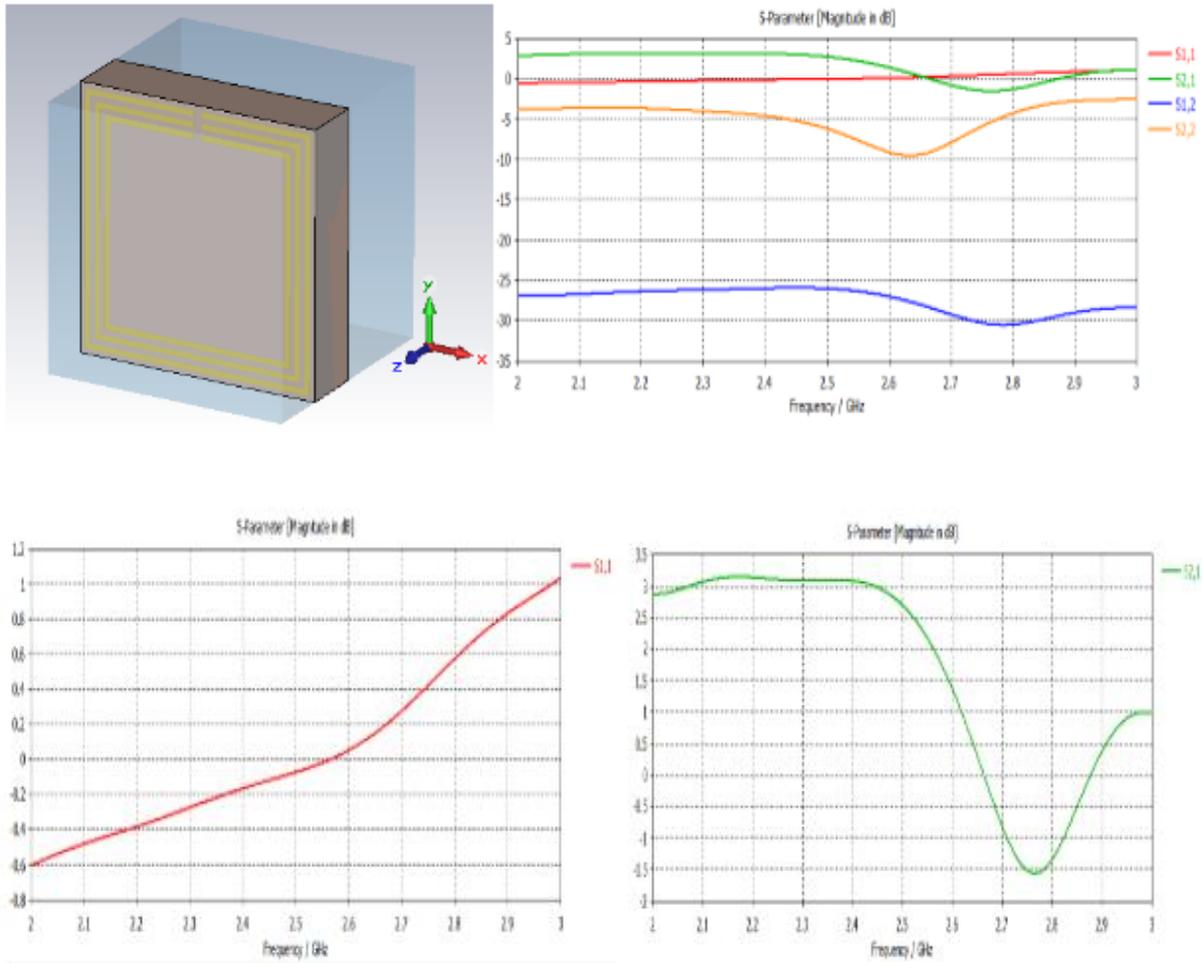
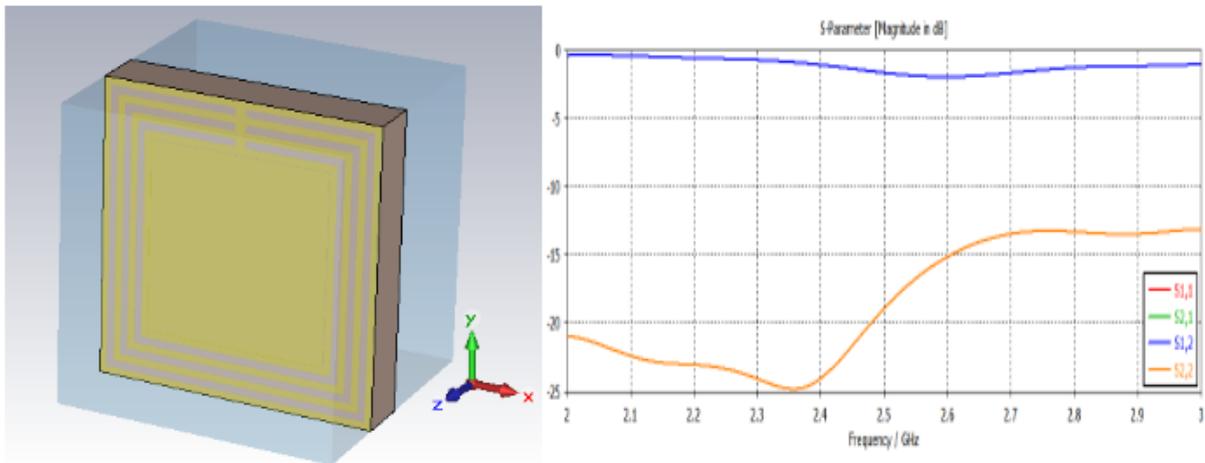


Figure (3.50) : Représentation de la cellule SRR à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens et les paramètres S.



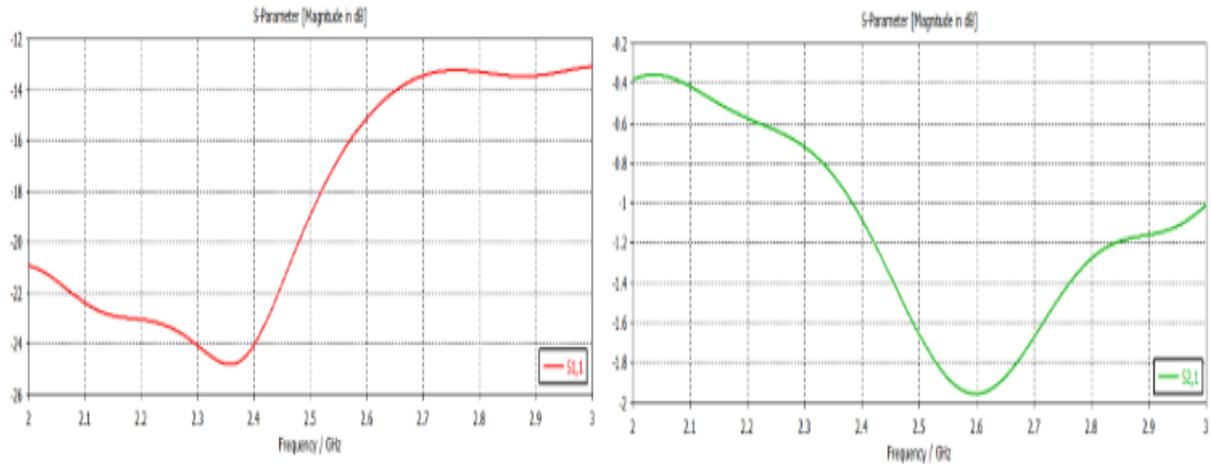


Figure (3.51) : Représentation de la cellule CSRR à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens et les paramètres S.

Les paramètre	A deux anneaux		A trois anneaux		
	SRR	CSRR	SRR	CSRR normale	CSRR même sens
Fréquence de résonance (GHz) de (S_{11})	2.351	2.344	2.389	2.402	2.357
Fréquence de résonance (GHz) de (S_{21})	2.596	2.589	2.601	2.604	2.597
Coefficient de réflexion (S_{11}) (dB)	-34.4	-41	-22.76	-31.78	-24.83
Coefficient de transmission (S_{21}) (dB)	-9.24	-2.35	-10.57	-2.29	-1.85

TABLEAU 11 : Comparaison entre les résultats de simulation des cellule SRR et CSRR à 2 et à 3 anneaux.

D'après le tableau 11 on observe une chute du coefficient S_{11} que ce soit pour SRR et le CSRR de -34.4 dB à -22.76 dB pour la SRR et de -41 dB à -31.75 dB pour la CSRR à 3 anneaux normal et à -24.83 dB pour CSRR à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens.

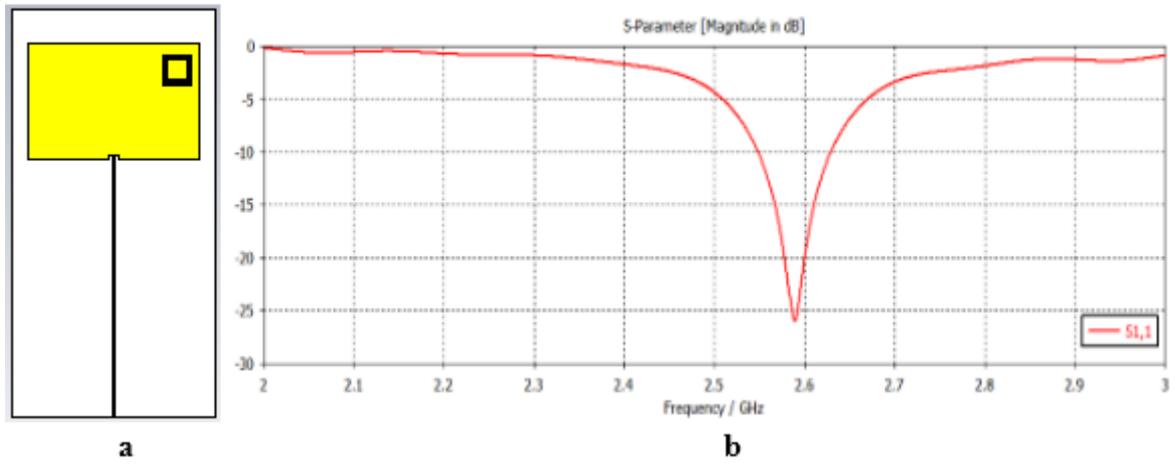


Figure (3.52) : 1 CSSR à 3 anneaux avant adaptation.

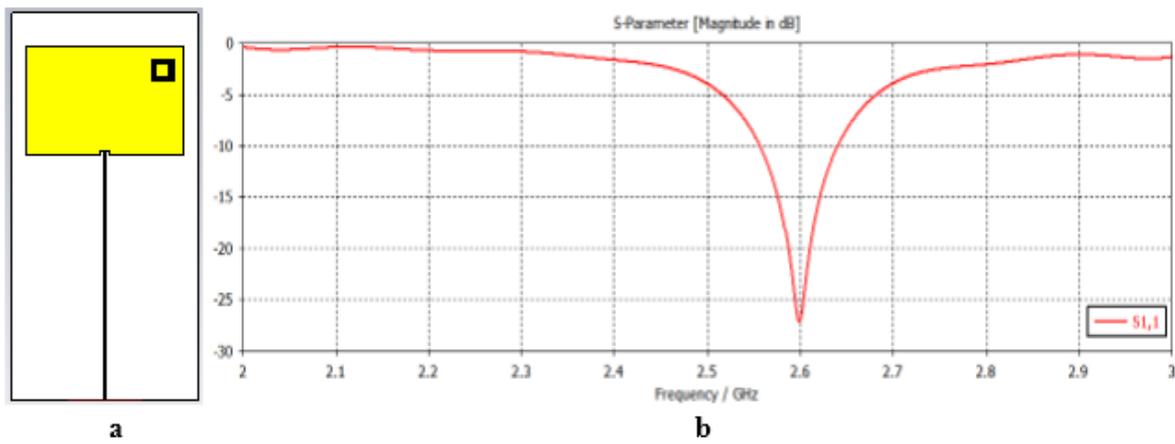


Figure (3.53) : 1 CSSR à 3 anneaux après adaptation.

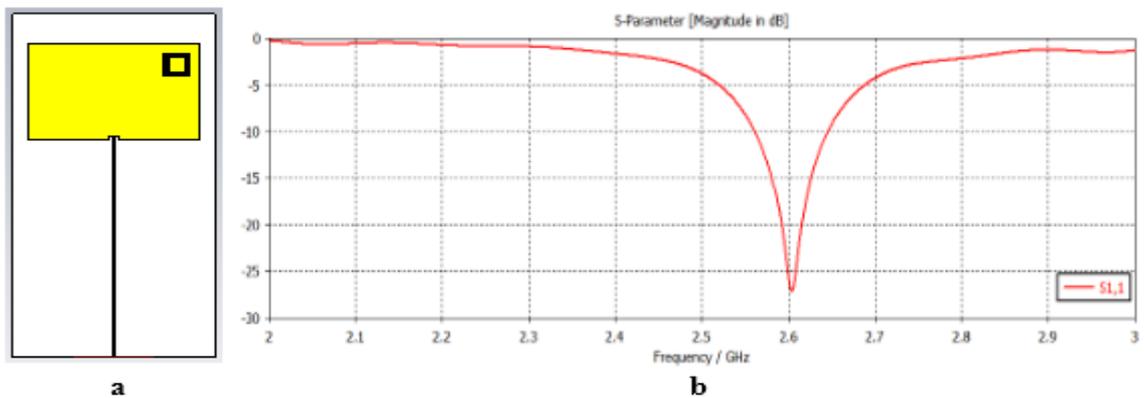


Figure (3.54) : 1 CSRR à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens avant adaptations.

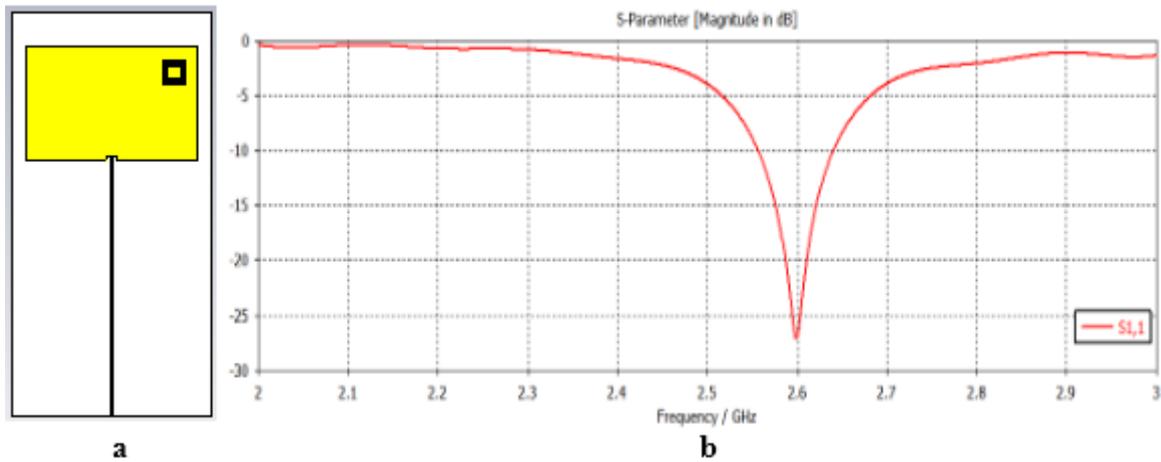


Figure (3.55) : 1 CSRR à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens après adaptation.

Paramètres	Après adaptation	Avant adaptation		Après adaptation	
	1 CSRR à 2 anneaux	1 CSRR à 3 anneaux	1 CSRR à 3 anneaux même sens	1 CSRR à 3 anneaux	1 CSRR à 3 anneaux même sens
Fréquence de résonance (GHz)	2.601	2.589	2.478	2.603	2.602
Coefficient de réflexion (S_{11}) (dB)	-23.13	-25.99	-19.70	-27.27	-27.22
Gain (dB)	4.97	4.54	4.17	4.5	4.5
Directivité (dBi)	6.86	6.78	7.08	6.75	6.75
Bande passante (MHz)	91	83	60	84	86
Rendement (%)	3.49	3.20	2.42	3.22	3.30
Efficacité (%)	72.44	66.96	58.15	66.66	66.66
Taux de miniaturisation	-12.36	/	/	-0.63	-0.41

TABLEAU 12 : Comparaison entre antennes patch avec 1 CSRR à 2 et à 3 anneaux.

D'après les résultats représentées dans le tableau 12 et les figures on constat que le nombre d'anneaux influencent sur l'antenne patch si on compare la bande passante des antennes à 3 anneaux (1 CSRR à 3 anneaux et 1 CSRR à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens) avec l'antenne à 2 anneaux, on observe qu'il y a une diminution de la bande passante, elle passe de

91 MHz à 84 MHz, nous pouvons remarquer que l'adaptation des antenne est indépendante du nombre d'anneau ces dernière n'influencent donc pas sur l'adaptation de l'antenne autour de la fréquence de 2.6GHz, elle est visible autour des fréquence basse que la fréquence de résonance. On peut dire que l'adaptation de l'antenne ne dépend pas seulement des anneaux mais d'autre facteur (les dimensions de l'antenne).

Les courbe du coefficient de réflexion des antennes à 2 anneaux et à 3 anneaux diffèrent légèrement par rapport à la structure rayonnante du patch. Lorsque le nombre d'anneaux sont ajoutés à l'antenne nous observons une chute de coefficient S_{11} .

Pour le cas de l'antenne à 1 CSRR à 2 anneaux, l'antenne n'a pas présenté une miniaturisation après adaptation par contre elle a présenté une augmentation de 12.86 % pour la taille du patch par rapport à l'antenne patch initiale (sans cellule CSRR). Mais pour le cas de l'antenne à 1 CSRR à 3 anneaux (que ce soit pour ouverture normale ou ouverture dans le même sens) l'antenne a présenté une légère augmentation pour la taille du patch avec un agrandissement de 0.68 % pour l'antenne 1 CSRR à 3 anneaux et de 0.41% pour l'antenne 1 CSRR à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens. On conclut que l'antenne dans ces cas ne présente pas une miniaturisation.

➤ **Cas des antennes patch chargées par 2 CSRR verticales en haut à droit à 3 anneaux :**

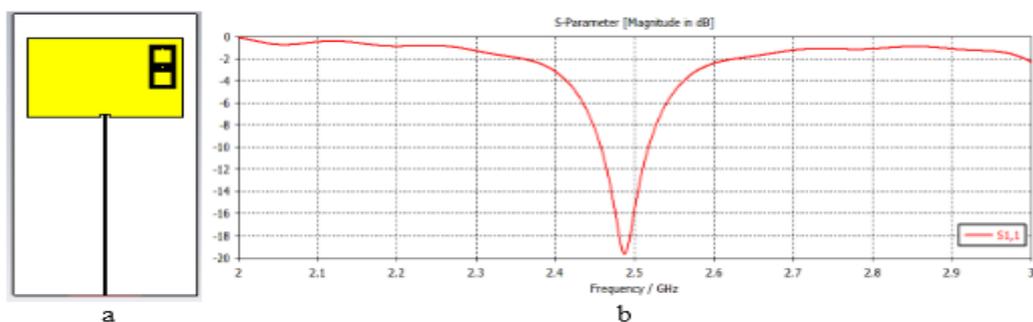
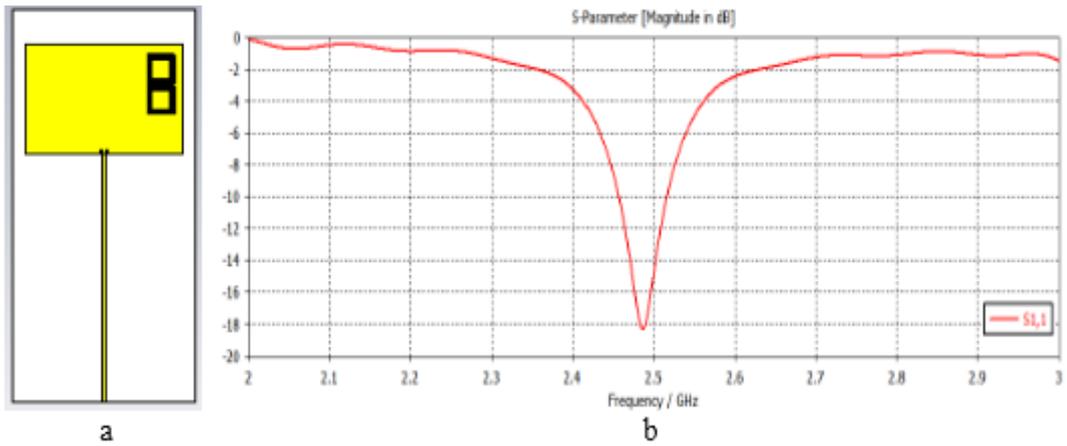


Figure (3.56) : 2 CSRR verticales en haut à droit à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens avant adaptation.



➤ **Figure (3.57) : 2 CSRR verticales en haut à droite à 3 anneaux avant adaptation.**

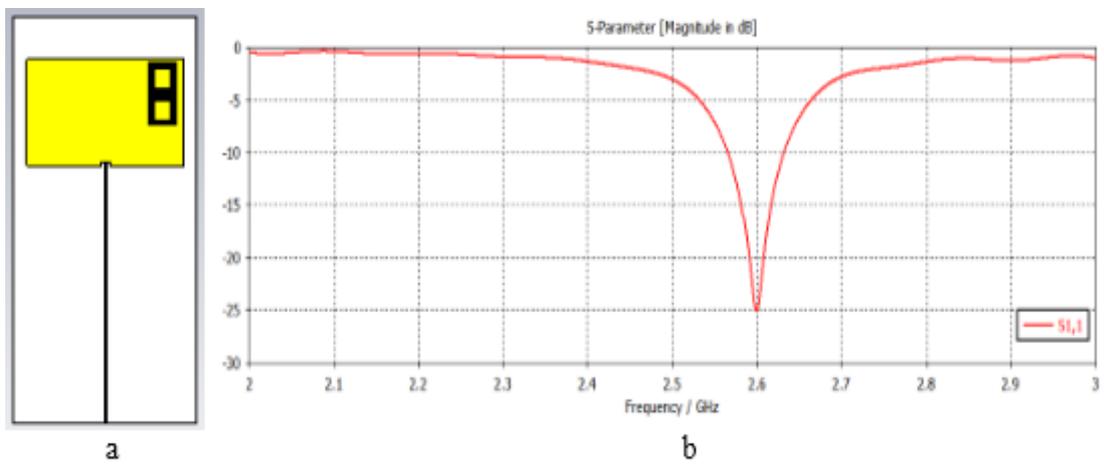


Figure (3.58) : 2 CSRR verticales en haut à droite à 3 anneaux après adaptation.

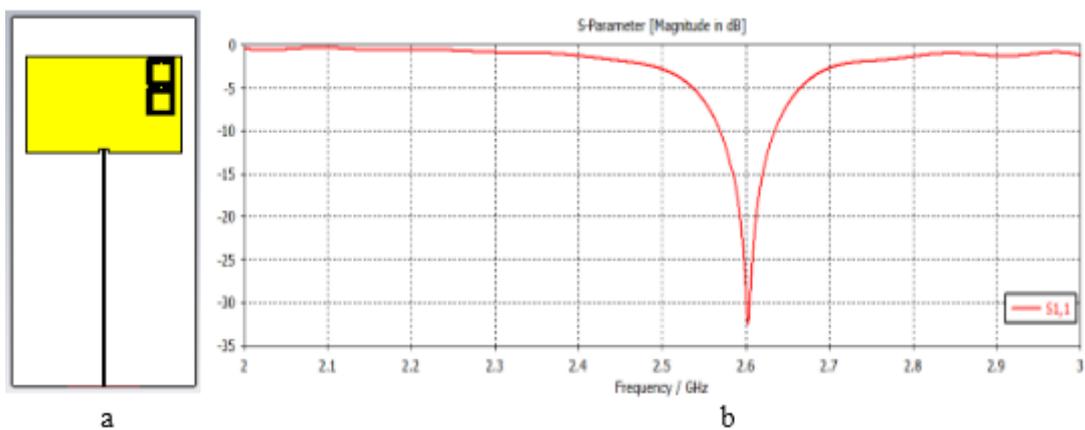


Figure (3.59) : 2 CSSR verticales en haut à droite à 3 anneaux avec ouvertures dans le même sens après adaptation.

Paramètres	Après adaptation	Avant adaptation		Après adaptation	
	2 CSRR haut droit vertical à 2 anneaux	2 CSRR haut droit vertical à 3 anneaux	2 CSRR haut droit vertical à 3 anneaux même sens	2 CSRR verticales en haut à droite à 3 anneaux	2 CSRR verticales en haut à droite à 3 anneaux dans le même sens
Fréquence de résonance (GHz)	2.59	2.486	2.487	2.599	2.602
Coefficient de réflexion (S_{11}) (dB)	-29.15	-18.29	-19.66	-25.06	-32.47
Gain (dB)	4.49	4.2	4.21	3.86	3.8
Directivité (dBi)	6.73	7.06	7.06	6.66	6.63
Bande passante (MHz)	76	60	61	68	67
Rendement (%)	2.93	2.41	2.45	2.61	2.57
Efficacité (%)	66.71	59.49	59.63	57.95	57.31
Taux de miniaturisation (%)	36.74	/	/	6.04	6.43

TABLEAU 13 : Comparaison entre antenne patch avec 2 CSRR haut droit vertical à 2 anneaux et antenne patch avec 2 CSRR haut droit vertical à 3 anneaux.

D'après les résultats représentés sur le tableau 13 et les figures nous remarquons une diminution de la bande passante ce qui induit à une régression du rendement et de l'efficacité de l'antenne. La bande passante passe de 76 MHz pour l'antenne patch à 2 CSRR à 2 anneaux à 67 MHz pour les 2 cas de l'antenne patch 2CSSR à 3 anneaux.

L'efficacité de l'antenne diminue, elle passe de 66.71% pour l'antenne à 2 CSRR à 2 anneaux à 57% pour les antennes à 2CSSR à 3 anneaux. Pour le taux de miniaturisation on constate une grande différence entre l'antenne à 2 et à 3 anneaux, ce dernier passe de 36.74% à environ 6%.

Dans ce cas on peut dire que l'augmentation du nombre de cellules CSRR gravées sur l'antenne patch ne réduit pas la taille du patch donc n'implique pas forcément une miniaturisation du patch.

III.7 CONCLUSION

Ce travail nous a permis d'apprendre à utiliser un outil de modélisation numérique en micro-ondes. Il a été possible d'effectuer la modélisation d'une antenne patch en utilisant un outil informatique spécialisé, dans ce cas l'outil est Microwave Studio (CST). Cette modélisation nous a permis d'étudier l'influence de divers paramètres sur le diagramme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.

Dans la première partie, nous avons présenté une antenne patch rectangulaire multicouches pour les applications WIMAX. L'antenne présente un comportement large bande en termes de bande passante et de coefficient de réflexion. Pour cette antenne la bande passante s'étale de 2.557GHz à 2.645GHz et présente une largeur de bande d'environ 0.88GHz (3.3%).

Dans la deuxième partie, les différentes structures présentées sont paramétrées pour avoir une réponse à la fréquence de résonance de 2.6 GHz. Tout d'abord nous avons présenté les résonateurs à activité magnétique RAF carré (SRR) et la RAF-C (CSRR), pour vérifier son fonctionnement a cette fréquence.

Les résultats de simulation de la cellule SRR et de la cellule complémentaire CSRR obtenus confirment l'obtention d'un comportement coupe bande autour de la fréquence de résonance de la cellule.

Dans la troisième partie, nous avons présenté de nouveaux modèles d'antenne basées sur l'association d'antennes patch aux résonateurs métamatériaux de type CSRR. De nouveaux modèles d'antenne ont été ensuite développés et validés expérimentalement sur le CST suivant une démarche méthodologique proposée. Ces modèles varient selon le nombre et la position des résonateurs CSRR que ce soit sur patch ou sur le plan de masse.

Nous avons ensuite confirmé que le choix de la position de la cellule par rapport à l'antenne, au plan de masse et en même temps sur le patch et le plan de masse est une condition primordiale afin d'optimiser le niveau du couplage et d'assurer l'effet métamatériaux souhaité. Les résultats de mesures et de simulations obtenus confirment l'obtention d'un comportement passe bande autour de la fréquence de résonance de 2.6 GHz de l'antenne et la cellule CSRR. La largeur de la bande passante varie de 83 MHz à 94 MHz avec un coefficient de réflexion qui varie entre de -25.7 dB et -37.8 dB, selon la position et le nombre de CSRR sur l'antenne.

En se basant sur le même concept, nous avons proposé une antenne avec CSRR capacité utilisant un nombre variable de cellules CSRR. Selon le même modèle d'antenne, nous avons développé une antenne passe bande basée sur l'association d'un patch et cellules CSRR capacité. Les résultats de simulation obtenus présentent un comportement passe bande avec une fréquence centrale inférieure à la fréquence de résonance de l'antenne et de la cellule CSRR qui est de 2.6 GHz.

Les résultats de simulation après modification de certains paramètres sont en concordance. L'antenne conçue et proposée présente un coefficient de réflexion S_{11} qui résonne à la fréquence 2.6 GHz. Par conséquent, elle peut être utilisée pour l'applications WIMAX.

Cependant, cette étude a été réalisée avec une charge CSRR dans différentes positions. Nous avons montré que l'introduction d'une charge CSRR présente des pertes sur la structure antennaire. La position et le nombre de cellules CSRR joue donc un rôle important dans la miniaturisation et le comportement de l'antenne résonnante.

Dans ce chapitre nous avons simulé une antenne patch puis nous avons attribué des cellules métamatériaux pour voir l'impact de ces dernières sur le comportement de l'antenne. Donc les métamatériaux permettent d'avoir des caractéristiques au-delà de la nature du comportement des antennes. Le but de ce travail est de faire la miniaturisation des antennes patch à l'aides des cellules CSRR (à 2 anneaux et à 3 anneaux) incrustées sur le patch ou sur le plan de masse ou

bien sur les deux faces en même temps. La technologie de miniaturisations des antennes permet de minimiser le cout et aussi le gain de l'espace de travail d'où gain des matériaux et des surfaces à utiliser.

CONCLUSION GENERALE

ET PERSPECTIVES

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique au cours des dernières années grâce à la forte demande de la population et de l'industrie. Parmi les applications de ce domaine qui ont attiré plus d'attentions- sont les antennes. Elles sont des éléments indispensables pour assurer une opération d'émission ou de réception des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace. Elles sont présentées dans tous les systèmes de communication sans fil.

L'objectif de ce travail est la conception d'une antenne patch de forme rectangulaire permettant d'émettre ou de recevoir à une seule fréquence 2.6 GHz. Ainsi que le travail de ce mémoire a consisté à explorer théoriquement les techniques de miniaturisation basées sur l'utilisation des métamatériaux. L'objectif principal était de proposer des structures d'antennes patch à base de métamatériaux répondant aux exigences de la miniaturisation. Pour analyser et étudier ces structures, on a eu recours au logiciel de simulation CST. Le comportement de notre antenne a été analysé par simulation en fonction de chaque paramètre de conception. L'étude expérimentale nous a permis d'observer en pratique les résultats obtenus, grâce au tracé du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence et le diagramme de rayonnement.

Une présentation panoramique sur les antennes en générale a été faite dans la première partie du premier chapitre, cependant, la deuxième partie a pour objectif de présenter la technologie WIMAX.

Ensuite, dans le deuxième chapitre, nous avons décrit de manière générale les matériaux composites artificiels que l'on appelle métamatériaux. En effet, nous avons présenté les étapes qui nous ont permis de réaliser les métamatériaux doublement négatif allant d'une étude théorique jusqu'à une réalisation pratique. Ces matériaux ont été réalisés à partir de

superposition d'un milieu à perméabilité négative et un milieu à permittivité négative, ce sont respectivement le résonateur en anneau fendu (SRR) et la tige métallique proposés par Pendry. Puis, nous avons cité quelques applications des métamatériaux, principalement leur application pour les antennes microbandes. Nous avons également exposé quelques exemples issus de la littérature des domaines d'applications des métamatériaux et de réalisation de métamatériaux accordables.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation de l'antenne patch rectangulaire proposées et simulée sous CST, ainsi que les résultats de simulation des paramètres effectifs des résonateurs SRR carré et CSRR carré. L'étude de ces résonateurs nous permet de choisir celui qui est le plus adapté dans le cadre d'une application donnée.

Dans ce chapitre, on a présenté aussi un ensemble de travaux de conception qui concernent de nouvelles structures d'antennes à base de métamatériaux (CSRR). Ensuite à travers de notre étude paramétrique, on a examiné l'effet de la position des cellule CSRR sur l'antenne et l'effet des paramètres géométriques de ces antennes sur leurs performances.

Les antennes proposées sont des antennes microbandes aux patches chargées par des structures à base de métamatériaux (CSRR), qui ont pour but de résonner à la fréquence choisie pour notre étude. Dans ce cas les cellules peuvent modifier la fréquence de résonance et même les paramètres géométriques du patch de la structure, ce qui mène à une nouvelle fréquence de résonance ou une nouvelle structure de l'antenne. Avec les propriétés extraordinaires des structures (CSRR), des améliorations et des miniaturisations se sont induites aux antennes à base de métamatériaux.

En générale, les résultats obtenus lors de ce mémoire ont apporté une contribution à la conception des antennes microbandes miniaturisées à base de métamatériaux. Ces structures sont adaptées pour être utilisées dans plusieurs applications tel que WiMAX, WLAN...etc. La comparaison de nos résultats de simulation, en termes de taille et de performances, par rapport

aux résultats publiés dans la littérature montre que les structures proposées contribuent à la réponse aux exigences des systèmes de communications modernes.

Il reste néanmoins d'autres fonctionnalités envisagées, qui n'ont pas eu le temps d'être développées, comme par exemple la possibilité de faire varier la bande passante de l'antenne de manière continue, autour d'une fréquence centrale, depuis une bande très étroite jusqu'à une bande ultra large. Si cette dernière est accordable, on obtient une antenne au comportement extrêmement flexible, parfaitement adaptée aux futures méthodes de communication.

Comme perspectives pour des travaux futurs, nous allons essayer d'appliquer les métamatériaux pour bien contrôler les caractéristiques de rayonnement de l'antenne patch rectangulaire telle que le gain, la directivité et le diagramme de rayonnement. D'autre part nous allons essayer de proposer un nouveau système de miniaturisation à base de métamatériaux.

Comme nous envisageons de concevoir d'autres types d'antennes planaires « patch » avec différents modèles de géométries en métamatériaux de cellules complémentaires CSRR, et aussi l'élargissement de la bande passante dans différentes fréquences de résonances pour viser différentes applications dans les domaines des télécommunications.

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIES

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 1

- [1] O. PICON et Coll. « Les antennes : Théorie, conception et application » Dunod, paris, 2009, ISBN978-2-10-054245-1, Page 386.
- [2] T. A. MILLIGAN, “Modern Antenna Design Second Edition” Edition WILEY INTERSCIENCE Second CHAPTER, Page 285
- [3] S. MOHAMED et S. ABDELALI et B. HALIMA, “ ETUDE D’UNE ANTENNE A ELEMENT IMPRIME « Le Patch » ” Projet IGA Marrakech 4eme année Ingénierie Télécom et Réseaux, Page 8
- [4] C.A. Balanis Analysis Design, Third Edition” ISBN 0-471-66782-X Copyright 2005 John Wiley & Sons, Inc. CH14 page 811
- [5] C.A. Balanis “Analysis Design, Third Edition” ISBN 0-471-66782-X Copyright 2005 John Wiley & Sons, Inc. CH14 page 811.
- [6] J. A. Stratton and L. J. Chu, “Steady state solutions of electromagnetic field problems. ii. Forced oscillations of a conducting sphere,” Journal of Applied Physics, vol. 12, pp. 236– 240, mar. 1941. 2
- [7] G. Brown and O. Woodward Jr, “Experimentally determined radiation characteristics of conical and triangular antennas,” RCA review, vol. 13, pp. 425–452, Dec. 1952. 2

WEBOGRAPHIE

- 1- A. Boyer, Cours de Canaux de Transmission Bruités, disponible en ligne sur http://lesia.insa-toulouse.fr/a_boyer/enseignements-alex.htm
- 2- file:///C:/Users/USER08022020/Desktop/cours_antennes_oct11_v4_5RT.pdf
- 3- <http://www.WiMAXworld.com> <http://www.WiMAX/fr.com/> www.WiMAXforum.org www.ieee802.org/16

- 4- <http://www.wimax.free.fr/> <http://www.supinfo-projects.com> <http://www.intel.com/>
- 5- <http://www.wimaxfr.com/> <http://www.csdptt.org/>
- 6- <http://www.zoneadsl.com/http://www.computers.com/> <http://www.commentcamarche.net/contents/wimax/> <http://www.wikipedia.org/wiki/wimax/> <http://www.jadetelecom.com/http://www.senegal-online.com/>
- 7- http://www.lesoleil.sn/file:///C:/Users/USER08022020/Desktop/WiMax%20_%20d%C3%A9finition,%20fonctionnement%20et%20applications%20possibles.html

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 2

- [1] V. G. Veselago, “The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of Epsilon and μ ,” Soviet Physics Uspekhi, vol. 10, no. 4, pp. 509–514, 1968.
- [2] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins & W.J. Stewart. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 47, no. 11, pages 2075–2084, 1999.
- [3] Shelby, D.R. Smith & S. Schultz. Experimental verification of a negative index of refraction. Science, vol. 292, no. 5514, pages 77–79, 2001.
- [4] D. Smith, D. Vier, N. Kroll, and S. Schultz, “Direct calculation of permeability and permittivity for a left-handed metamaterial,” Applied Physics Letters, vol. 77, p. 2246, 2000.
- [5] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, “Low frequency plasmons in thinwire structures,” Journal of Physics: Condensed Matter, vol. 10, pp. 4785–4809, 1998.
- [6] J. B. Pendry, “Negative refraction makes perfect lens”, Phys. Rev. Lett., vol. 85, pp. 3966-3969, 2000.
- [7] 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.

- [8] D. Smith, W. Padilla, D. Vier, S. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity", *Physical review letters*, vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, May 2000.
- [9] D. R. Smith and N. Kroll, "Negative refractive index in left-handed materials", *Physical Review Letters*, vol. 85, no. 14, pp. 2933–2936, 2000.
- [10] C. Caloz and T. Itoh, "Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip δH line", in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE, 2002*, vol. 2, pp. 412–415.
- [11] C. Caloz and T. Itoh, "Left-Handed Transmission Lines and Equivalent Metamaterials for Microwave and Millimeter-Wave Applications", in *32nd European Microwave Conference, 2002, 2002*, pp. 1–4.
- [12] 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.
- [13] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "Experimental verification of backward-wave radiation from a negative refractive index metamaterial," *Journal of Applied Physics*, vol. 92, no. 10, pp. 5930–5935, 2002.
- [14] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "A backward-wave antenna based on negative refractive index δC networks," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE, 2002*, vol. 4, pp. 340–343.
- [15] R. Shelby, D. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," *Science*, vol. 292, no. 5514, p. 77, 2001.
- [16] C. Parazzoli, R. Gregor, K. Li, B. Koltenbah, and E. Tanielian, "Experimental verification and simulation of negative index of refraction using Snell's law," *Physical Review Letters*, vol. 90, no. 10, p. 107401, 2003. Références Bibliographiques Page 134 sur 145

- [17] F. Zhang, S. Potet, J. Carbonell, E. Lheurette, O. Vanbésien, X. Zhao, and D. Lippens, “Negative-zero-positive refractive index in a prism-like omega-type metamaterial,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, pp. 2566–2573, 2008.
- [18] J. Pendry, “Negative refraction makes a perfect lens,” *Physical review letters*, vol. 85, no. 18, pp. 3966–9, Oct. 2000.
- [19] J. Pendry, D. Schurig, and D. Smith, “Controlling electromagnetic fields,” *Science*, vol. 312, no. 5781, p. 1780, 2006.
- [20] C. Caloz, A. Sanada, and T. Itoh, “A novel composite right-/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 3, pp. 980–992, 2004.
- [21] F. Eartin, J. Bonache, F. Falcone, E. Sorolla, and R. Emarqués, “Split ring resonator-based left-handed coplanar waveguide,” *Applied Physics Letters*, vol. 83, no. 22, p. 4652, 2003.
- [22] H. Wheeler, “Fundamental limitations of small antennas,” *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484, 1947.
- [23] Mélusine Pigeon, « Etude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base des métamatériaux Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature », thèse doctorat de l'Université de TOULOUSE, 28 novembre 2011.
- [24] S.N. Burokur. Mise en oeuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes. PhD thesis, Université de Nantes, 2005.

BIBLIOGRAPHIQUE CHAPITRE 3

- [1] A. Kamil, "Conception d'une antenne patch ultra-large bande (3.1 GHz-10.6 GHz)", grade du Maitreès sciences (M.Sc), Université du Québec,- 2011-.
- [2] BENDAHMANE Zhor, PFE Master, Centre Universitaire BLHADJ Bouchaib d'Ain Témouchent – 2015-

- [3] Tie Jun Cui, David R. Smith, Ruopeng Liu, "Metamaterials Theory, Design, and Application", Springer Science+Business Media, LLC 2010
- [4] Shah Nawaz BUROKUR, « Mise En Œuvre De Métamatériaux En Vue D'application Aux Circuits Microondes Et Aux Antennes », Thèse De Doctorat, Le 25 Novembre 2005, Université De Nantes, Ecole doctorale, sciences et technologies de l'information et des matériaux
- [5] E. N. Economou, Th. Koschny and C. M. Soukoulis, "Strong diamagnetic response in split-ring-resonator metamaterials: Numerical study and two-loop model", Physical Review B 77, 092401 (2008)
- [6] A. Ahmed and M. A. Alsunaidi, "Design of Wide-Band Metamaterials Based on the Split Ring", NATO ARW & META'08, Marrakesh - Morocco, 7-10 May 2008
- [7] Tahar BOUGOUTAIA « Analyse et conception des antenne microstrip a base de métamatériaux », Msila – Algérie, 24/05/2018.
- [8] OUKEBDANE Mohamed et BELKACEM Mohamed « Etude des antennes ULB à bande de rejection en utilisant le résonateur en anneau fendu et son complémentaire » Tlemcen - Algérie, 22 Juin 2017.