

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 AbouBekr Belkaïd- Tlemcen – Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : Télécommunication

Spécialité : Réseau et télécommunication

Par : BENZAOUZ Moussa Feth Allah et BOUTBICI Mohammed Riad

Miniaturisation d'un réseau d'antennes pour les applications IoT

Soutenu publiquement, le 20/06/2022, devant le jury composé de :

Mr. A.BOUACHA	Pr Univ.Tlemcen	Président
Mme. F.Z.GOURARI	MCB Univ.Tlemcen	Examinatrice
Mme. F.BOUSALAH	MCA Univ.Tlemcen	Encadrante
Mr. A.M.RABAH	MRA CDS. Oran	Co-encadreur

Remerciements

Ce travail a été effectué au Laboratoire de Télécommunications, Département de Télécommunications (TTL) de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaïd -TLEMCEN-.

Cette recherche a été réalisée grâce au soutien et à l'encouragement de plusieurs personnes qui ont contribué chacune à leur façon, à l'atteinte de l'objectif que constitue la conception de ce mémoire.

Nous tenons à leurs adresser un très grand merci. Avant tout, nos remerciements, en premier lieu, à Allah qui nous a donné la foi, le courage durant ces longues années d'études et la patience de parvenir à finir ce modeste travail.

Nous tenons à remercier particulièrement nos parents ; nos succès sont le fruit de leurs longues années de sacrifices et de patience.

Nous voudrions exprimer par ce modeste travail, notre gratitude, notre reconnaissance, et nos grands remerciements à notre encadrante, M^{me} BOUSALAH Fayza, Maitre de conférences à l'Université Abou Bekr-Belkaid - TLEMCEN, pour nous avoir proposé ce sujet et pour nous avoir fait bénéficier de ses compétences scientifiques et aussi pour sa disponibilité , et aussi Mr RABAH Amine en tant que Co-encadreur qui s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire.

Nous remercions tout particulièrement les membres de jury qui ont accepté d'évaluer et juger notre travail.

Enfin, nous ne voudrions pas oublier de remercier toute personne qui nous a aidés de loin ou de près à réaliser ce travail.

Merci...

Dédicace

Je dédie ce travail en premier lieu à mes chers parents, qui je ne remercierai jamais assez pour tous ce qu'ils ont faits pour moi et sans eux je ne serai pas arrivé là où j'en suis aujourd'hui.

Mon frère, ma sœur et son mari.

Mon binôme Moussa, avec qui j'ai partagé de merveilleux moments. A tous mes amis, tous ceux qui m'ont soutenu.

Riad

Dédicace

Je dédie ce travail avant tout à mes chers parents, je ne serai jamais reconnaissant de ce qu'ils ont fait pour moi, sans eux je ne serais pas là où je suis aujourd'hui. A toute ma famille.

Mon binôme Riad avec qui j'ai partagé de merveilleux moments.

A tous mes amis.

Moussa

Résumé

Au fil du temps, on a intégré les ordinateurs dans différents objets de notre vie quotidienne. De plus, avec le Web, ces objets peuvent se connecter et communiquer entre eux. Grâce à cette émergence du Web, les machines liées à l'Internet sont conçues pour exécuter, puis penser, et aujourd'hui, elles apprennent à percevoir, sentir et réagir. C'est dans ce contexte que nous orientons notre recherche sur le concept de lier les objets à l'Internet, connu de nos jours comme « Internet of Things » (IoT).

Notre objectif est de concevoir, d'optimiser un réseau d'antennes planaires qui fonctionne autour d'une résonance de 5.8GHz avec un gain élevé pour des applications IoT.

Mots-clés : Silicone, Antenne planaire, Wifi, GSM, CST MWS, Matlab, directivité, diagramme de rayonnement.

Abstract

Over time, we have integrated computers into different objects of our daily lives. Moreover, with the Web, these objects can connect and communicate with each other. Thanks to this emergence of the Web, the machines linked to the Internet are designed to perform, then to think, and today they are learning to perceive, feel and react. It is in this context that we focus our research on the concept of linking objects to the Internet, known today as the “Internet of Things” (IoT). Our goal is to design and optimize a planar antenna array that operates around a 5.8GHz resonance with high gain for IoT applications.

Keywords: Silicone, Planar antenna, Wifi, GSM, CST MWS, Matlab, directivity, radiation diagram.

ملخص

بمرور الوقت، قمنا بدمج أجهزة الكمبيوتر في أشياء مختلفة من حياتنا اليومية، علاوة على ذلك، مع الويب، يمكن لهذه الكائنات الاتصال والتواصل مع بعضها البعض. بفضل هذا الظهور للويب، تم تصميم الأجهزة المتصلة بالإنترنت للتنفيذ ثم التفكير، وهي اليوم تتعلم الإدراك والشعور والرد. في هذا السياق نركز بحثنا على مفهوم ربط الأشياء بالإنترنت، والمعروف اليوم باسم "إنترنت الأشياء. (IoT) "

يتمثل هدفنا في تصميم شبكة من الهوائيات العالمية تعمل على تردد 5.8 جيجاهرتز مع توفير كبير في تطبيقات IoT.

الكلمات الدالة: سيليكون، هوائي بلانار، واي فاي، GSM، CST MWS، ماتلاب، الاتجاهية، نمط الإشعاع.

Table de matière

Remerciements	2
Résumé	5
Liste des figures	12
Liste des tableaux	16
Liste des abréviations	17
Introduction générale	18
Chapitre I : Réseaux d’antennes et leurs applications dans le domaine des IOT.....	20
I.1 L’INTERNET DES OBJETS (INTERNET OF THINGS-IOT).....	21
I.1.1 Introduction.....	21
I.1.2 Définition	21
I.1.3 Architecture de l’internet des objets.....	22
I.1.3.1 Architectures à trois couches.....	22
I.1.3.2 Architecture à cinq couches.....	23
I.1.4 Les avantages et les enjeux de l’internet des objets	24
I.1.4.1 Les avantages.....	24
I.1.4.2 Les enjeux.....	24
I.1.5 Les applications de l’internet des objets	24
I.2 DEFINITION D’UNE ANTENNE IMPRIMEE	25
I.3 HISTORIQUE DES ANTENNES IMPRIMEES	27
I.4 LES CARACTERISTIQUES DES ANTENNES IMPRIMEES	27
I.4.1 Caractéristique d’adaptation.....	27
I.4.1.1 Coefficient de réflexion.....	27
I.4.1.2 L’impédance d’entrée	27
I.4.1.3 La bande passante	28
I.4.2 Caractéristiques de rayonnement.....	28

I.4.2.1	Le diagramme de rayonnement	28
I.4.2.2	Le gain.....	29
I.4.2.3	Le rendement	29
I.4.2.4	Rapport d'onde Stationnaire « ROS ».....	29
I.5	AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES ANTENNES IMPRIMEES	29
I.6	DOMAINE D'APPLICATION DES ANTENNES IMPRIMEES	30
I.7	ALIMENTATION DES ANTENNES PLAQUEES	30
I.7.1	Alimentation par fente	30
I.7.2	Alimentation par couplage à proximité	31
I.7.3	Alimentation de la sonde coaxiale.....	32
I.7.4	Alimentation par la ligne de transmission micro ruban.....	32
I.8	TECHNIQUE D'ADAPTATION DES ANTENNES IMPRIMEES.....	33
I.8.1	Adaptation par ligne quart d'onde.....	33
I.8.2	Adaptation par stub.....	33
I.8.3	Adaptation avec encoche	34
I.9	METHODES D'ANALYSE.....	34
I.9.1	Méthode analytique	34
I.9.2	Méthodes numériques exactes.....	34
I.10	Paramètres géométriques de l'antenne « PATCH ».....	35
I.11	ASSOCIATION D'ANTENNES EN RESEAUX	36
I.11.1	Type des réseaux d'antennes.....	36
I.11.1.1	Réseaux linéaires d'antennes.....	36
I.11.1.2	Réseaux circulaires	37
I.11.1.3	Réseau planaire.....	38
I.11.2	Techniques d'alimentation d'un réseau d'antennes imprimées	38
I.11.2.1	Alimentation en série	38
I.11.2.2	Alimentation parallèle.....	39

I.11.3 Domaines d'applications des réseaux d'antennes	39
I.12 CONCLUSION	39
REFERENECEES BIBLIOGRAPHIQUES	40
Chapitre II : Les métamatériaux.....	43
II.1 INTRODUCTION	44
II.2 HISTORIQUE	44
II.3 DEFINITION DES METAMATERIAUX.....	45
II.4 CLASSIFICATION DES METAMATERIAUX	45
II.4.1 Matériaux à permittivité négative ENG.....	47
II.4.2 Métamatériaux a perméabilité négative « MNG ».....	49
II.4.3 Matériaux à doublement négatif DNG	52
II.5 APPLICATION DES METAMATERIAUX	53
II.5.1 Techniques de camouflage.....	53
II.5.2 Cape d'invisibilité	53
II.5.3 Super lentille	54
II.5.4 Miniaturisation	55
II.5.5 Sélectivité.....	56
II.6 CONCLUSION.....	57
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	58
Chapitre III : Résultats et simulation.....	60
III.1 INTRODUCTION	61
III.1.1 Présentation du logiciel Microwave Studio de CST	61
III.2 CAHIER DES CHARGES.....	61
III.2.1 Calculs théoriques des dimensions de l'antenne patch rectangulaire	62
III.3 RESULTATS DE CONCEPTION ET DE SIMULATION DE L'ANTENNE PATCH	63
III.3.1 Conception d'une antenne patch rectangulaire initiale.....	63

III.3.2 Conception de l'antenne patch rectangulaire avec encoches.....	65
III.3.3 Conception de l'antenne patch avec une nouvelle structure	69
III.4 CONCEPTION ET SIMULATION DES CELLULES SRR ET CSRR	74
III.4.1 Conception et simulation de la cellule SRR ou RAF à 2 anneaux	74
III.4.2 Conception et simulation de la cellule CSRR.....	75
III.4.3 Conception et simulation d'une antenne patch associée aux cellules CSRR avant l'adaptation	77
III.4.4 Conception et simulation d'une antenne patch associée à une cellule CSRR avec optimisation.....	78
III.5 MISE EN PLACE D'UN RESEAU D'ANTENNES POUR LA FREQUENCE 5.8GHZ	80
III.5.1 Réseau d'antennes à 2 éléments.....	80
III.5.2 RESEAU D'ANTENNES A 4 ELEMENTS.....	85
III.6 MISE EN PLACE D'UN RESEAU D'ANTENNES A BASE METAMATERIAUX.....	90
III.6.1 Réseau d'antennes à deux éléments	90
III.6.2 Réseau d'antennes à 4 éléments.....	93
III.7 COMPARAISON DES RESULTATS	95
III.8 RESULTATS EXPERIMENTAUX :.....	96
III.8.1 Réseau d'antennes (2× 1)	96
III.8.2 Mesure de coefficient de réflexion et rapport d'onde stationnaire	97
III.9 CONCLUSION	98
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	99
CONCLUSION GENERALE	100

Liste des figures

Chapitre I : RESEAUX D'ANTENNES ET LEURS APPLICATIONS DANS LE DOMAINE DES IOT

Figure I.1 : architecture de l'IoT à trois couches.

Figure I.2 : Architecture de l'IoT à cinq couches [I.6].

Figure I.3 : Application de l'IOT dans la circulation routière [I.19].

Figure I.4 : antenne micro ruban.

Figure I.5 : Diverses formes d'éléments rayonnants dans une antenne patch [I.13].

Figure I.6 : Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne.

Figure I.7 : alimentation par couplage d'ouverture.

Figure I.8 : Alimentation par couplage à proximité.

Figure I.9: Alimentation par sonde coaxiale

Figure I.10 : alimentation par ligne micro ruban.

Figure I.11: Adaptation par stub.

Figure I.12 : les dimensionnes d'une antenne patch de forme rectangulaire.

Figure I.13 : Architecture d'un réseau linéaire [I.33- I.34]

Figure I.14 : Architecture d'un réseau circulaire.

Chapitre II : Les métamatériaux.

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

Figure II.2 : Diagramme de la permittivité(ϵ), de la perméabilité(μ) et de l'indice de réfraction(n).

Figure II.3 : Structure fils fins présentant ϵ négative/ μ positive quand $E // z$.

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

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

Figure II.6 : Variation de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la conductivité σ 0, 1, 2.

Figure II.7 : Résonateur en anneau fendu (Split Ring Resonator (SRR)).

Figure II.8 : Réseau de SRR avec perméabilité magnétique effective négative.

Figure II.9 : (a) Premier Prototype Métamatériaux proposé par l'équipe du D.R. Smith :(b) prototype amélioré

Figure II.10 : (a) Premier milieu main gauche réalisé. (b) milieu 2D réalisé par Shelby

Figure II.11 : La cape d'invisibilité de J.Pendry.

Figure II.12 :(a) Focalisation avec une lentille ordinaire. (b) Focalisation avec une super lentille.

Figure II.13 : Photo d'une antenne patch miniaturisée grâce à une couche de métamatériaux à la perméabilité améliorée.

Figure II.14 : Couche d'absorbant par Haoet al. à base de métamatériau métallique, fonctionnant dans l'infrarouge.

Figure II.15 : Métamatériaux plan ayant une grande sensibilité en fréquence au THz, permettant de concevoir un capteur performant dans le visible. En jouant sur la position de la fente centrale, on brise la symétrie de résonance qui devient plus fins (à droite)

Chapitre III : Résultats et discussions.

Figure III.1 : Antenne patch initiale (a)FR4 (b) Silicone.

Figure III.2 : Coefficient S11 de l'antenne patch avec encoches en fonction de la fréquence(Rouge) FR4 (Vert) Silicone.

Figure III.3 : Antenne imprimée avec encoches (a) FR4 (b) Silicone.

Figure III.4 : Coefficient S11 de l'antenne patch avec encoches en fonction de la fréquence(1) FR4 (2) Silicone.

Figure III.5 : rapport d'ondes stationnaire (1) FR4 (2) Silicone.

Figure III.6 : le gain d'antenne (a) FR4 (b) Silicone.

Figure III.7: Diagramme de rayonnement en 3D.

Figure III.8 : Diagramme de rayonnement en présentation polaire

Figure III.9: Antenne patch avec une nouvelle structure (a)FR4 (b)Silicone

Figure III.10 : Coefficient S11 de l'antenne en fonction de la fréquence (1) FR4 (2) silicone.

Figure III.11 : le rapport d'ondes stationnaire pour la nouvelle structure (1) FR4 (2) Silicone.

Figure III.12 : le gain d'antenne

Figure III.13 : Diagramme de rayonnement du gain en 3d.

Figure III.14 : Diagramme de rayonnement en présentation polaire (a) FR4 (b) Silicone.

Figure III.15: Représentation d'une unité d'une cellule RAF carré (SRR).

Figure III.16: Coefficients de transmission et de réflexion de la cellule SRR

Figure III.17: Représentation d'un résonateur complémentaire en anneau fendu (CSRR) carré

Figure III.18: A: Représentation des paramètres (S)
B : Coefficient de réflexion (S_{11}) en dB.
C : Coefficient de transmission (S_{21}) en dB.

Figure III.19: Coefficients de réflexion des différentes antennes avant adaptation.

Figure III.20: Différentes antennes et position des cellules CSRR avant adaptation.

Figure III.21 : 2CSRR insérée sur le patch après l'optimisation

Figure III.22: Coefficient de réflexion (S_{11}) en dB.

Figure III.23: Diagramme de rayonnement en 3D

Figure III.24: Structure de jonction de la division reliée avec 2 éléments.

Figure III.25: Coefficient de réflexion (1) FR4 (2) Silicone.

Figure III.26 : Rapport d'ondes stationnaire VWSR (1) FR4 (2) Silicone.

Figure III.27: Gain (a) FR4 (b) Silicone.

Figure III.28 : Diagramme de rayonnement en 3d (a) FR4 (b) Silicone.

Figure III.29 : Diagramme de rayonnement en présentation polaire (a) FR4 (b) Silicone.

Figure III.30: Réseau d'antenne à 4 éléments proposé.

Figure III.31 : Coefficient de réflexion (1) FR4 (2) Silicone.

Figure III.32 : le VSWR en fonction de la fréquence (a) FR4 (b) Silicone.

Figure III.33 : le gain (a)FR4 (b)Silicone.

Figure III.34 : Diagramme de rayonnement du gain en 3d (a)FR4 (b)Silicone.

Figure III.35 : Diagramme de rayonnement en présentation polaire (a) FR4 (b) Silicone.

Figure III.36 : Réseau d'antennes à 2 éléments FR4 avec 2 CSRR

Figure III.37 : Coefficient de réflexion

Figure III.38 : Rapport d'ondes stationnaire.

Figure III.39 : Le gain

Figure III.40 : Diagramme de rayonnement en 3d et en présentation polaire.

Figure III.41 : Réseau d'antennes à 4 éléments FR4 avec 2 CSRR

Figure III.42 : Coefficient de réflexion.

Figure III.43: Rapport d'ondes stationnaire en fonction de la fréquence.

Figure III.44 : le gain.

Figure III.45 : Diagramme de rayonnement en 3d et en présentation polaire.

Figure III.46: réseaux d'antenne (2×1) à réaliser (face supérieure et inférieur)

Figure III.47: Réseau FR4 (2×1) test

Figure III.48: Comparaison de coefficient de réflexion simulé et mesuré réseaux d'antenne (2×1)

Figure III.49: Comparaison de VSWR simulé et mesuré réseaux d'antenne (2×1)

Liste des tableaux

Tableau III.1 : Dimensions des paramètres de l'antenne patch.

Tableau III.2 : Résultats de simulation de l'antenne imprimée initiale.

Tableau III.3 : Résultats de simulations avant adaptation.

Tableau III.4 : Résultats de simulations après adaptation.

Tableau III.5 : Dimension du réseau d'antenne à 2 éléments.

Tableau III.6 : Dimensions du réseau d'antenne à 4 éléments.

Tableau III.7 : tableau récapitulatif.

Liste des abréviations

CST (MWS) : Computer Science Technology MICROWAVE STUDIO.

VSWR : Voltage Standing Wave Ratio

IoT : Internet of Things

IEEE : Institut des ingénieurs électriciens et électroniciens

LAN : Local Area Network

RFID : Radio Frequency Identification

NFC : Near Field Communication

MNG : Perméabilité Négative

MMG : Matériaux Main Gauche « LHM »

ENG : Permittivité Négative

RAF : Résonateur en Anneau Fendu

SRR : Split Ring Resonator (SRR)

DNG : Doublement Negative

CSRR : Complementary Split Ring Resonator

FDTD : Finite Difference Time Domain

MOM : Method of Moments.

Introduction générale

Le développement continu du domaine des technologies de l'information a favorisé l'intégration d'une variété d'appareils domestiques sophistiqués. Ces appareils communiquent entre eux pour aider les utilisateurs dans des situations spécifiques et selon leurs besoins, tels que la sécurité, le confort et même la santé. Ces dispositifs forment un environnement de connexion d'objets dans lequel l'environnement est placé et mis en œuvre par un système d'objets connectés appelé l'Internet des Objets (Internet des objets).

Notre travail consiste en une étude approfondie des antennes imprimées placées sur un substrat. Nous avons travaillé avec 2 types de substrat qui sont FR4 et Silicone et qui fonctionnent à une fréquence de résonance de 5.8 GHz ; cette fréquence est dédiée pour les applications IoT et est ensuite placée dans le réseau d'antennes à 2 et à 4 éléments pour une adaptation du Coefficient S11, et l'augmentation du gain de l'antenne imprimée.

Ce travail, débuté en Février 2022, s'inscrit dans le cadre d'une continuité de la recherche sur les antennes imprimées. Notre objectif consiste à concevoir un réseau d'antennes travaillant dans la bande de fréquences de 5.8 GHz pour les applications IoT. Pour ce faire, nous nous basons sur la théorie des antennes afin de déterminer les paramètres géométriques de notre antenne proposée, et nous utilisons le logiciel CST MICROWAVE STUDIO (Computer Science Technology) comme outil de simulation.

Ce travail est composé de 3 chapitres :

Le premier chapitre présente une étude détaillée sur les antennes imprimées, et le principe de fonctionnement, la conception et les caractéristiques de l'antenne, ainsi les réseaux d'antennes et leurs applications dans le domaine des IoT.

Le second chapitre constitue un état de l'art des structures à base des métamatériaux. Nous présentons en premier lieu l'historique des métamatériaux, ensuite leurs définitions et classifications où nous présentons plus précisément leurs paramètres constitutifs, tels que la perméabilité et la permittivité négatives. Pour clôturer ce chapitre, nous explorons quelques applications des métamatériaux.

Dans le troisième chapitre, les étapes à suivre pour concevoir un réseau d'antennes patch à l'aide des outils logiciels CST Microwave Studio sont fournies. Ensuite, les résultats de simulations sont illustrés avec des interprétations.

Enfin, nous clôturons ce mémoire par une conclusion générale.

Chapitre I : Réseaux d'antennes et leurs applications dans le domaine des IOT

I.1 L'INTERNET DES OBJETS (INTERNET OF THINGS-IOT)

I.1.1 Introduction

Internet en général et le web en particulier n'ont cessé d'évoluer : du web des informations au web des objets² individualisés, via divers objets connectés grâce à la miniaturisation et le développement technologique, qui permet un double aspect : être connecté et communicant en permanence sans contrainte pour l'espace et le temps afin de répondre aux exigences et aux besoins de l'utilisateur au niveau des services, de la communication et de l'information [I.1] [I.2]. Internet se transforme progressivement en un Hyper réseau, comme un réseau formé par des multitudes de connexions entre des Artefacts (physiques, documentaires), des acteurs (biologiques, algorithmiques), des écritures et des concepts (linked data, metadata, ontologies, folksonomie), appelé « Internet of Things (IoT) Internet des objets (IdO) », connectant des milliards d'êtres humains mais aussi des milliards d'objets. Il devient l'outil le plus puissant jamais inventé par l'homme pour créer, modifier et partager les informations. Cette transformation montre l'évolution du réseau d'internet : d'un réseau de calculateurs vers un réseau d'ordinateurs personnels, puis vers un réseau nomade intégrant les technologies des communications [I.3]. Les développements des technologies Machine-to-Machine (M2M) pour le contrôle de machine à distance et aussi l'apparition dans l'année 2000 d'IP (Internet Protocole) sur les réseaux mobiles cellulaires ont accéléré l'évolution de M2M vers l'IdO [I.4].

I.1.2 Définition

Internet des objets (IdO) ne fait pas encore consensus sur sa définition, qui s'explique par la jeunesse de ce concept en pleine mutation. Il existe autant de définitions qu'il y a d'entités impliquées dans la réflexion, le développement ou la normalisation de ce nouveau paradigme. Groupe de travail de l'Initiative de normalisation mondiale de l'Internet des objets (IoT-GSI), Dirigé par l'Union internationale des télécommunications (UIT), l'IdO est Une infrastructure mondiale pour la société de l'information "permet" Fournir des services avancés en interconnectant des objets (physiques et virtuels) grâce à Interopérabilité des technologies de l'information et de la communication existantes ou évolution.

De son côté, l'IEEE définit l'IoT comme un « réseau d'éléments chacun muni de capteurs qui sont connectés à Internet ».

L'IoT-GSI définit également un objet connecté comme un équipement possédant les sept attributs suivants : [I.5].

- ✓ Capteurs.

- ✓ Connectivité à Internet.
- ✓ Processeurs.
- ✓ Efficacité énergétique.
- ✓ Coût optimisé.
- ✓ Fiabilité.
- ✓ Sécurité.

I.1.3 Architecture de l'internet des objets

Il n'y a pas une unique architecture pour l'IoT qui est reconnu au niveau international, plusieurs architectures ont été proposées par différents chercheurs.

I.1.3.1 Architectures à trois couches

L'architecture la plus basique est une architecture à trois niveaux, telle que La figure I.1 s'affiche. Il a été introduit au début des recherches dans ce domaine. Elle comporte trois couches, à savoir la couche perception, la couche réseau et la couche application [I.6].

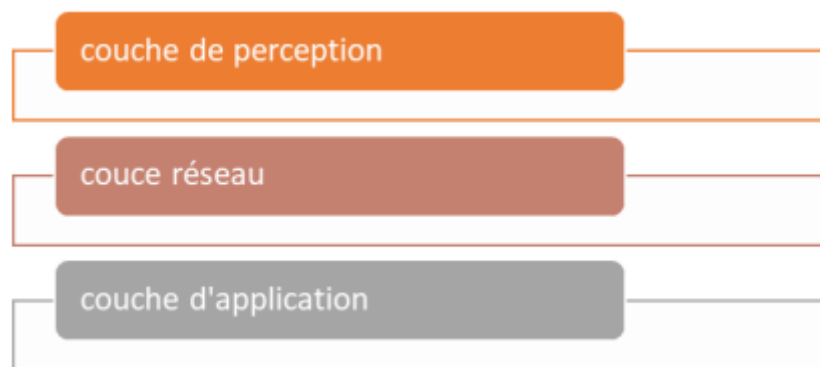


Figure I.1 : architecture de l'IoT à trois couches.

- **Couche de perception** : il s'agit de la couche physique, qui dispose de capteurs pour Détecter et collecter des informations sur l'environnement. Il détecte certains Paramètres physiques, qui identifient d'autres objets intelligents dans l'environnement [I.6].
- **Couche réseau** : cette couche est responsable de la connexion aux autres objets Ordinateurs, équipements réseau et serveurs. Ses caractéristiques uniques sont également utiliser pour la transmission et le traitement des données des capteurs [I.6].
- **Couche application** : cette couche est chargée de fournir des services applications spécifiques à l'utilisateur. Elle définit diverses applications dans lesquelles l'IoT peut être déployé, comme la maison intelligente, ville intelligente et santé intelligente [I.6].

I.1.3.2 Architecture à cinq couches

L'architecture à trois niveaux définit l'idée principale de l'IoT, mais La recherche sur l'IoT ne suffit pas car la recherche Généralement axé sur les aspects les plus fins de l'IoT. Donc, nous proposons des architectures plus en couches dans la littérature. Ce le premier est l'architecture à cinq niveaux, qui comprend également transformation et commerce. Les cinq couches sont la couche de perception, la couche de transport, Traitements, applications et affaires. Le rôle de la couche de la perception et d'application est le même que l'architecture à trois niveaux. Nous décrivons la fonction des trois autres couches [I.6].

- **Couche de transport** : cette couche transporte les données des capteurs de la couche de base vers Grâce à la couche de traitement sensible au réseau telle que le sans fil et vice versa, 3G, LAN, Bluetooth, RFID et NFC [I.6].
- **Couche de traitement** : cette couche est également appelée couche de middleware. Il stocke, analyse et traite de grandes quantités de données de la couche de transport. Il peut gérer et fournir des collections diverses servir les couches inférieures. Il utilise de nombreuses techniques telles que Modules de base de données, de cloud computing et de traitement de données volumineuses [I.6].
- **Couche d'affaires** : cette couche gère l'ensemble du système IoT, y compris Inclut les applications, les modèles commerciaux et de monétisation, ainsi que la confidentialité des utilisateurs. Les niveaux opérationnels ne sont pas couverts dans ce document. Par conséquent, nous n'en discutons pas d'avantage [I.6].

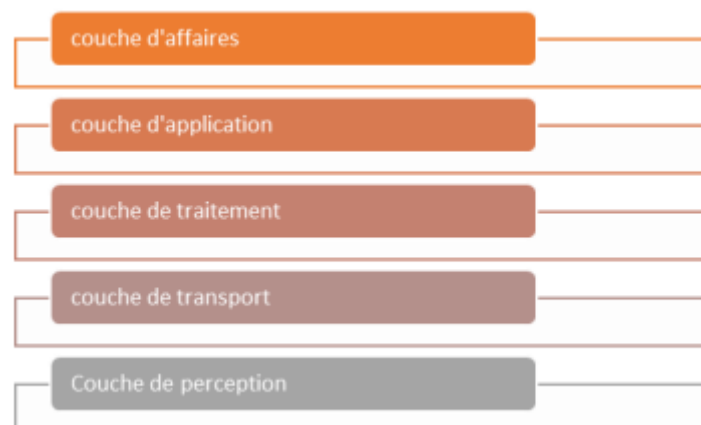


Figure I.2 : Architecture de l'IoT à cinq couches [I.6].

I.1.4 Les avantages et les enjeux de l'internet des objets

I.1.4.1 Les avantages

- Améliorer les services traditionnels généraux comme le transport et les parkings.
- La surveillance médicale des patients.
- La surveillance et maintenance des lieux publics.
- Suivi le Rapport de la validité des instructions pour le travail.
- Réduire le temps perdu dans les transactions administratives dans la ville.
- L'organisation et l'amélioration de qualité d'Airlines.
- Economiser la consommation de l'énergie dans la ville.
- L'éclairage intelligent pour la ville, etc [I.7].

I.1.4.2 Les enjeux

- Les objets connectés sont coûteux.
- La sécurité et la protection de la vie privée des utilisateurs.

I.1.5 Les applications de l'internet des objets

Il existe plusieurs applications pour l'IoT qui peuvent être utilisées dans quasiment tous les domaines que nous affrontons au quotidien. Nous allons énumérer quelques types d'applications à titre d'exemples [I.8]:

1/ Le réveil se déclenchera plus tôt que prévu en raison d'une circulation importante. Après récupération de données sur Google maps, puis le réveil peut tout analyser informations sur le parcours quotidien de l'utilisateur.

2/ Les plantes avertissent lorsque le système d'irrigation démarre car Leur Rapport d'humidité est trop faible : des capteurs analysent divers facteurs Environnement (température, humidité, etc.)

3/ Les baskets apportent du temps, de la distance et de la performance qui les porte, qui peuvent ensuite être comparées indépendamment entre athlètes leur emplacement. Les capteurs enregistrent les données pour la communication utilisateur. Tout récemment, des baskets avec des puces intégrées ont montré Participation et performance des athlètes.

4/ Suivi et soins médicaux (soins de santé) pour faire face au surpoids, permet de détecter des anomalies physiques (fièvre, hypertension artérielle, Rythme cardiaque trop lent ou trop élevé, etc.) On utilise le capteur approprié pour envoyer des alertes aux professionnels

de santé lorsqu'un certain seuil est dépassé. Nous pourrions même savoir si la personne qui le porte est tombée et ne peut pas se relever. Augmenter. [I.6]

5/ Administration : Surveiller l'état des équipements pour prolonger leur durée de vie, tels que les équipements aussi complexe qu'un moteur d'avion, avec de multiples capteurs qui envoient dans le temps Flux de données volumineux, jusqu'à plusieurs téraoctets par jour.

6/ Economiser et gérer l'éclairage public en réduisant les lumières ou en lorsque personne ne traverse la rue, leur luminosité diminue Utilisé comme détecteur de mouvement.

7/ Equiper les voitures de systèmes de détection d'obstacles, parking automatique, mises à jour de la météo, du trafic routier ou des recherches de localisation pour parking, il économise de l'énergie (carburant) et élimine les embouteillages.

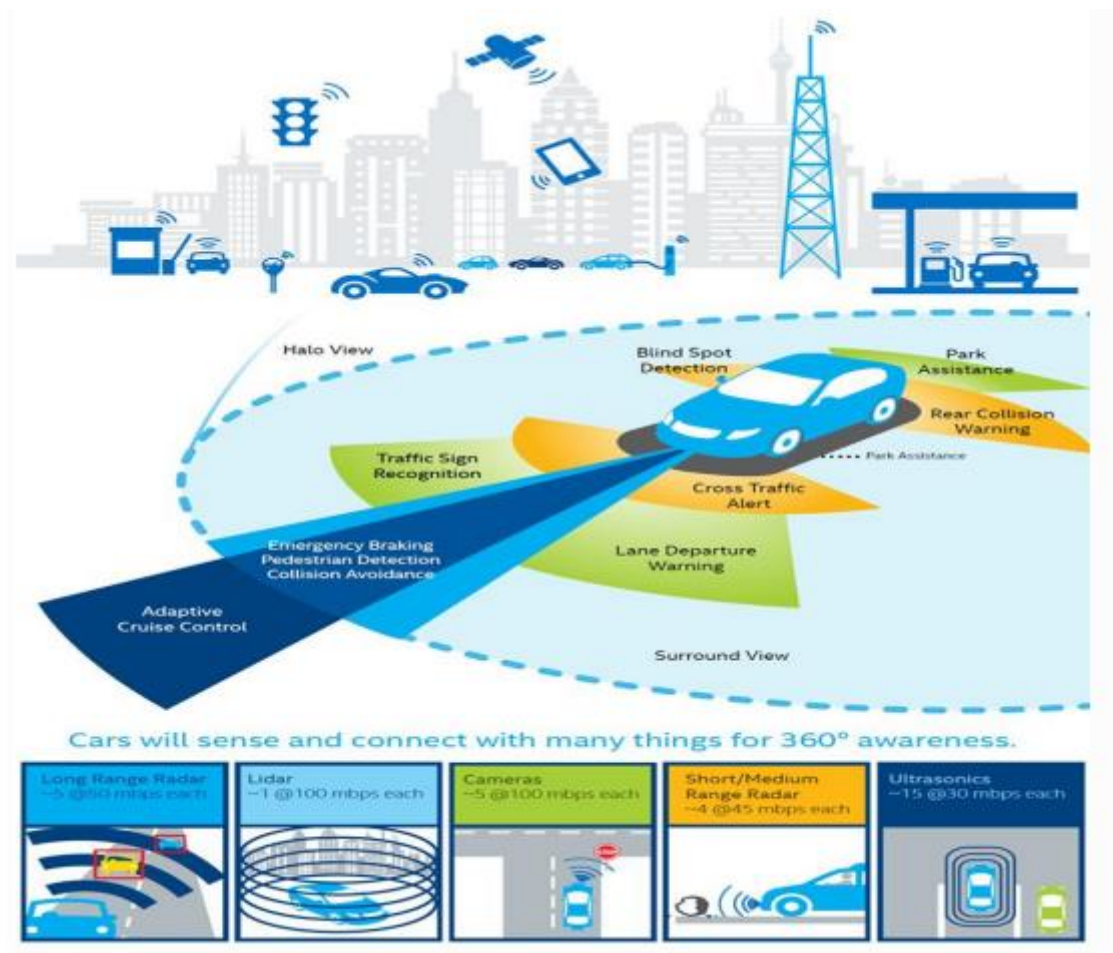


Figure I.3 : Application de l'IOT dans la circulation routière [I.9]

I.2 DEFINITION D'UNE ANTENNE IMPRIMEE

Une antenne imprimée, également appelée antenne patch, est un transducteur qui convertit les signaux électriques d'une ligne de transmission en ondes électromagnétiques se

propageant dans l'espace libre pendant la transmission. Le fonctionnement inverse se produit lors de la réception, ce qui représente le principe général des antennes [I.10].

Dans sa configuration de base, l'antenne imprimée est constituée d'un plan de masse métallique conducteur qui recouvre totalement ou partiellement la partie inférieure du substrat diélectrique (Figure I.4).

Une ou plusieurs couches de substrats peuvent être utilisées qui peuvent avoir une permittivité relative, une épaisseur h et une tangente de perte $\tan \delta$ identiques ou différentes. Il est préférable d'utiliser des matériaux à faible constante diélectrique ($\epsilon_r < 3$) pour éviter les pertes diélectriques qui dégradent les performances de l'antenne [I.11].

En partie haute on retrouve un élément rayonnant dont le volume et la forme dépendent de l'application. La taille de cet élément détermine la fréquence de résonance de l'antenne. Les rectangles et les cercles sont les formes les plus courantes en pratique car ils sont faciles à analyser [I.12].

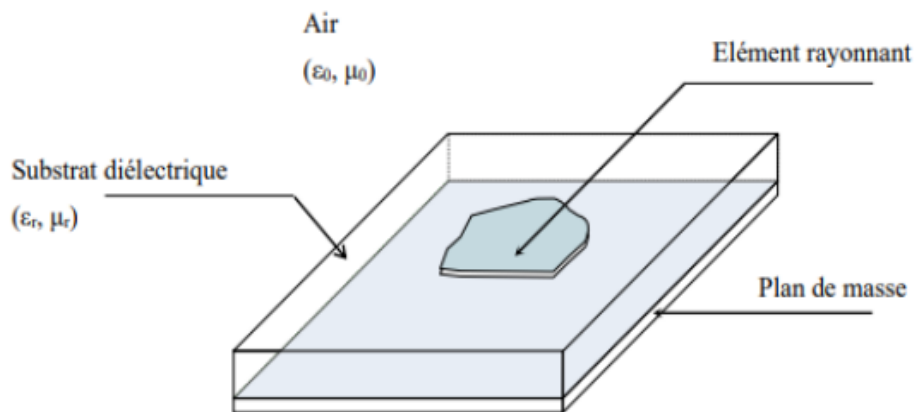


Figure I.4 : antenne micro ruban.

De toutes les formes des éléments rayonnants (figure I.5) le rectangle est le plus facile à appréhender pour comprendre le mécanisme de rayonnement des antennes micro ruban.

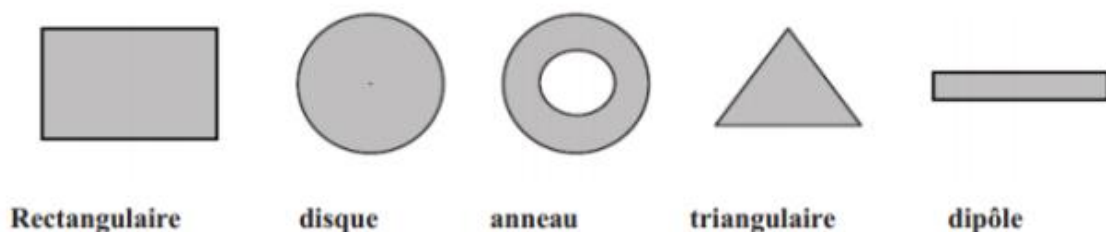


Figure I.5 : Diverses formes d'éléments rayonnants dans une antenne patch [I.13].

I.3 HISTORIQUE DES ANTENNES IMPRIMEES

Le concept d'antennes imprimées a émergé dans les années 1950, mais il faudra attendre les années 1970 pour voir émerger des résultats initialement principalement destinés à des applications militaires, et les années 1990 pour véritablement passer au stade industriel [I.14]. Deux avantages principaux conduiront au développement remarquable de telles antennes : leurs faibles coûts de production et leurs capacités d'intégration. Ils sont maintenant installés dans de nombreux appareils électroniques et sont le type d'antenne préféré pour les fréquences micro-ondes dans les systèmes de communication intégrés modernes [I.14].

I.4 LES CARACTERISTIQUES DES ANTENNES IMPRIMEES

Pour évaluer les performances de toute antenne fonctionnant à n'importe quelle fréquence, plusieurs caractéristiques sont prises en compte. Parmi ces fonctionnalités, comment les résumer. Il existe des caractéristiques d'adaptation où l'antenne est jugée comme un circuit électrique et un diagramme de rayonnement.

I.4.1 Caractéristique d'adaptation

I.4.1.1 Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion d'une antenne représente le rapport de la puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne et la puissance émise. L'équation du coefficient de réflexion est exprimée par [I.15] :

$$\mathbf{S}_{11} = \frac{(\mathbf{Z}_e(f) - \mathbf{Z}_0)}{(\mathbf{Z}_e(f) + \mathbf{Z}_0)} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

- Z_e est l'impédance d'entrée de l'antenne
- Z_0 est l'impédance caractéristique (Généralement égale à 50 Ω)

Le coefficient de réflexion peut donner une idée de la qualité d'adaptation de l'antenne. En effet, plus son module va vers l'infini négatif en dB, mieux l'antenne s'adapte. Généralement, la fréquence de résonance de l'antenne est celle où le coefficient de réflexion est le plus petit.

I.4.1.2 L'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne [I.16], cette impédance est donnée par :

$$\mathbf{Z}_e = \mathbf{Z}_0 \frac{(1 + \mathbf{S}_{11})}{(1 - \mathbf{S}_{11})} \quad (\text{I.2})$$

Avec :

- Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.
- S_{11} est le coefficient de réflexion.

I.4.1.3 La bande passante

La bande passante de l'antenne correspond à la bande de fréquence de la transmission L'énergie de la source d'alimentation à l'antenne (ou de l'antenne au récepteur) est maximum. La bande passante peut être définie en termes de coefficients de réflexion, La prémisses est que le diagramme de rayonnement de cette bande de fréquence ne change pas. On Il n'y a pas de critère spécifique pour la limite du coefficient de réflexion. Un critère typique est d'avoir un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB sur la bande passante [I.17].

I.4.2 Caractéristiques de rayonnement

Les antennes sont des éléments fondamentaux d'un système radio et leurs caractéristiques telles que le diagramme de rayonnement, le gain et l'efficacité affectent directement la qualité et les performances de portée du système.

I.4.2.1 Le diagramme de rayonnement

Il s'agit d'une représentation graphique de la distribution spatiale de l'énergie rayonnée par une antenne. Il détermine la direction du rayonnement maximal appelé « lobe principal » et juge la directivité de l'antenne.

Le diagramme de rayonnement (la Figure I.6) peut être représenté dans une distribution 3D, ce qui permet de mieux visualiser les lobes principaux et secondaires, ou en 2D en représentation polaire ou cartésienne.

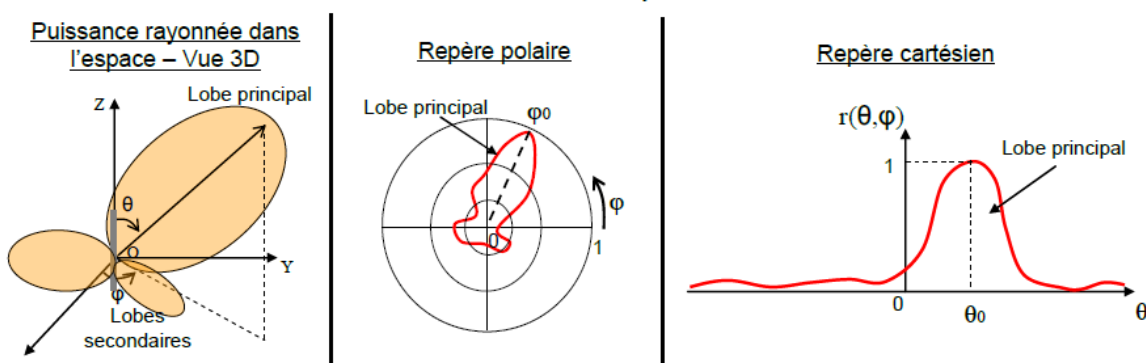


Figure I.6 : Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne.

I.4.2.2 Le gain

Le gain représente le rapport entre la puissance rayonné dans une direction et la puissance rayonnée par une antenne isotrope sans perte, il est exprimé en dB et présenté par l'équation suivante [I.18] :

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a} \quad (I.3)$$

Avec:

- $P(\theta, \varphi)$: Puissance rayonné dans une direction.
- P_a : Puissance rayonnée par l'antenne.

I.4.2.3 Le rendement

Le rendement d'une antenne ou également appelé efficacité est le rapport entre la puissance totale rayonné et la puissance d'alimentation de cette antenne. Il est exprimé pareillement en fonction du gain et directivité [I.15].

$$\eta = \frac{P}{P_a} = \frac{Gain}{Directivité} \quad (I.4)$$

Avec :

- P : Puissance totale rayonné.
- P_a : Puissance d'alimentation de l'antenne.

I.4.2.4 Rapport d'onde Stationnaire « ROS »

En anglais c'est « VSWR : Voltage Standing Wave Ratio » est le rapport des valeurs max et min de l'amplitude de l'onde stationnaire. [I.19]

$$ROS = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (I.5)$$

I.5 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES ANTENNES IMPRIMEES

L'utilisation des antennes imprimées est devenue une évidence grâce à ses différents avantages qui les rendent attrayants pour beaucoup d'applications. Parmi ces avantages nous citons [I.20] :

- Faible poids.
- Volume réduit.
- Une forme très simple et robuste.
- Non encombrantes.
- Adaptées aux surfaces planes et non planes.
- Faible coût de fabrication.

- Ces antennes peuvent être placées sur les missiles, les fusées et les satellites sans modifications importantes.
- L'utilisation de deux fréquences de travail est possible.

Cependant, elles présentent les inconvénients suivants :

- Bande passante étroite.
- Gain plus faible cause à des pertes.
- L'isolation entre les éléments rayonnants et l'alimentation est faible.
- Capacité de manipulation à faible énergie.
- Des limitations pratiques sur le gain au maximum à 20dB.

I.6 DOMAINE D'APPLICATION DES ANTENNES IMPRIMEES

- La téléphonie mobile.
- Les radars.
- Les télécommunications spatiales.
- La télémétrie des missiles et la télésurveillance.
- Guidage des missiles et télédétection.

L'antenne patch est de plus en plus utilisée dans plusieurs domaines, très demandé pour les applications IoT.

I.7 ALIMENTATION DES ANTENNES PLAQUEES

L'adaptation de l'alimentation de l'antenne est une étape cruciale pour assurer la transmission maximale d'énergie. Il existe deux types de catégories :

- Alimentation avec contact.
- Alimentation sans contact.

I.7.1 Alimentation par fente

Une antenne alimentée par fente (Figure I.7) se compose de deux substrats avec deux diélectriques différents, la face inférieure du premier substrat supportant la ligne de transmission et dont la face supérieure est recouverte d'un plan de masse à fente. Au-dessus de ce dernier, un deuxième substrat est placé dont la surface supérieure comprend le patch. Cette technique alimente le patch par couplage d'une fente de plan de masse centrée sous le patch. L'inconvénient de cette alimentation [I.21] est que la bande passante est trop étroite, et son avantage est qu'elle est facile à modéliser.

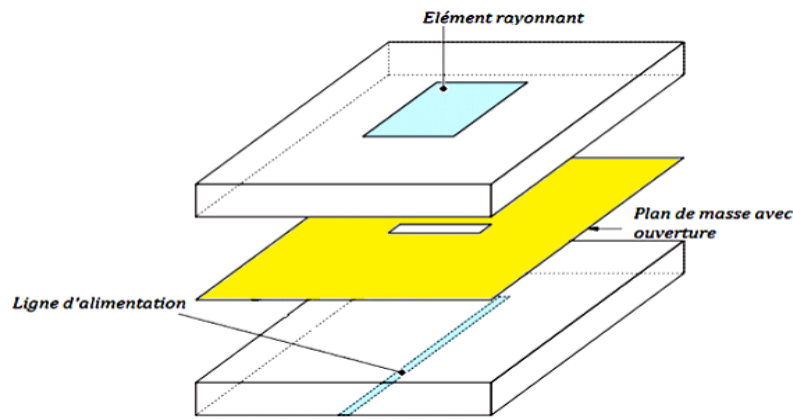


Figure I.7 : alimentation par couplage d'ouverture

I.7.2 Alimentation par couplage à proximité

La Figure I.8 montre la structure de l'alimentation couplée de proximité, qui est l'un des mécanismes reconnus de couplage électromagnétique. Dans ce type d'alimentation, l'énergie d'entrée est transférée de la ligne microruban vers le patch par couplage électromagnétique. La technologie d'alimentation à couplage de proximité se compose d'une ligne microruban, d'un patch et de deux substrats différents. Dans cette structure, le patch est placé sur la face supérieure du substrat et le chargeur de microruban est placé entre deux substrats aux propriétés différentes [I.21]. Pour analyser individuellement les performances du patch et du chargeur, la méthode fournit également différentes options entre différents substrats diélectriques. Les paramètres des deux substrats ne peuvent pas être choisis de la même manière pour améliorer les caractéristiques de fonctionnement de l'antenne. L'alimentation de proximité-couplée diminue le rayonnement parasite et augmente la bande passante de fonctionnement. Dans tous les cas, il désire un arrangement exact entre les deux couches dans la conception multicouche.

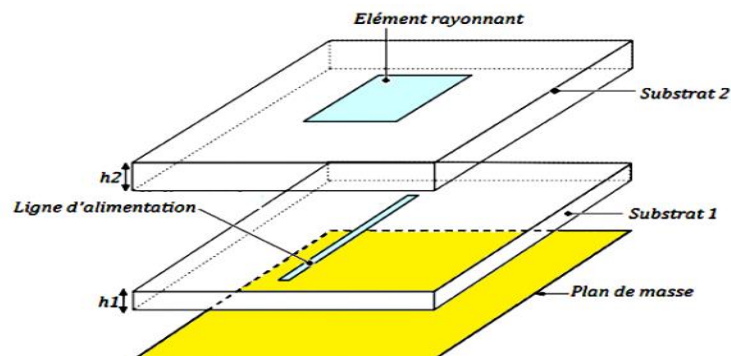


Figure I.8 : Alimentation par couplage à proximité.

I.7.3 Alimentation de la sonde coaxiale

L'alimentation coaxiale ou l'alimentation par sonde est une technique largement utilisée pour alimenter l'antenne micro ruban de la figure I.9. Dans ce cas, le conducteur interne du connecteur coaxial est passé à travers le diélectrique et est soudé au patch, tandis que le conducteur externe est mis à la terre sur le plan. Le principal avantage de cette alimentation est qu'elle peut être appliquée à n'importe quel emplacement sélectionné dans le patch et qu'elle est facile à fabriquer, mais cette approche présente des inconvénients en termes de diagrammes de rayonnement. En effet, cette connexion crée des pics de courant locaux au niveau de l'élément rayonnant, qui provoquent une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement. De plus, des pertes se produisent lorsque les plans de masse, les diélectriques et les composants plaqués sont percés [I.22].

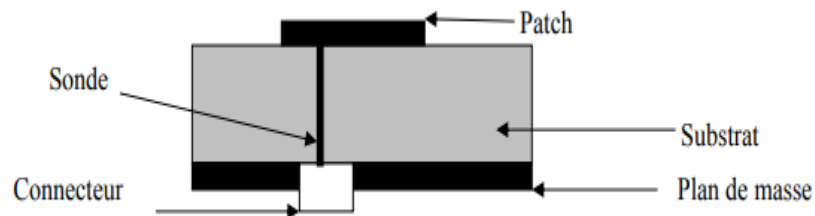


Figure I.9: Alimentation par sonde coaxiale

I.7.4 Alimentation par la ligne de transmission micro ruban

Cette alimentation porte une ligne microstrip avec une largeur inférieure que le patch qui doit être connecté avec eux et seront posés sur un substrat diélectrique porte sur sa face inférieure un plan de masse (figure I.10). Cette alimentation est très simple à fabriquer vu le coût de fabrication et à adapté en contrôlant la position de la ligne mais elle provoque un rayonnement parasite qui peut être important [I.21].

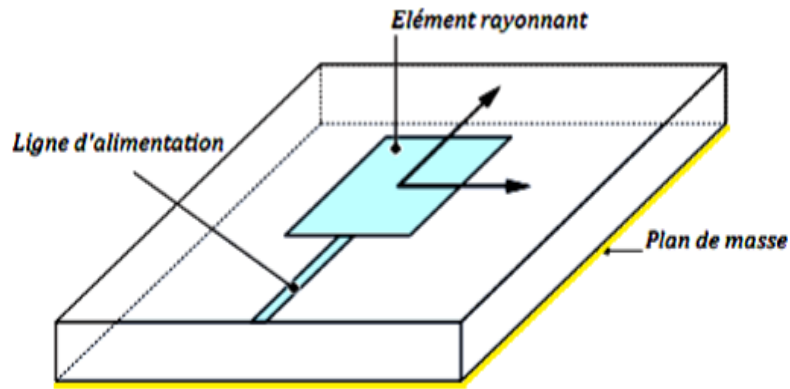


Figure I.10 : alimentation par ligne micro ruban.

I.8 TECHNIQUE D'ADAPTATION DES ANTENNES IMPRIMEES

Chaque système qui transforme l'énergie sur une ligne de transmission à besoin d'adaptation, la ligne transforme l'impédance de charge en une autre valeur d'impédance au droit de la source. Ce que voit la source dépend donc de l'impédance de charge, de la longueur électrique de la ligne et de son impédance caractéristique [I.23].

I.8.1 Adaptation par ligne quart d'onde

Dans la construction de circuits hyperfréquences, on recherche souvent l'adaptation, c'est à dire à se ramener à une impédance différente (qui est souvent l'impédance caractéristique) de celle obtenue en fin de circuit [I.23].

I.8.2 Adaptation par stub

Une autre façon de procéder pour arriver à l'adaptation d'une charge quelconque consiste à utiliser un stub. Grâce à un stub en un circuit ouvert (open stub) ou en court-circuit (short stub). La solution retenue est généralement celle présentant le plus faible encombrement. Le raisonnement peut se faire en impédance mais il est plus facile de travailler dès le départ en admittance pour faire la somme des impédances parallèles ramenées [I.23].

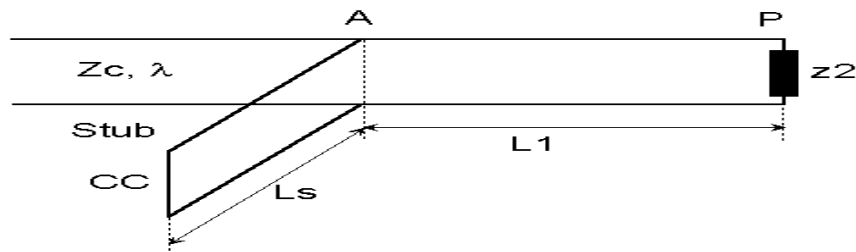


Figure I.11: Adaptation par stub

I.8.3 Adaptation avec encoche

Pour adapter l'antenne, on utilise des encoches, il suffit de modifier la géométrie du patch. Les dimensions des encoches [I.23].

I.9 METHODES D'ANALYSE

La détermination des caractéristiques de rayonnement et électriques nécessite la connaissance de la distribution surfacique de courant sur le patch, malheureusement ceci n'est pas toujours possible en raison des géométries complexes des patches. Pour résoudre ce problème, différentes méthodes ont été proposées, elles permettent d'analyser les antennes imprimées. Ces méthodes sont les méthodes analytiques et les méthodes numériques exactes.

I.9.1 Méthode analytique

Ces méthodes sont basées sur la modélisation de l'antenne patch. Il y a deux modèles qui permettent de décrire le fonctionnement de l'antenne :

- **Modèle de la ligne de transmission** : où la structure est modélisée par un tronçon de ligne dont les caractéristiques sont bien connues. Cette méthode décrit plus facilement le fonctionnement de l'antenne en termes d'impédance, mais elle est moins précise [I.24].
- **Modèle de la cavité électromagnétique** : utilisée notamment où la géométrie de l'antenne est quelconque. L'antenne imprimée est modélisée par une cavité électromagnétique de faible épaisseur. Elle décrit plus facilement le rayonnement de l'antenne [I.25].

I.9.2 Méthodes numériques exactes

Elles sont utilisées pour n'importe quelle géométrie de l'antenne patch. Il existe principalement quatre familles de méthode numériques qui sont :

- **La méthode des moments (MOM)** : Elle consiste à discrétiser la surface du patch à l'aide de petits triangles, rectangles, polygones de dimensions de l'ordre de $\lambda/10$ à $\lambda/20$ où on peut déterminer le courant élémentaire. Une fois le courant est obtenu, on peut facilement calculer les caractéristiques électriques et les caractéristiques de rayonnement [I.26].
- **La méthode des éléments finis (FEM)** : Dans cette méthode on doit discrétiser, en tétraèdres, l'espace où le champ électrique existe, puis former un système d'équations linéaires où les champs sont les inconnus [I.27].

- La méthode des différences finies (FDTD) : La structure à analyser est maillée avec des cellules cubiques où les équations de Maxwell sont approximées par les formules aux différences centrales. Cette méthode permet d'analyser les antennes imprimées lorsqu'elles sont positionnées dans un milieu inhomogène [I.28].
- La méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM) : Cette méthode présente beaucoup d'analogie avec la méthode FDTD [I.29].

I.10 Paramètres géométriques de l'antenne « PATCH »

Dans cette partie nous proposons d'étudier une antenne patch de forme rectangulaire (Figure I.8). Les formules suivantes permettent de calculer les dimensions du patch [I.28] :

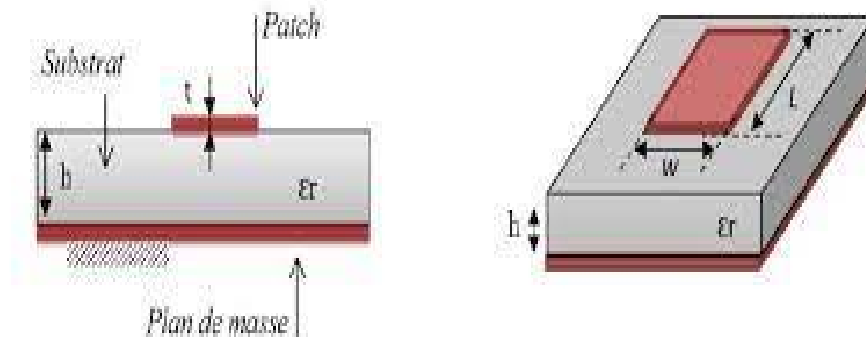


Figure I.12 : les dimensionnes d'une antenne patch de forme rectangulaire.

- ✓ Détermination de la largeur de patch W :

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (I.6)$$

- ✓ Détermination de la longueur de patch L :

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (I.7)$$

Ou ΔL et ϵ_{eff} sont respectivement l'extension de longueur et la permittivité effective.

Elles sont données par :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad (I.8)$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.813 \right)} \quad (I.9)$$

- la permittivité relative du substrat ϵ_r .

- la hauteur du substrat diélectrique h .
- la fréquence de résonance f_r .

I.11 ASSOCIATION D'ANTENNES EN RESEAUX

Le regroupement de plusieurs pavés rayonnants élémentaires forme ce que l'on appelle un réseau d'antennes. Le dispositif qui les excite et appelé réseau d'alimentation. Il est constitué d'une part, d'un répartiteur (ou distributeur) de puissance, qui affecte à chaque source une pondération en amplitude et d'autre part, d'un ensemble de déphaseurs qui imposent une phase particulière à chaque élément. L'ensemble constitue ce que l'on appelle la loi d'illumination (ou d'alimentation). Lorsque la phase varie avec le temps, on réalise la fonction de balayage électronique. Les dispositifs mécaniques utilisés par les paraboles habituelles pour la fonction de dépointage, deviennent donc obsolètes. On diminue ainsi considérablement le coût global du système tout en réduisant le temps d'acquisition d'informations, du fait de l'absence d'inertie. C'est à partir de la disposition spatiale de chaque élément et des phases et amplitudes appliquées, qu'il est possible de produire des diagrammes de rayonnement particuliers. On peut agir sur la directivité des lobes de rayonnement, sur la présence de "zéros" (réjections d'interférences) dans des directions particulières ou tout simplement effectuer une synthèse de réseau permettant d'imposer un gabarit à ce rayonnement [I.30].

I.11.1 Type des réseaux d'antennes

Le couplage entre les antennes élémentaires est un point délicat car ce couplage modifie légèrement les caractéristiques de rayonnement et d'adaptation, par conséquent, afin de concevoir et de réaliser un réseau d'antennes de bonne performance, on prend en considération plusieurs facteurs tel-que le gain, le diagramme de rayonnement, la taille maximale de l'antenne, le nombre d'éléments rayonnants nécessaires, la distance entre deux éléments rayonnants. Les antennes réseaux peuvent avoir différentes configurations géométriques [I.31].

I.11.1.1 Réseaux linéaires d'antennes

La structure d'un réseau linéaire uniforme est considérée comme la structure la plus simple. Ce réseau comporte un certain nombre d'éléments rayonnants, également orientés et équidistants d'un pas de réseau d le long d'une ligne droite. la Figure I.13 montre la géométrie d'un réseau linéaire d'antennes [I.32].

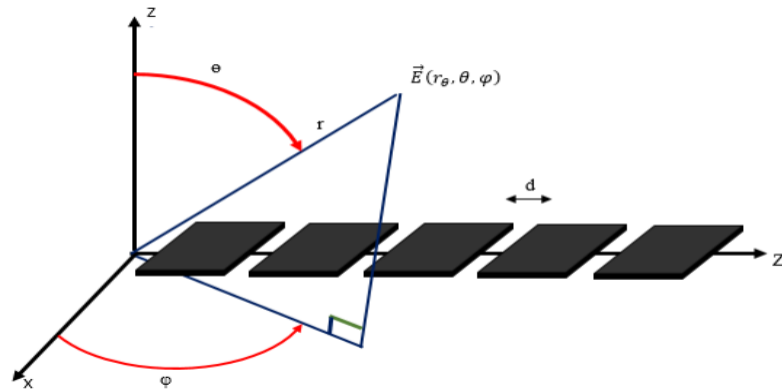


Figure I.13 : Architecture d'un réseau linéaire [I.33- I.34]

Pour connaître le rayonnement de N éléments en un point donné de l'espace, nous utilisons le théorème de superposition qui consiste en l'addition vectorielle des champs lointains émis par chaque source [I.35].

$$\vec{E}_n(r, \theta, \phi) = C_n e^{\frac{-jkr_n}{r_n}} e^{j\psi_n} f_n(\theta, \phi)$$

Avec, les coordonnées sphériques :

- k : le nombre d'onde $2\pi/\lambda$
- C_n : l'amplitude d'excitation de la source n ;
- ψ_n : phase de la source n ;
- r_n : la distance du point d'observation par rapport à la source ;
- $f_n(\theta, \phi)$: fonction caractéristique du diagramme rayonnement de la source n .

I.11.1.2 Réseaux circulaires

Un réseau circulaire leurs éléments rayonnants sont répartis sur le périmètre d'un cercle et d'espacements égaux. Le plan où l'analyse de réseau se limite est le plan horizontal, il est caractérisé par les coordonnées polaires (a, ϕ) . [I.36]

$$\vec{d}_1 \vec{u} = a \sin \theta \cos(\phi - \phi_i)$$

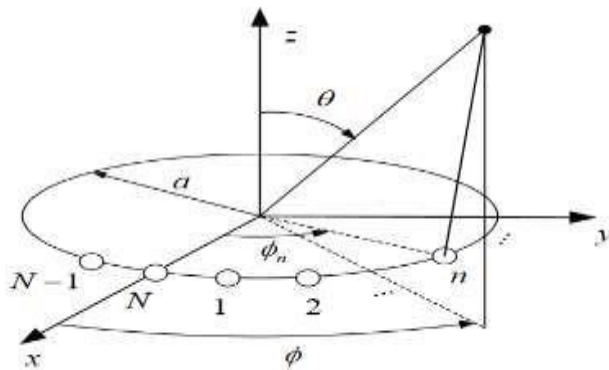


Figure I.14 : Architecture d'un réseau circulaire.

I.11.1.3 Réseau planaire

Un réseau planaire est la généralisation au plan de réseau linéaire, il peut prendre une forme de maillage rectangulaire, triangulaire ou circulaire [I.37]. Comme illustré dans la Figure I.15.

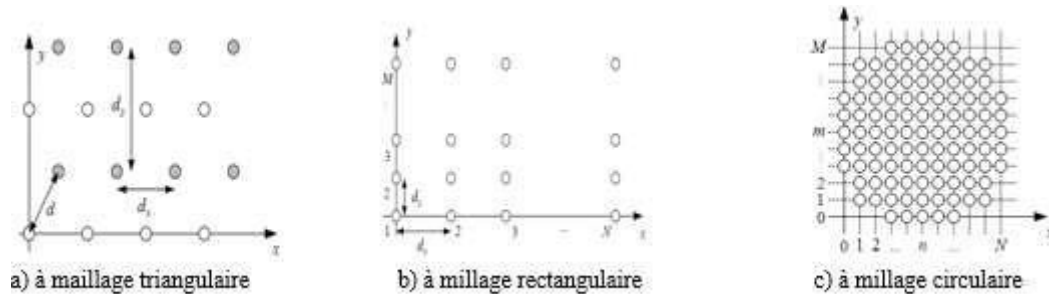


Figure I.15 : Architecture d'un réseau planaire

I.11.2 Techniques d'alimentation d'un réseau d'antennes imprimées

Le réseau d'alimentation de l'antenne aura pour objectif d'amener l'énergie aux différentes sources en respectant les lois de pondération. La technique la plus simple consiste à alimenter les éléments rayonnants par des lignes microbandes. Le réseau d'excitation peut avoir des architectures variées selon le besoin. Le principe de répartition d'énergie se fait par utilisation des lignes microbandes et des transformateurs d'impédances quarts d'ondes. Les déphaseurs dans le circuit d'alimentation peuvent être formés d'éléments supraconducteurs. Toutes les structures d'alimentations sont supposées uniformes de point de vue distribution de puissance (les patches doivent être alimentés avec la même puissance). Il faut mettre en considération que les signaux émis par les sources sont tous avec la même fréquence en fonction du temps [I.38] [I.39].

Le circuit d'excitation peut prendre plusieurs architectures ; on distingue deux types :

- Alimentation en série.
- Alimentation en parallèle.

Le choix du type d'alimentation se fait en fonction de différents paramètres qui sont :

- La loi de pondération souhaitée, en amplitude et/ou en phase.
- La bande passante souhaitée.

I.11.2.1 Alimentation en série

Les éléments rayonnants sont excités en série à travers la ligne de transmission. Il y a un déphaseur entre deux éléments rayonnants consécutifs qui peut imposer la loi de phase appropriée (Figure I.16(a))

I.11.2.2 Alimentation parallèle

Le circuit d'alimentation a une entrée et plusieurs sorties, égales au nombre d'éléments rayonnants. La synthèse du réseau permet de déterminer les coefficients de pondération et les déphasages des signaux affectés à chaque élément (Figure I.16(b)).

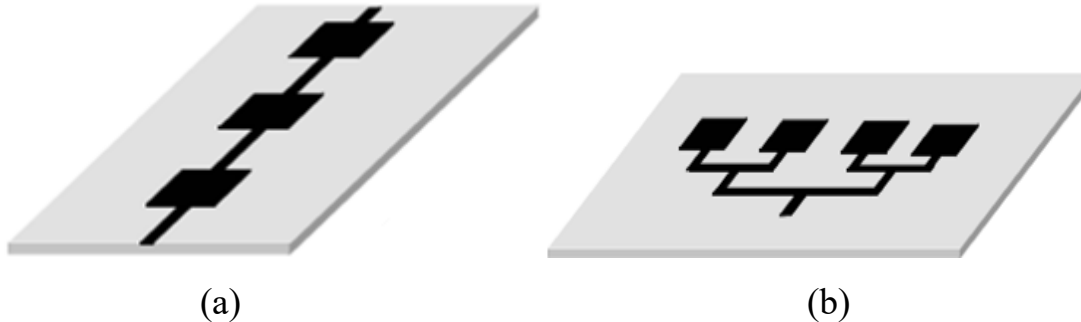


Figure I.16 : Alimentation d'un réseau d'antennes patch.

(a)-série (b)-parallèle

I.11.3 Domaines d'applications des réseaux d'antennes

Pour que la communication ait lieu entre deux points distants et pour le récepteur peut distinguer le signal émis du bruit, des réseaux d'antennes, et grâce à sa robustesse par rapport à une antenne élémentaire, elles sont utilisées dans diverses applications.

- ✓ Télécommunication : - Antennes sur stations de bases
- Téléphonie mobile (terminaux portatifs GSM, DCS, PCS, etc.)
- ✓ Satellites : - Réseaux à faisceaux commutés à couverture reconfigurable.
- Télévision directe domestique ou embarquée sur véhicules
- ✓ Aéronautique : - systèmes d'atterrissages, navigation, altimètres, Communication.
- Radars de poursuite mono pulse ou synchrone.

I.12 CONCLUSION

Ce chapitre introductif nous donne un aperçu de L'IoT et les antennes imprimées. La première section a été consacrée pour l'internet des objets. Nous donnons d'abord la définition de base des antennes imprimées, puis un bref historique de ces antennes. Ainsi, les caractéristiques des antennes imprimées les avantages, domaines d'application, les techniques d'alimentation, les différentes méthodes d'analyse et les calculs des dimensions d'une antenne patch et les réseaux d'antennes.

REFERENECES BIBLIOGRAPHIQUES

- [I.1] ROXIN, I., BOUCHEREAU A., “Ecosystème de l’Internet des Objets”, dans Bouhaï N. et Saleh I., (dir.) “Internet des objets : Evolutions et Innovations ”, ISTE Editions Londres, Mai 2017.
- [I.2] THEBAULT P., « La conception à l’ère de l’Internet des Objets : modèles et principes pour le design de produits aux fonctions augmentées par des applications”, Thèse soutenue le 31 mai 2013, ParisTech.
- [I.3] CHALLAL Y. , « Sécurité de l’internet des objets :vers une approche cognitive et symétrique », HDR, juin 2012 UTC.
- [I.4] WOOD L., “Today, the Internet, tomorrow—the Internet of Things”, ComputerWorld,http://www.computerworld.com/s/article/9221614/Today_the_Internet_tomorrow_the_Internet_of_Things, November 2011.
- [I.5] Christophe Baland, Damien Cauquil, Thomas Gayet, Julia Juvigny, Renaud Lifchitz, Nha-Khanh Nguyen. La sécurité de l’Internet des Objets.Digital Security, Livre,2016.
- [I.6] SETHI, Pallavi et SARANGI, Smruti R. Internet of things: architectures, protocols, and applications. Journal of Electrical and Computer Engineering, vol. 2017.
- [I.7] HAMDI Wissam, Développement d’un système de gestion d’objets connectés, mémoire de master, Université Larbi Ben M’hidi -Oum El Bouaghi, juin 2018.
- [I.8] Bo Karlson, “Wireless Foresight: Scenarios of the Mobile World in 2015”, John Wiley & Sons, 2003.
- [I.9] Laurence Allard et Olivier Blondeau, Un Internet des Objets citoyen : vers une intelligence collective environnementale, <http://www.citoyenscapseurs.net/>, 9 avril 2013.
- [I.10] G. Kossiavas, R. Staraj, C. Luxey, A. Papiernik, "Antennes imprimées- Bases et principes", Technique de l’ingénieur, Référence E3310, 05/ 2007.
- [I.11] A. Pandey, PracticalMicrostrip and PrintedAntenna Design, Hardcover. Artech House,Mars 2019
- [I.12] J.-M. Laheurte, Éd., Compact Antennas for Wireless Communications and Terminals: Theory and Design, 1 edition. London : Hoboken, NJ:Wiley-ISTE, 2011.

- [I.13] Constantine A. Balanis, "Antennatheoryanalysis and design", A John Wiley& Sons, INC Publication, Third Edition. Hoboken, New Jersey 2005.
- [I.14] VAUDON Patrick «Les antennes imprimées» – Master Recherche Télécommunications Hautes Fréquences et Optiques IRCOM –Université de Limoges.
- [I.15] S. Tebache « Méthode De Caractérisation Hyperfréquence Des Antennes Imprimées » Magister, Faculté des Sciences Et De La Technologie, Université Mohamed Khider, Biskra 2013.
- [I.16] C. Hamid « Conception D'un Nouveau System D'antenne Réseau Conforme En Onde Millimétrique » Maitrise En Ingénierie, Université De Québec A Chicoutimi. Mai 2012.
- [I.17] Dr. DJEBARI Mustapha «Etude et simulation d'un méta substrat pour la réalisation desantennes patch» Université SAAD DAHLAB de BLIDA, Faculté de Technologie , Département d'Électronique 2017,p6
- [I.18]A. Boyer « Antennes, Support De Cours Enonce De Travaux Diriges» Institut National Des Sciences Appliqués De Toulouse.2011
- [I.19] A. NIANG, « Antennes miniatures et structures électromagnétiques avec circuits nonFoster », THESE DE DOCTORAT En Physique, Université Paris-Saclay préparée a l'Université Paris-Sud ",09 Janvier 2017.
- [I.20] L. J. Volakis « Antenna Engineering » Handbook, University Stuttgart.2007.
- [I.21] S. E .Sandstrom « A Compact Microstrip Patch Antenna For LTE Application, Master Thesis, Submitted For Degree Of Master In Electrical Engineering Specialization In Signal Processing&Wave Propagation ».22/02/2013
- [I.22] M. Diblang ," Développement du concept de l'antenne a résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire," Université de Limoges. Thèse de doctorat 20 mars 2006.
- [I.23] Fouad Benamrane, « Conception d'une antenne patch microstrip », Université Sidi Mohamed Ben Abdellah (Fès) MAROC - Master télécoms hyperfréquence 2011.
- [I.24] H.Pues, A.V. D. Capelle Accurate Transmission-Line Model for the Rectangular Microstrip Antenna Proc. IEE, vol. 131,Part. H, No 6, p. 334-340. 1984.
- [I.25] K.R. Carver, J.W. MinkMicrostripAntennaTechnology IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 29, no 1,pp. 2-24, janvier 1981.
- [I.26] R.F. Harrington Field Computation by Moment Methods Krieger PublishingCompany, 1982.
- [I.27] P. Silvester FiniteElementAnalysis of PlanarMicrowave Networks IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT 21, no 2, p. 104-110, 1973.

- [I.28] A. Reinex, B. Jecko Analysis of Microstrip Patch Antennas using Finite Difference Time Domain Method IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 37, no 11 pp. 1361-1369, 1989.
- [I.29] Z. Chen, W. J. R. Hoeffler, M. M. Ney A New Finite-Difference Time-Domain Formulation and its Equivalence with the TLM Symmetrical Condensed Node IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT 39, no 12, pp. 2160-2169, 1991.
- [I.30] K.R. Carver, W.H. James Microstrip antennas technology. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-32, No. 8, 1984, pp. 884-887
- [I.31] Odile , Picon et COLL. *Les Antennes Théorie, Conception et application*. 2009. Livre
- [I.32] L. Josefsson and P. Persson, Conformal array antenna theory and design, IEEE Press. 2006.
- [I.33] Najib FADLALLAH, « Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage », thèse de Doctorat, Université de limoges, 2005.42 59
- [I.34] Andrée FOUQUE. « Contribution à la conception d'un récepteur mobile faible cout et faible consommation dans la bande Ku pour le standard DVB-S », Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux 1, 2012.
- [I.35] Leila CHOUTI , « Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage », Mémoire de magister, Université Mentouri-Constantine, 2009.
- [I.36] D. E. N. Davies Circular Arrays: Their Properties and Potential Applications IEE Second International Conference on Antennas and Propagation, pp. 1–10, April 1981.
- [I.37] NELSON JORGE , Gonçalve Fonseca. *Etude de Systèmes Micro-ondes d'Alimentation d'Antennes Réseau pour Application Multifaisceaux*. Université de Toulouse these DOCTORAT, 15/10/2010.
- [I.38] Radio Research Laboratory (U.S.), "Very High-frequency Techniques," McGraw Hill, New York, 1947, pp.1-25, Chap 1.
- [I.39] R. H. Duhamel, "Dual Polarized Sinuous Antennas," U.S. Patent 4,658,262, April 14, 1987.38

Chapitre II : Les métamatériaux

II.1 INTRODUCTION

Les métas matériaux suscitent l'intérêt des chercheurs depuis une dizaine d'années, et tout au long de cette période, nous avons assisté une vraie mutation des différentes branches l'électromagnétisme et optique. L'électromagnétisme classique est considéré comme l'un des plus grands domaines de la physique.

La théorie de l'électromagnétisme classique est la base de nombreuses techniques qui affectent considérablement notre vie (communications sans fils...). Il n'est donc pas facile d'ajouter de nouvelles choses aux théories établies. En l'électromagnétisme, tout matériau homogène peut être décrit par ses paramètres constitutifs qui sont la perméabilité et la permittivité, Mais lorsque l'un de ces paramètres ou les deux à la fois sont négatifs nous parlons des matériaux qui s'appellent les métas matériaux main gauche ou LHM (Left Handed Materials). Les métas matériaux sont issus de travaux visant à obtenir un indice de réfraction négatif. Ce terme recouvre désormais une très large gamme d'objets et d'applications, auxquelles il faut ajouter les circuits planaires à base de résonateurs capacitifs et inductifs. Les premiers échantillons réalisés pour obtenir un indice de réfraction négatif étaient constitués d'éléments rayonnants de petite taille arrangés périodiquement. C'est la réponse dipolaire électrique ou magnétique de ces éléments rayonnants qui donne les propriétés de permittivité et de perméabilité de ce type de méta matériau [II.1].

Ce chapitre sera consacré à la présentation des métamatériaux dans lequel un aperçu historique avec les caractéristiques les principales propriétés. À la fin de ce chapitre, nous allons présenter quelque application dans ces domaines.

II.2 HISTORIQUE

Les premières recherches ont été consacrées sur le contrôle des ondes électromagnétiques Principale source d'inspiration, ouvrage théorique publié en 1968 par un chercheur physicien russe Victor Veselago en 1968. Depuis, le sujet a connu une longue hibernation, jusqu'en 2001, date à laquelle le La première implémentation pratique a été proposée par le chercheur américain D. Smith. À cause de Les métamatériaux n'ont cessé d'intéresser les chercheurs qui envisagent de nouvelles Applications et optimisation dans le domaine des micro-ondes, notamment dans la miniaturisation des circuits et l'introduction de nouvelles fonctionnalités (filtres bi-bande, ligne avancée étape). [II.2] Au fil du temps, les

études électromagnétiques sur les composants de réfraction négatifs ont Evolution depuis la découverte de la théorie de V.VESLAGO que nous avons citée [II.3] :

- 1996 : Pendry montre théoriquement qu'il est possible d'obtenir des perméabilités négatives ($\mu < 0$).
- 1999 : Pendry montre qu'il est possible d'obtenir des perméabilités négatives ($\mu < 0$) à partir d'un élément artificiel appelé résonateur à anneau fendu (RAF) dans une bande de fréquence étroite autour de sa fréquence de résonance.
- 2000 : Smith montre théoriquement la viabilité d'un métamatériau constitué d'un RAF couplé à un réseau de conducteurs verticaux.
- 2001 : Validation expérimentale de la réfraction négative par Smith.
- 2005 : Approche de la ligne de transport par Caloz et Itoh.
- 2006 : Application des métamatériaux : antenne, coupleur, Filtres ...

II.3 DEFINITION DES METAMATERIAUX

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels dotés de propriétés physiques supérieures aux matériaux naturels. "Meta" est un préfixe grec signifiant "au-delà". Les métamatériaux sont donc des matériaux aux propriétés « transcendantes » En attente d'observation dans les matériaux naturels. Les métamatériaux électromagnétiques (MTM) sont définis comme des structures Efficacement homogène, avec la Propriétés (permittivité et perméabilité négatives, indice de réfraction négatif). En fait, une structure homogène est celle dont les dimensions sont la valeur moyenne de la structure L'élément p est beaucoup plus petit que la longueur d'onde guidée λ_g . Par conséquent, cette taille moyenne de cellule doit être au moins inférieure à 1/4 Longueur d'onde $P < \lambda_g/4$ [II.1]

II.4 CLASSIFICATION DES METAMATERIAUX

Dans la classification des métamatériaux, on distingue quatre catégories matériaux, selon le signe de leur permittivité et de leur perméabilité, comme indiqué Dans la Figure II.1 [II.4] :

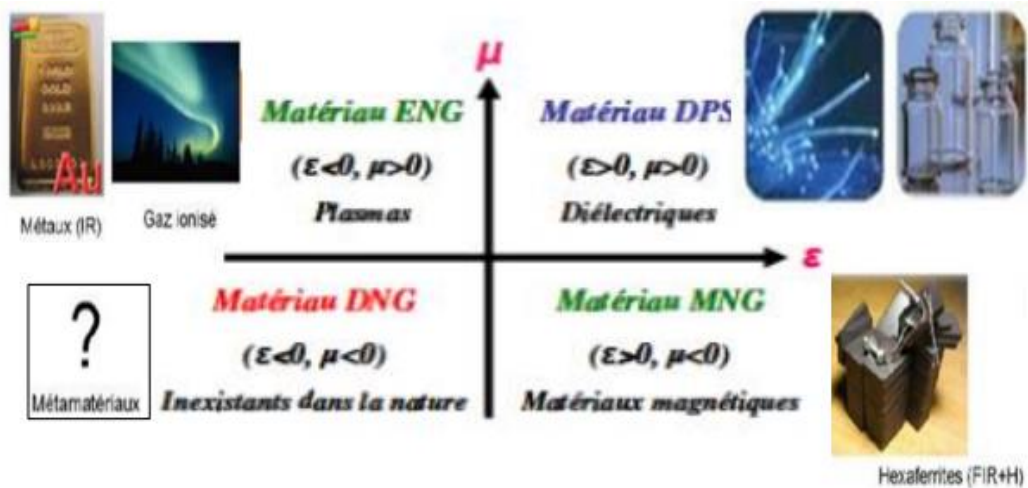


Figure II.1 : Classement des matériaux en fonction du signe de la permittivité et de la Perméabilité.

Les trois premières configurations ne sont pas nouvelles. En effet la zone (+, +), où les supports sont double positifs (DPS) correspondant aux matériaux classiques appelés matériaux Droitiers (MMD), tels que les matériaux diélectriques isotropes. Environnement La permittivité négative (ENG= Epsilon Négative, (-, +)) (ou perméabilité (MNG=Mu Négative, (+,-)) est également connue depuis longtemps en électromagnétisme. Convient à la plupart des matériaux pour prédire le plasma La région inférieure à un diélectrique négatif constante pour les fréquences. Les ferromagnétiques créent des régions de perméabilité négative en raison de fortes interactions Des propriétés magnétiques se retrouvent dans ces matériaux. Les trois classes de matériaux (DPS, ENG et MNG) peuvent être trouvées dans la nature. En revanche, les supports doublement négatifs (DNG, (-,-) Correspondant à un métamatériaux appelé matériau gaucher (MMG), en Naturellement, mais physiquement, ils sont réalisables. Dans la littérature, il existe plusieurs synonymes de métamatériaux pour préciser Matériaux (milieu gauche) (MMG), ils peuvent se résumer comme suit [II.5] :

- Matériel main gauche (MMG) : Ce terme met l'accent sur Propriétés fondamentales des métamatériaux, à savoir la vitesse par rapport à la vitesse de phase et de groupe.
- Matériaux à indice de réfraction négatif.
- Matériaux doublement négatifs : ce nom Le signe de la permittivité et de la perméabilité du matériau est mentionné, il n'a donc pas Ne pu pas être utilisé hors contexte.

- Matériaux de veselago (Veselago medium) : cette appellation ne donne pas les propriétés physiques du matériau, mais elle rend hommage au scientifique considéré comme le père des métamatériaux.
- Matériau à onde inversée : ce nom met l'accent sur Une autre propriété des métamatériaux.

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

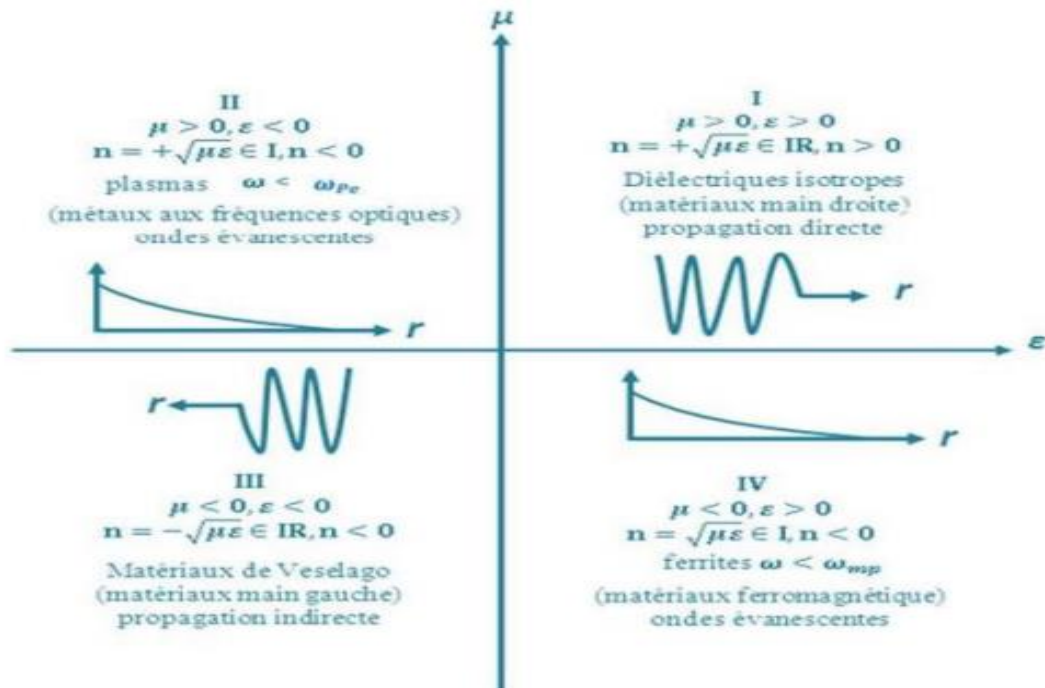


Figure II.2 : Diagramme de la permittivité(ϵ), de la perméabilité(μ) et de l'indice de réfraction(n).

D'après la figure (II.2), on remarque bien que pour un matériau, Réfraction négative, elle doit montrer le signe de la permittivité relative ϵ et de la perméabilité μ négatifs. Mais il n'y a pas de matériaux dans la nature qui présentent les deux phénomènes. Comme nous l'avons vu auparavant. Pour le créer, il est nécessaire d'associer deux structures, par ex. Le premier est la permittivité négative et le second est la perméabilité négative.

II.4.1 Matériaux à permittivité négative ENG

Dans les domaines infrarouge et optique du spectre électromagnétique, des permittivités avec des valeurs négatives ont été observées pour les métaux alcalins. Ce comportement est dû à la masse et la charge de l'électron, à l'origine de la physique riche et intéressante que l'on peut trouver dans les systèmes métalliques à très haute fréquence. L'inconvénient de ces matériaux est que Dans le régime optique et hyperfréquence, les pertes résistives des

mé Rapport deviennent dominantes. La structure en fil métallique fin (metalthin-wire structure) présente une permittivité négative sous certaines conditions (figure II.3).

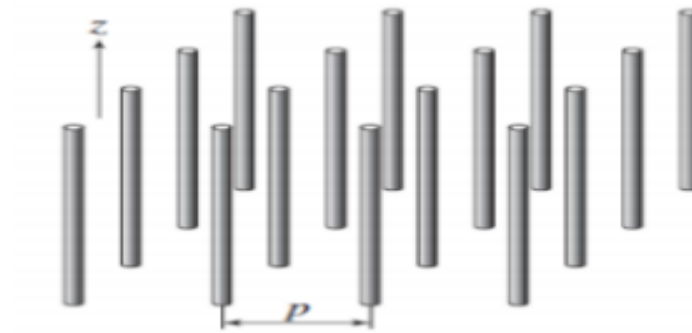


Figure II.3 : Structure fils fins présentant ϵ négative/ μ positive quand $E // z$.

En effet, lorsque l'excitation du champ électrique E est parallèle à l'axe du fil ($E // z$), Cela induit du courant le long de ces fils et crée un moment dipolaire électrique équivalent.

Cependant nous remarquons que les matériaux artificiels se comportent comme des milieux et possédants une permittivité négative a été fabriqués. L'avantage de ces matériaux artificiels est que les pertes résistives peuvent être contrôlées. Ce type de matériau est plus connu sous le nom de plasma artificiel.

La permittivité est donnée en fonction de la fréquence de plasma ω_{pe} et de la fréquence d'excitation ω .

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

Où la fréquence de plasma est donnée par :

$$\omega_{pe} = \mathbf{1} - \frac{\rho e^2}{\epsilon_0 m_{eff}} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

ρ : la densité d'électron.

e : la charge de l'électron.

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

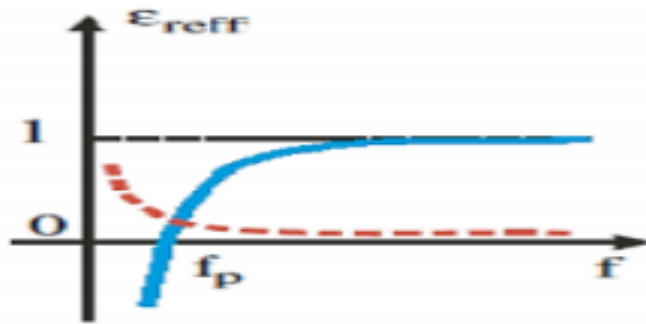


Figure II.4. Permittivité effective du milieu en fonction de la fréquence.

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

Vu que la charge spécifique de l'électron est très grande ($e/m_{eff} = -1.76 \times 10^{11} \text{CKg}^{-1}$), la fréquence du plasma des métaux se situe typiquement dans le domaine ultraviolet du spectre. Afin d'abaisser cette fréquence, des particules plus lourdes ayant une densité ρ plus faible sont requises [II.6].

II.4.2 Métamatériaux à perméabilité négative « MNG »

Dans le domaine des micro-ondes, certains matériaux ferromagnétiques et matériaux composites antiferromagnétiques tels que MgF2 et FeF2 peuvent présenter une perméabilité négative. Cependant, ces matériaux sont lourds et ont des pertes magnétiques élevées. Possibilité de créer des supports non magnétiques La réponse magnétique est très intéressante. Cette possibilité est devenue réalité en 1999 lorsque Pendry introduit la structure Swiss-Roll illustrée à la figure (II.5). En effet, le rouleau suisse est une structure métallique artificielle qui existe sans résonance magnétique composants magnétiques. Chaque rouleau suisse individuel se compose d'un cylindre de rayon R il est enroulé avec une hélice conductrice isolée à N spires. Espacement entre les tours consécutifs représenté par d_c . Il n'y a donc pas de contact électrique entre les couches. Quand il y a un champ magnétique Appliquer une alternance selon l'axe du cylindre,

$$\mu_{eff} = \frac{F}{\frac{2\sigma i}{\omega r \mu_0 (N-1)} - \frac{d_c C_0^2}{2\pi^2 r^2 (N-1)\omega}} \quad (II.3)$$

Où C_0 est la vitesse de la lumière dans le vide et ω la pulsation angulaire. La feuille spirale a une conductivité σ et l'isolant entre les couches conductrices à une permittivité. Le Rapport de remplissage de matériau qui est magnétiquement actif est donné par F . La perméabilité effective s'écrit sous la forme suivante [II.5] :

$$\mu_{eff} = \mathbf{1} - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega^2 + iT\omega} \quad (II.4)$$

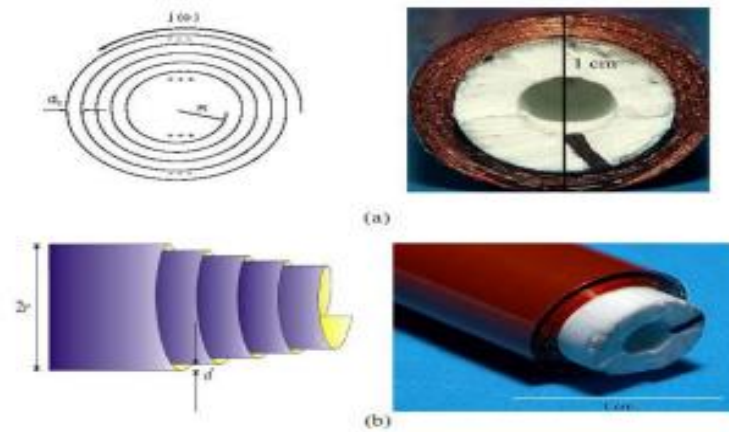


Figure II.5 : Structure de rouleau suisse introduite par Pendry : (a) vue de face. (b) vue de profil [II.7].

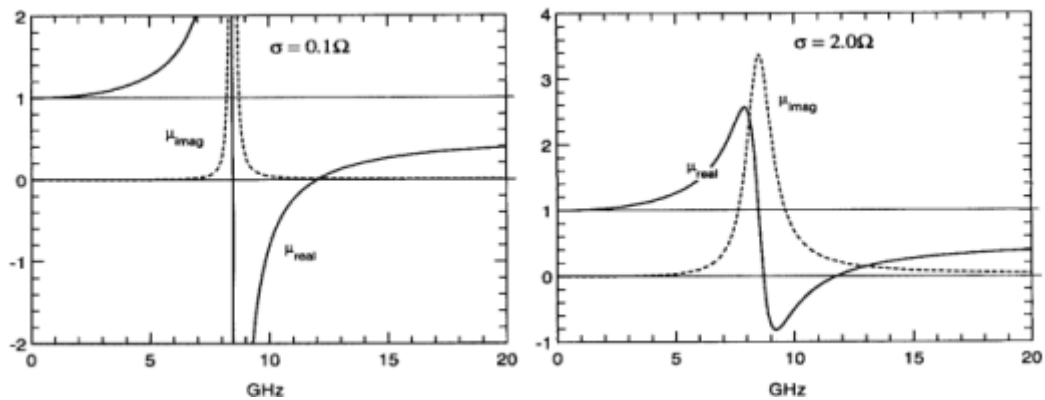


Figure II.6 : Variation de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la conductivité σ 0,1, 2. [II.8]

Où la pulsation de résonance est donnée par :

$$\omega^0 = \sqrt{\frac{dcC0^2}{2\pi^2 R^3(N-1)}} \quad (II.5)$$

L'amortissement de la résonance est donné par le facteur :

$$\mathbf{T} = \mathbf{1} - \frac{2\sigma}{\omega R \mu_0 (N-1)} \quad (II.6)$$

La perméabilité négative est obtenue par magnétisme artificiel sur des motifs d'anneaux fendus qui seront appelés par la suite Split Ring Resonators (SRR) ,excité par un champ magnétique parallèle à son axe , la caractéristique typique de ce phénomène en fonction de la fréquence suit une évolution de Lorentz (Figure 11.7) ou correspond à la pulsation de résonance pour laquelle la perméabilité effective devient négative et repasse par zéro à la pulsation désignée comme la pulsation plasma magnétique. Par analogie avec la pulsation plasma électrique. Lorsque l'on s'éloigne de cette résonance, la perméabilité effective tend vers zéro.

Différents types de résonateurs en anneau fendu « RAF » ou « SRR » sous plusieurs formes géométriques (carré, circulaire, oméga...), ont été présente dans la littérature [II.8].



Figure II.7 : Résonateur en anneau fendu (Split Ring Resonator (SRR)).

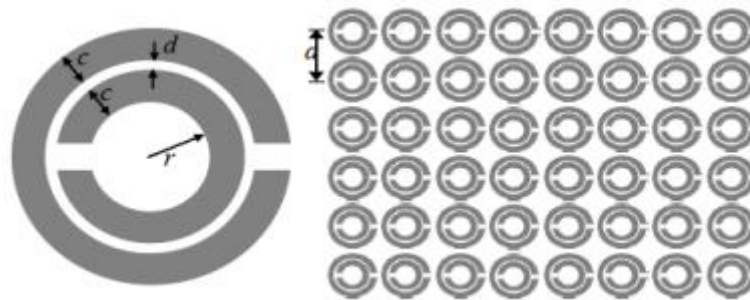


Figure II.8 : Réseau de SRR avec perméabilité magnétique effective négative.

Après le calcul de la force électromotrice sur les mailles formées par chacune des deux boucles de la SRR l'expression de la perméabilité effective est donnée par :

$$\mu_{eff} = \mathbf{1} - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma i}{\omega R \mu_0} - \frac{3}{\pi^2 \mu_0 \omega^2 C r^3}} \quad (\text{II.7})$$

Le volume occupé par une cellule unitaire appartenant au réseau global r , est le rayon de l'anneau interne a , la périodicité du réseau et d est la distance entre les deux SRRs emboîtés.

Le volume F et la capacité C créée par le gap intra-cellules adjacentes s'écrivent sous les formes suivantes :

$$F = \pi \frac{r^2}{a^2} \quad (\text{II.8})$$

$$F = \pi \frac{r^2}{a^2} \quad (\text{II.9})$$

En se basant sur les structures originales de J. Pendry, les chercheurs ont espéré alors réaliser et caractériser expérimentalement ces matériaux mystérieux. Et ce n'est qu'en 2001 qu'une structure Métamatériaux a vu le jour (Figure I I.9). L'équipe de D.R. Smith a réalisé une structure à base d'un réseau de SRR avec des tiges métalliques, elle a ensuite proposé une structure planaire améliorée fonctionnant dans le domaine des micro-ondes (Figure I I.10.b), pour proposer après une méthodologie de caractérisation expérimentale des propriétés de Métamatériaux sur la base de la mesure des paramètres S [II.9].

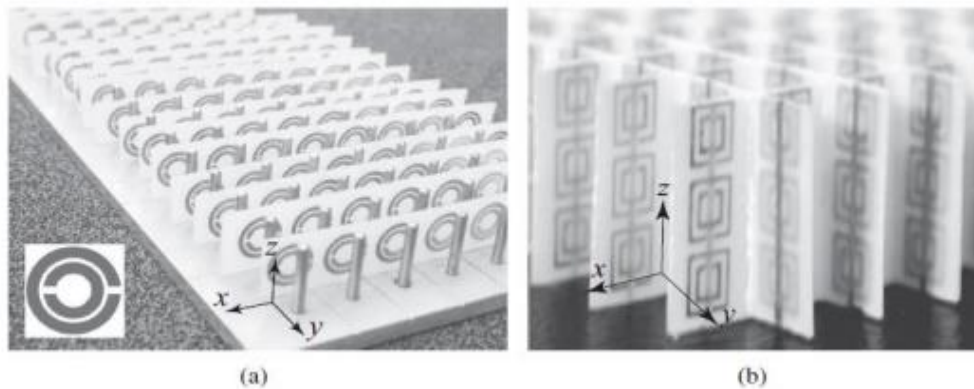


Figure II.9 : (a) Premier Prototype Métamatériaux proposé par l'équipe du D.R. Smith
:(b) prototype amélioré. [II.10]

II.4.3 Matériaux à doublement négatif DNG

D'après les travaux de J.Pendry. , on peut dire que la combinaison du milieu à permittivité négative et du milieu à perméabilité négative devient simultanément possible et concevable, résultant en un milieu avec un indice de réfraction négatif. La première démonstration expérimentale a été faite par D. Smith en 2000 [II.11] basée sur D'après les travaux de J. Pendry [II.12] [II.13]. L'expérience a montré pour la première fois Un multiple du milieu de terrain gauche théorique prédit par Veselago. R.A [II.14]. Par la suite, Shelby et D. Smith a proposé une version bidimensionnelle de ce milieu composite [II.15], donnée par Figure II.11.

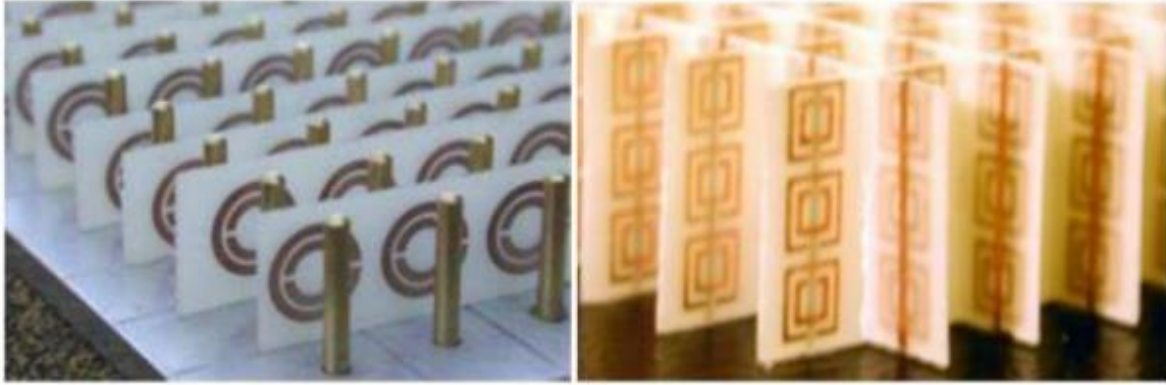


Figure II.10 : (a) Premier milieu main gauche réalisé. (b) milieu 2D réalisé par Shelby.

II.5 APPLICATION DES METAMATERIAUX

Ces quinze dernières années, les métamatériaux jouissent d'un intérêt croissant via notamment :

- Les techniques de camouflage.
- Cape d'invisibilité.
- Super lentille.
- La miniaturisation.
- La sélectivité.

II.5.1 Techniques de camouflage

Cette application, bien que relevant quasiment de la science-fiction, a particulièrement capté l'attention du grand public sur les métamatériaux. L'idée est née d'une publication de J. Pendry en 2006. Elle est basée sur les transformations géométriques de la relativité permettant de contrôler en chaque point de l'espace le parcours des ondes électromagnétiques, faisant apparaître des potentialités lointaines telles que la cape d'invisibilité d'Harry Potter. Ce type d'application ne nécessite pas une permittivité et perméabilité négative, mais de pouvoir contrôler et varier leur valeur dans l'espace. [II.16]

II.5.2 Cape d'invisibilité

La fabrication de la première cape d'invisibilité aux micro-ondes a été développée par John Pendry qui a proposé des métamatériaux en 2006, dont les champs électromagnétiques peuvent contrôlée et manipulée. Cette cape d'invisibilité peut dévier les ondes centimétriques ou Micro-ondes, figure (II.12). [II.17]



Figure (II.11) : La cape d'invisibilité de J.Pendry.

II.5.3 Super lentille

L'une des applications les plus convaincantes des métamatériaux est celle des "métallènes". Les lentilles ordinaires focalisent le faisceau incident en un point, le point focal et L'image de la source lumineuse peut ainsi être reproduite sur l'écran (Figure II.13.a). La focalisation est possible grâce à la réfraction du faisceau sur la forme courbe de la lentille.

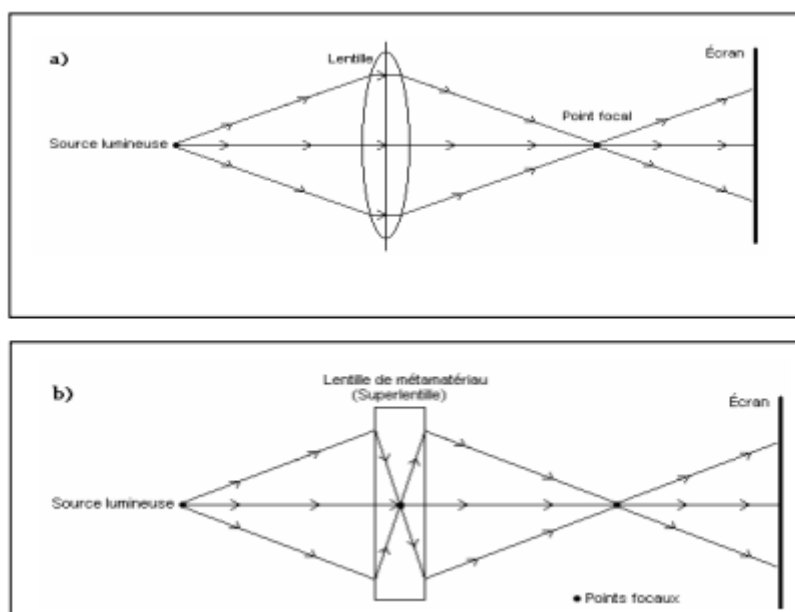


Figure II.12 :(a) Focalisation avec une lentille ordinaire. (b) Focalisation avec une super lentille.

Les lentilles faites de métamatériaux peuvent prendre des formes planes telles que Graphique II.13(b). Parce que l'indice de réfraction est négatif, la lumière est courbée vers l'intérieur, et si la lentille est suffisamment épaisse, un point focal se formera au milieu de la lentille. Ce point focal interne est de peu d'utilité, mais un autre point focal se forme à l'extérieur. L'appareil est appelé "Super Lens" car il a une résolution de plus de C'est en grande partie la résolution d'un objectif normal. Étant plat, le super objectif élimine l'Aberration totalement

sphérique des images produites par des lentilles ordinaires. Ce L'aberration sphérique dans les lentilles biconcaves peut rendre l'image un peu floue. Cela est dû à la forme sous-optimale de la lentille : la lumière traversant la lentille Les bords de la lentille n'ont pas le même foyer que la lumière passant près du centre. La propriété la plus étonnante d'un super objectif est qu'il peut atteindre Résolution supérieure à celle limitée par la limite de diffraction classique. Cette limitation signifie que la source lumineuse peut être imagée clairement (actif ou passif) qui est beaucoup plus petite que la longueur d'onde de la lumière utilisée. La partie de l'onde contenant l'information nécessaire pour obtenir cette résolution se dissipe très rapidement. Par contre, une super lentille amplifie ces parties de l'onde, permettant d'imager une source lumineuse beaucoup plus petite que la longueur d'onde de la lumière utilisée [II.19].

II.5.4 Miniaturisation

Quatrième application importante, les métamatériaux permettent la plus grande partie de la miniaturisation des équipements traditionnels tels que les antennes, les guides d'ondes, les absorbeurs, les capteurs, etc. nous Nous allons montrer deux exemples d'application : La figure (II.14) montre une antenne patch améliorée, car elle est placée sur une couche de métamatériaux, et comme elle est résonnante, la perméabilité est bien supérieure à 1.

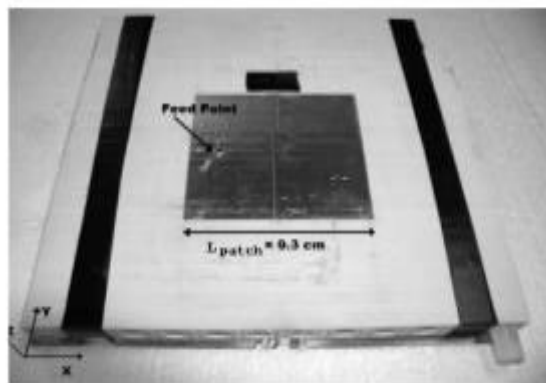


Figure II.13 : Photo d'une antenne patch miniaturisée grâce à une couche de métamatériaux à la perméabilité améliorée.

Un deuxième exemple de miniaturisation : les absorbants dans les métamatériaux, Figure (II.15) en Infrarouge. L'épaisseur de l'absorbeur est d'environ 100 nm, soit 15 fois plus petite que la longueur d'onde du pic d'absorption [II.18]. Dans ce cas, l'utilisation de métamatériaux peut être réduite Absorbe la taille tout en maintenant une efficacité opérationnelle élevée. Il a été montré que le fait de métamatériaux à perméabilité résonnante

permet d'amplifier cette dernière ($\mu \ll 1$) et Cela réduit considérablement l'épaisseur de l'absorbant.

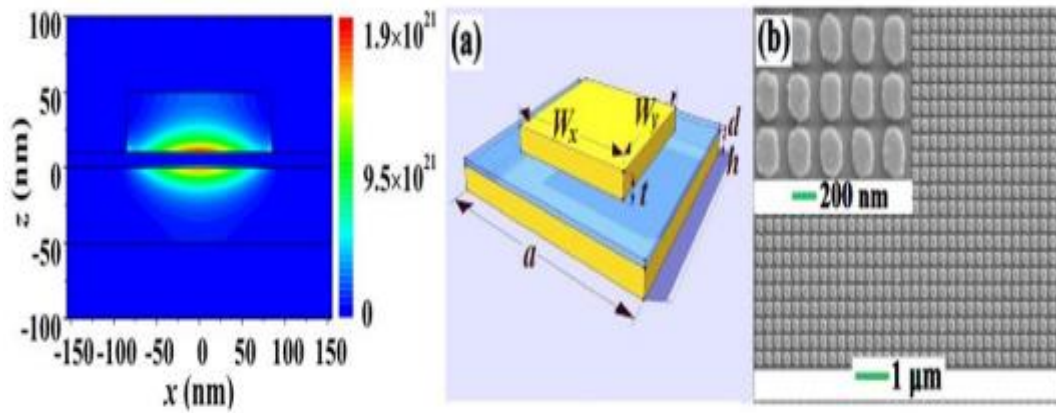


Figure II.14 : Couche d'absorbant par Haoet al. à base de métamatériaux métallique, fonctionnant dans l'infrarouge. [II.18]

II.5.5 Sélectivité

De par leurs dimensions sub-longueur d'onde, les métamatériaux ont un intérêt dans la fabrication de capteurs performants. Pendry a mis en évidence ce potentiel en 1999. La rupture de symétrie dans les « atomes » de ces métamatériaux permet l'émergence de modes de résonance plus précis. En diminuant la largeur de la fréquence Δf , visible sur la partie droite de la figure (II.16), on dit Meilleure sensibilité aux métamatériaux. [II.18]

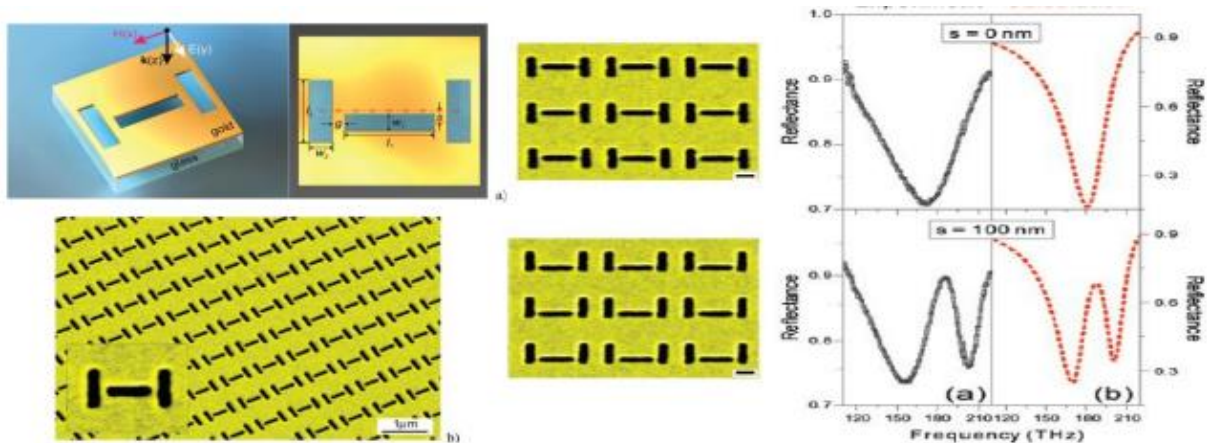


Figure II.15 : Métamatériaux plan ayant une grande sensibilité en fréquence au THz, permettant de concevoir un capteur performant dans le visible. En jouant sur la position de la fente centrale, on brise la symétrie de résonance qui devient plus fins (à droite).

II.6 CONCLUSION

Dans ce deuxième chapitre, nous avons présenté les notions de bases sur les métamatériaux à savoir l'obtention d'une permittivité et une perméabilité permittivité et ou une perméabilité négatives une classification des métras matériaux a été ensuite présentée en fonction du signe des paramètres effectifs de ces éléments (ENG, MNG et DNG). Enfin, nous avons cité quelques applications potentielles des métamatériaux qui ont un rôle important dans les nouvelles technologies surtout les domaines des télécommunications.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [II.1] Christophe Caloz, Tatsuo Itoh "Electromagnetic Metamaterials: Transmission line theory and microwave applications", JOHN WILEY & sons, 2006.
- [II.2] T. BOUGOUTIA, « Analyse et conception des antennes microstrip à base de métamatériaux », Thèse de Doctorat Option Micro –Ondes, Université Mohamed Boudiaf-Msila, Mai 2018.
- [II.3] V. Veselago, L. Braginsky, V. Shklover, and C. Hafner."Negative Refractive Index Materials".ASP Computer Theory Nanoscience, Vol. 3, No. 2, pp. 1-30, 2006.
- [II.4] Habib KANDOUZI, «Contribution à la conception d'un filtre passe bande à base des métamatériaux», Mémoire de Master en télécommunication, Université de Dr Tahar Moulay - SAIDA, 2016.
- [II.5] Shah Nawaz BURKOUR, « Mise en œuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes », Thèse de Doctorat, Université Paris Ouest Nanterre la Défense, 2005.
- [II.6] Hacane OURTEMACHE, « Métamatériaux, application aux antennes RFID », Mémoire de Master en télécommunication, Université A/Mira de Béjaia, 2012.
- [II.7] N. ABELGHANI « Etude et conception de structures à base de métamatériaux pour applications aux circuits microondes et antennes », thèse pour l'obtention du grade Docteur En science en Télécommunication, Université Abou Bakr Belkaïd-Tlemcen, 22 Décembre 2018.
- [II.8] S. GAMOUH, « Etude des métamatériaux et leurs applications dans les systèmes microondes », Thèse de doctorat En Electronique, Université Frères Mentouri Constantine, 10 Octobre 2017.
- [II.9]<http://www.memoireonline.com/11/12/6502/Conception-dune-antenne-Patch-Microstrip.html>.
- [II.10] A. JOHN WILEY. SONS « Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications the engineering », Livre publié in Canada, 2006.
- [II.11] D. Smith, W. Padilla, D. Vier, S. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," Physical review letters, vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, May 2000
- [II.12] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Low frequency plasmons in thin wire structures", Journal of Physics : Condensed Matter, , no. 10, pp. 4785–4809, March 1998.

- [II.13] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.47, no. 11, pp. 2075–2084, November 1999
- [II.14] V. G. Veselago, “The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of Epsilon and Mu,” Soviet Physics Uspekhi, vol. 10, no. 4, pp. 509–514, 1968.
- [II.15] R. A. Shelby, D. R. Smith, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, ” Microwave transmission through a two-dimensional, isotropic, left-handed metamaterial,” Appl. Phys. Lett., vol.78, p. 489, 2001
- [II.16] S. LANNÈBRE, « Étude théorique de métamatériaux formés de particules diélectriques résonantes dans la gamme submillimétrique : magnétisme artificiel et indice de réfraction négatif », Thèse pour Obtenir le grade Docteur En Electronique, Université bordeaux 1, 03 Novembre 2011.
- [II.17] S. GAMOUH, « Etude des métamatériaux et leurs applications dans les systèmes micro-ondes », Thèse de doctorat En Electronique, Université Frères Mentouri Constantine, 10 Octobre 2017.
- [II.18] S. MARCELLIN, « Métamatériaux « tout-diélectrique » pour le térahertz », Thèse de doctorat En Physique, THESE DE DOCTORAT DE L’UNIVERSITE PARIS-SACLAY, préparée à l’Université Paris-Sud, 24Mai 2016.
- [II.19] Abdellah DRAOUI, Ammar KEZADRI, « Conception de nouveaux coupleurs métamatériaux directifs à base de deux approches (CRLH, RESONANT) », Mémoire pour l’obtention du diplôme de Master, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, 2012.

Chapitre III : Résultats et simulation

III.1 INTRODUCTION

L'objectif de ce chapitre est de concevoir une antenne imprimée pour les applications IoT. Nous allons d'abord brièvement introduire le logiciel utilisé CST Microwave Studio (MWS), ensuite nous commencerons par la première étape qui est l'étude de la première antenne avec un seul élément rayonnant à la fréquence de résonance 5.8GHz et nous procéderons à une simulation pour trouver des paramètres internes (paramètres S..., bande passante) et des caractéristiques externes (gain, et diagramme de rayonnement). Puis nous allons concevoir une structure unique pour l'antenne, et pour objectif on veut augmenter le gain pour cela la meilleure méthode c'est de concevoir un réseau d'antennes.

Finalement, nous présentons les résultats des simulations réalisés pour évaluer les performances de notre antenne proposée en termes de coefficient de réflexion, le Rapport d'ondes stationnaires (VSWR), le diagramme de rayonnement, le gain ainsi que l'efficacité. Et nous clôturent ce chapitre par une comparaison générale puis une conclusion.

III.1.1 Présentation du logiciel Microwave Studio de CST

CST MICROWAVE STUDIO® (CST MWS) est un outil spécialisé pour la simulation électromagnétique 3D de composante haute fréquence, CST MWS permet l'analyse rapide et précise des dispositifs haute fréquence (HF) tels que les antennes, les filtres, les coupleurs, les structures planaires et multicouches et les effets SI et CEM. Il simplifie l'insertion des structures en fournissant un solide 3D pour modéliser chaque élément à la fin, c'est un simulateur électromagnétique basé sur la technique des intégrations finies (FIT). Le logiciel CST met à disposition des solveurs de domaine temporel et de domaine fréquentiel, CST MWS propose d'autres modules de solveur pour des applications spécifiques. Les filtres pour l'import de fichiers CAO spécifiques et l'extraction des paramètres SPICE améliorent les possibilités de conception et font gagner du temps. [III.1] [III.2]

III.2 CAHIER DES CHARGES

Ce projet consiste à réaliser une antenne patch à la fréquence de 5.8 GHz. Le cahier des charges nous impose les valeurs caractérisant des différents éléments de l'antenne :

- Permittivité diélectrique du substrat $\epsilon_r = 4.3$ (FR4) et $\epsilon_r=11.9$ (Silicone).
- Hauteur du substrat diélectrique : $h_s = 1.6mm$.
- Fréquence de résonance que l'on désire : $f_r = 5.8 GHz$. Parce que c'est une band sous licence louée pour les chercheurs et pour les tests médicaux

- Adaptation à 50 Ohm.
- Alimentation par ligne microstrip.
- Epaisseur de la métallisation : $hc = 0.035mm$.

III.2.1 Calculs théoriques des dimensions de l'antenne patch rectangulaire

• **Détermination de la largeur Wp du patch** : La formule permet de calculer la largeur du patch travaillant à la fréquence de résonance 5.8 GHz. Cette formule permet d'optimiser le rayonnement et de limiter les modes d'ordres supérieurs. [III.3]

$$wp = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (\text{III.1})$$

• **Détermination de la longueur de patch (Lp)** :

$$Lp = Leff - 2\Delta L \quad (\text{III.2})$$

• **La longueur efficace $Leff$** :

$$Leff = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{III.3})$$

• **Calcul de constants diélectriques effectifs ϵ_{eff}** :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad (\text{III.4})$$

• **Extension de longueur (ΔL)** :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.813 \right)} \quad (\text{III.5})$$

• **Calcul de longueur d'alimentation (Lf)** :

$$Lf = \frac{c}{2f} \quad (\text{III.6})$$

• **Calcul de longueur de substrat (Lg)** :

$$Lg = Lp + 6 \cdot h + Lf \quad (\text{III.7})$$

• **Calcul de la largeur du substrat (wg)** :

$$wg = wp + 6 \cdot h \quad (\text{III.8})$$

• **Calcul de la largeur de la ligne d'alimentation (wf) avec $Zc=50\Omega$**

On utilise le calculateur cst pour calculer wf .

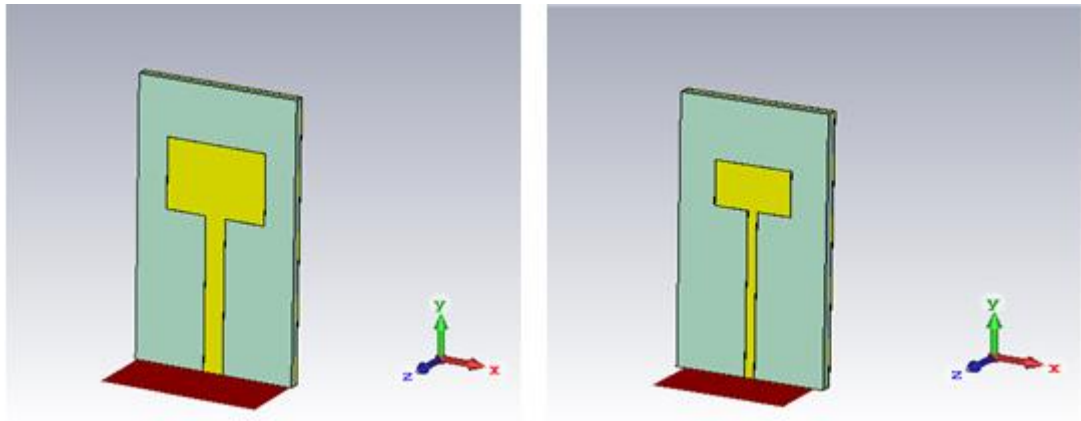
Paramètres	Type de substrat	
	FR4	Silicone
W_p (mm)	15.886	10.18
ϵ_{eff}	3.7601	9.658
L_e (mm)	12.47	8.321
ΔL (mm)	0.7251	0.644
L_p (mm)	11.88	7.024
L_f (mm)	25.862	25.862
w_f (mm)	3.137	1.27
L_g (mm)	47.342	42.486
w_g (mm)	25.486	19.78

Tableau III.1 : Dimensions des paramètres de l'antenne patch.

III.3 RESULTATS DE CONCEPTION ET DE SIMULATION DE L'ANTENNE PATCH

III.3.1 Conception d'une antenne patch rectangulaire initiale

Maintenant puisque toutes les dimensions sont calculées, nous allons pouvoir représenter l'antenne patch sous CST à la fréquence 5.8 GHz qui représente l'une des fréquences utilisées pour les applications IoT. La figure (III.1) représente une antenne patch rectangulaire initiale.



(a)FR4

(b)Silicone

Figure III.1 : Antenne patch initiale (a)FR4 (b) Silicone.

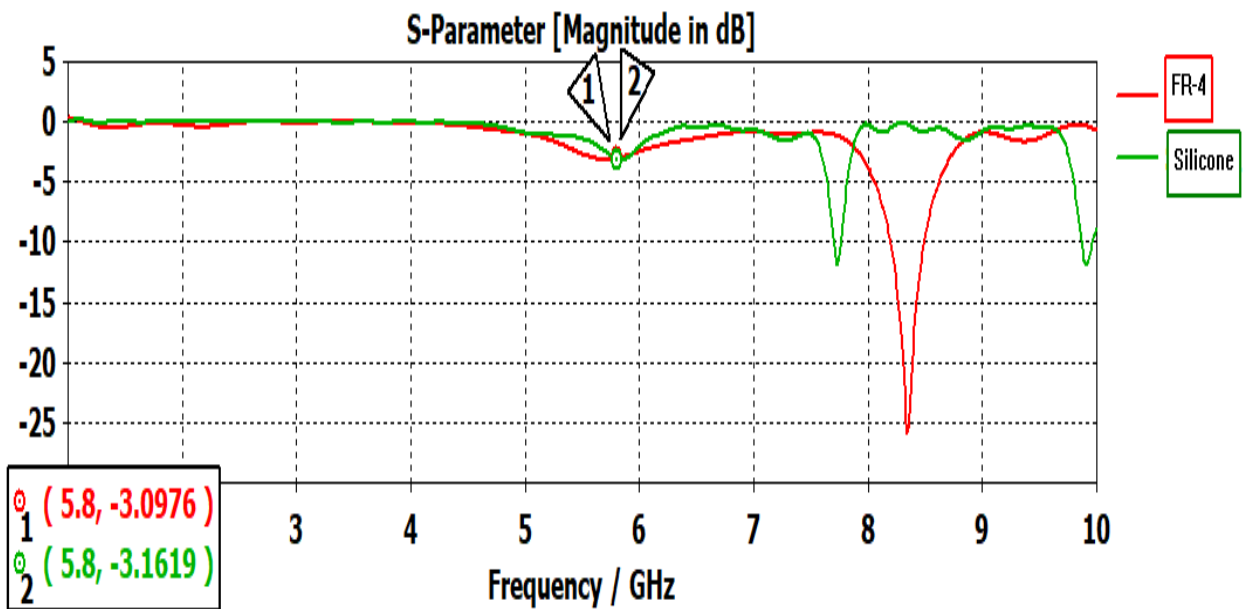


Figure III.2 : Coefficient S11 de l'antenne patch avec encoches en fonction de la fréquence(Rouge) FR4 (Vert) Silicone.

Paramètres	FR4	Silicone
Coefficient de réflexion S_{11}	-3.0976	-3.1619
VSWR	4.8466	5.2476
Gain	5.4254	4.7705

Tableau III.2 : Résultats de simulation de l'antenne imprimée initiale.

Nous remarquons que notre antenne n'est pas adaptée à notre fréquence de résonance, et pour bien l'adapter on va utiliser la méthode des encoches.

III.3.2 Conception de l'antenne patch rectangulaire avec encoches

La figure (III.3) représente une antenne patch rectangulaire avec encoches, on utilise les encoches pour une meilleure adaptation de l'antenne patch sur la fréquence de résonance 5.8GHz.

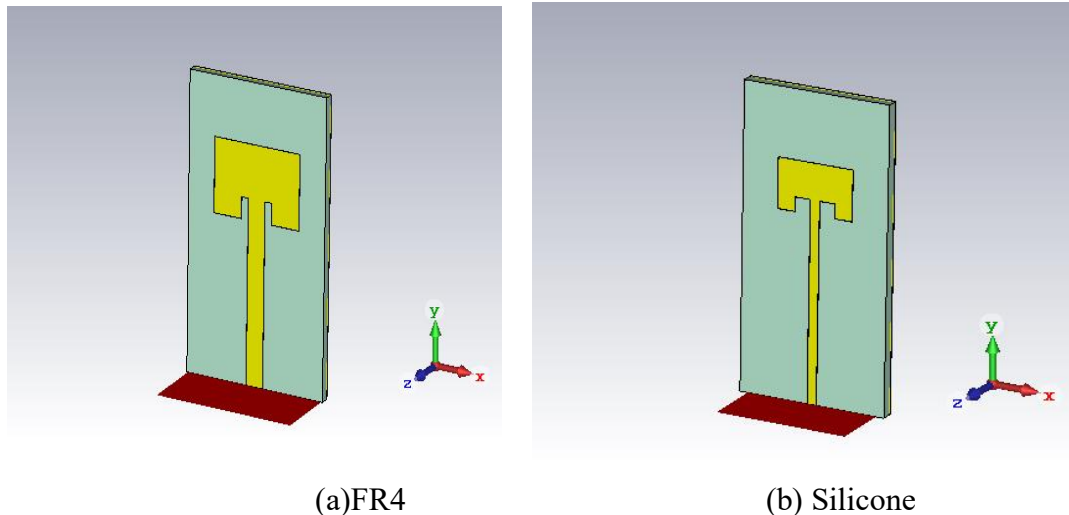


Figure III.3 : Antenne imprimée avec encoches (a) FR4 (b) Silicone.

La figure III.4 représente le résultat de simulation du coefficient S11 qui est de l'ordre de -15.241 dB pour FR4 et -13.459dB silicone pour les fréquences de résonnances de 5.797 GHz et 5.716 GHz.

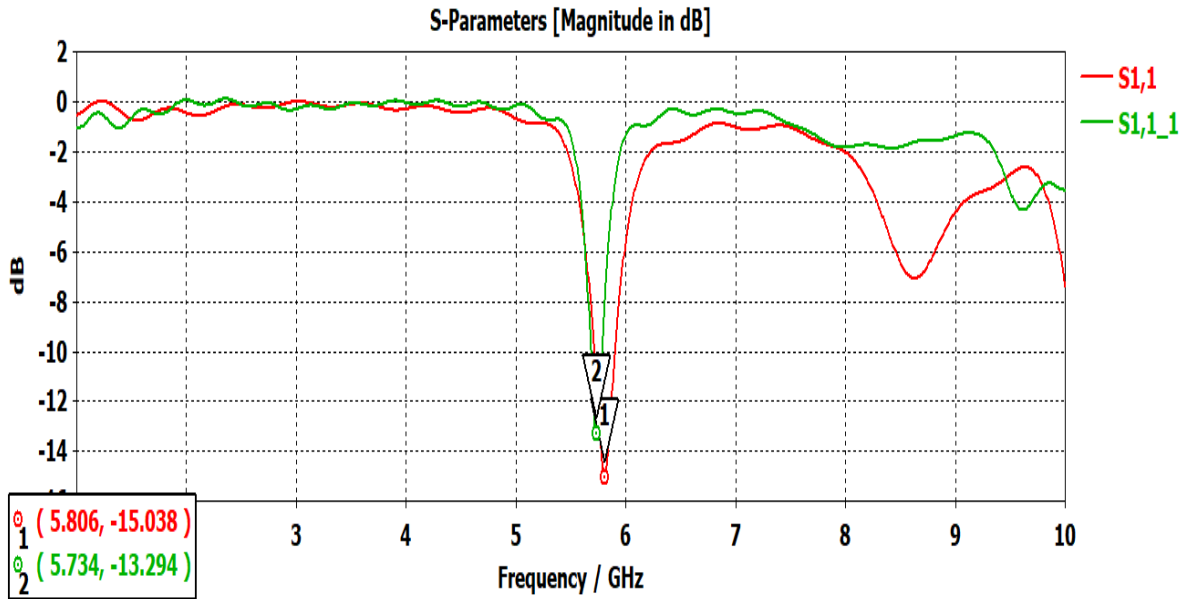


Figure III.4 : Coefficient S11 de l'antenne patch avec encoches en fonction de la fréquence(1) FR4 (2) Silicone.

La figure III.5 représente le rapport d'ondes stationnaire VSWR de l'antenne patch avec encoches.

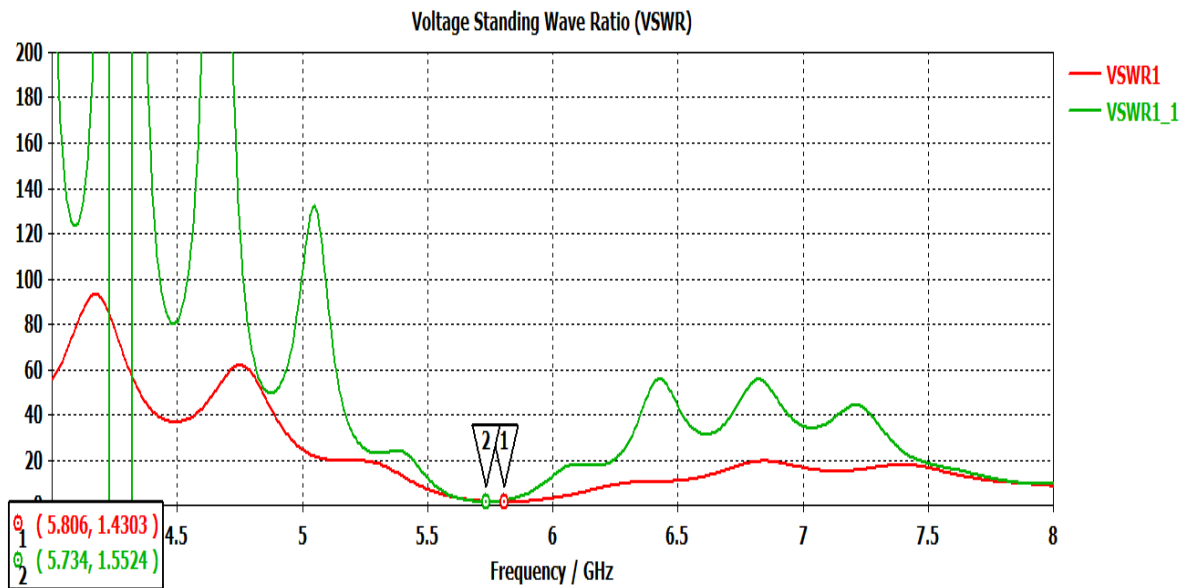
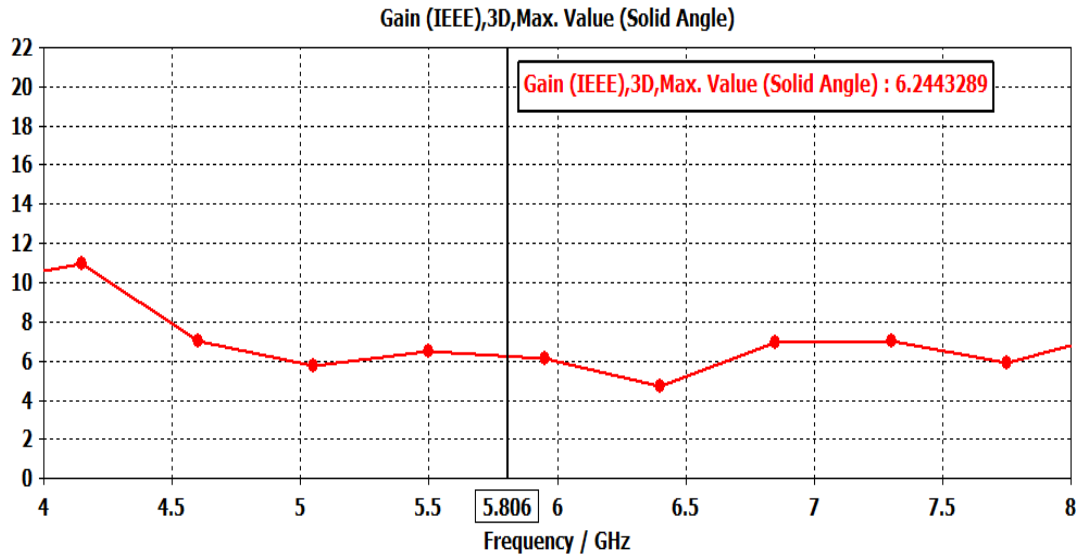
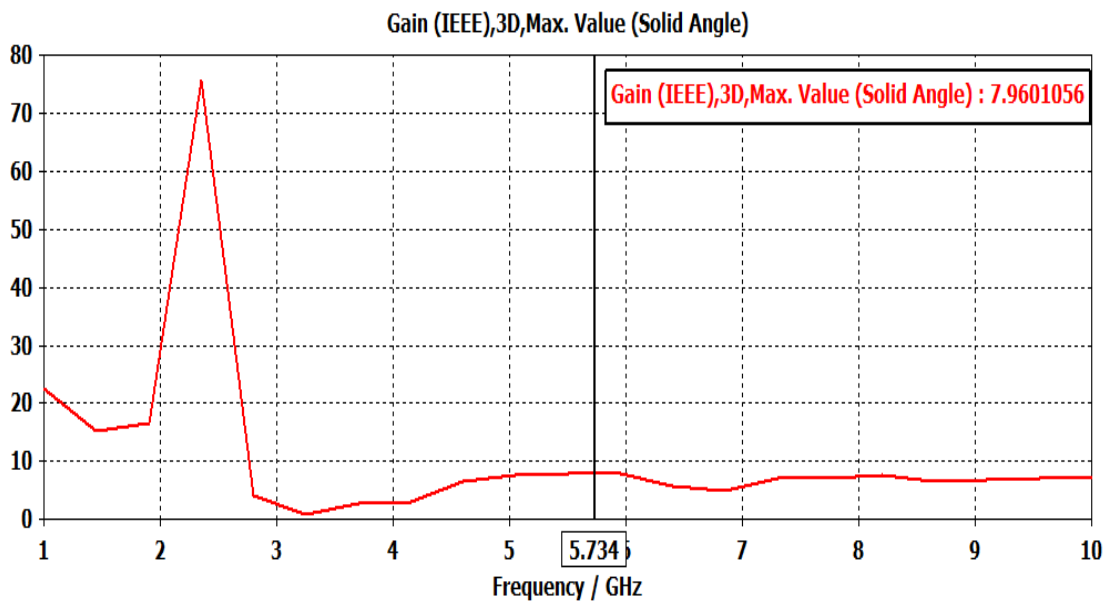


Figure III.5 : rapport d'ondes stationnaire (1) FR4 (2) Silicone.

La figure III.6 représente le gain d'antenne.



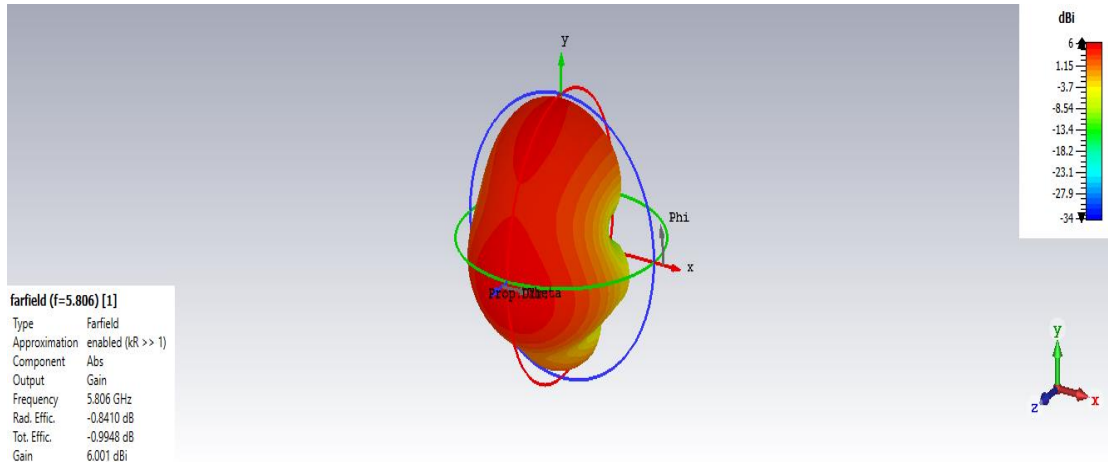
(a) FR4



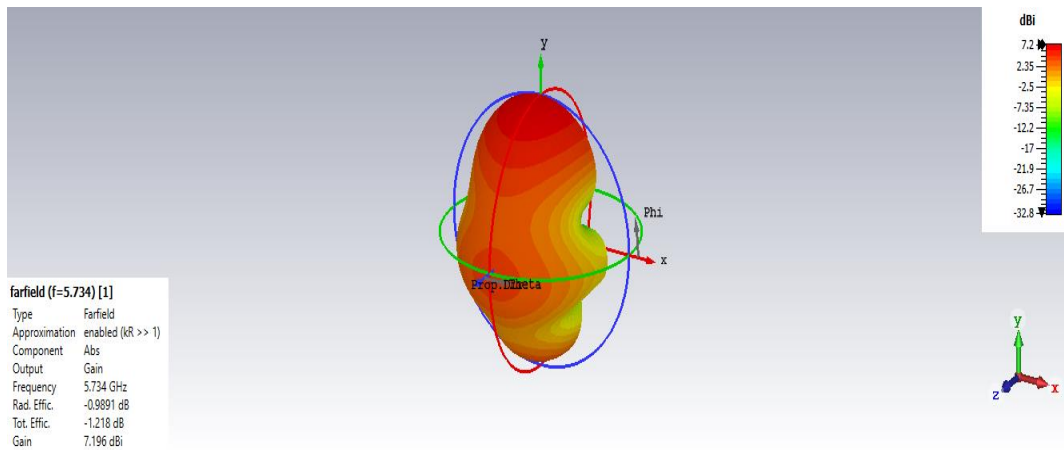
(b) Silicone

Figure III.6 : le gain d'antenne (a) FR4 (b) Silicone.

Sur les figures III.7, III.8 nous représentons respectivement les diagrammes de rayonnements 3D et en polaire de l'antenne à la fréquence de résonance 5.8GHz.

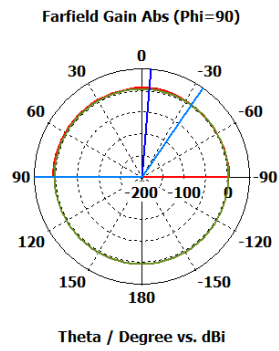


(a)FR4



(b)Silicone

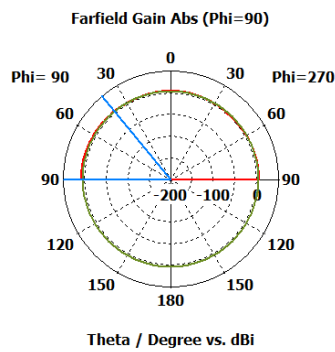
Figure III.7: Diagramme de rayonnement en 3D.



— farfield (f=5.806) [1]

Frequency = 5.806 GHz
 Main lobe magnitude = 6 dBi
 Main lobe direction = -5.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 124.3 deg.
 Side lobe level = -3.3 dB

(a)FR4



— farfield (f=5.734) [1]

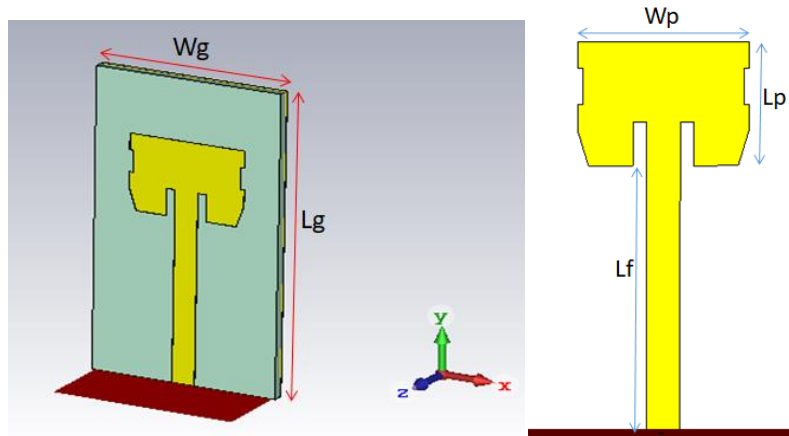
Frequency = 5.734 GHz
 Main lobe magnitude = 7.2 dBi
 Main lobe direction = 90.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 50.4 deg.
 Side lobe level = -2.6 dB

(b)Silicone

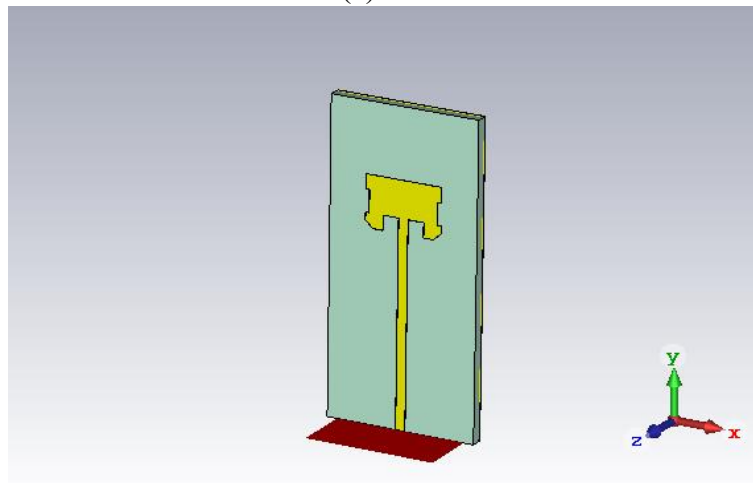
Figure III.8 : Diagramme de rayonnement en présentation polaire

III.3.3 Conception de l'antenne patch avec une nouvelle structure

Après avoir réalisé une antenne patch qui résonne à 5.8 GHz de forme rectangulaire connue dans la littérature, on vous propose maintenant un nouveau design de l'antenne précitée.



(a)FR4



(b)Silicone

Figure III.9: Antenne patch avec une nouvelle structure (a)FR4 (b)Silicone
-Coefficient de réflexion :

Le paramètre S_{11} de l'antenne patch présente un comportement approprié, comme le montre la figure III.10. L'antenne résonne à 5.8 GHz, ce qui signifie un bon résultat.

Nous remarquons que l'antenne a une largeur de bande maximale de 0.173 GHz autour de la fréquence de résonance 5.8GHz pour silicone et 0.185 GHz pour FR4.

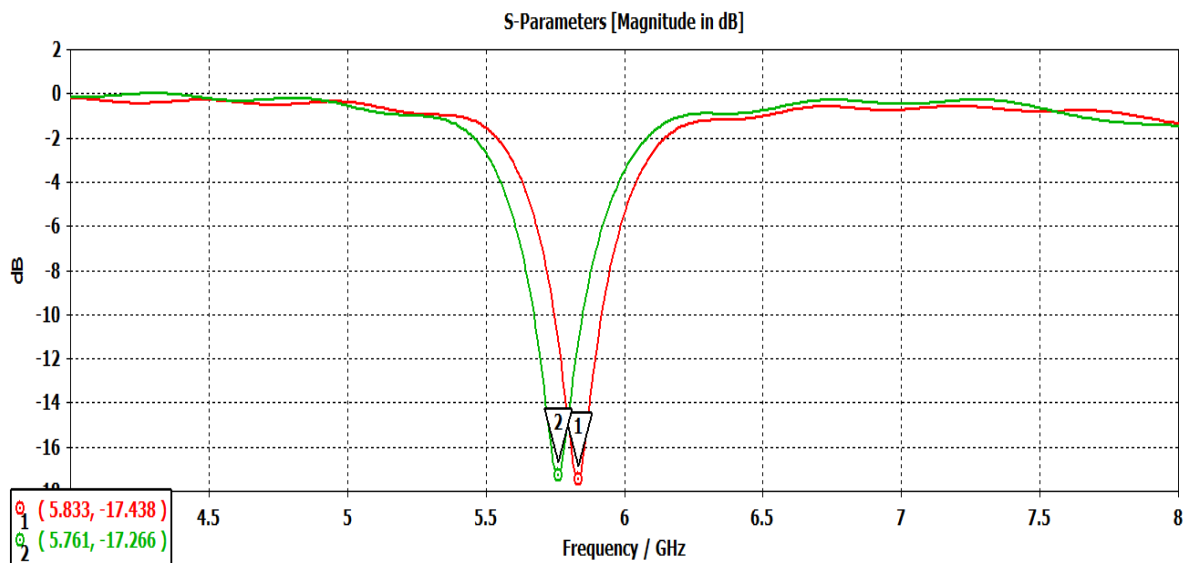


Figure III.10 : Coefficient S11 de l'antenne en fonction de la fréquence (1) FR4 (2) silicone.

-Rapport d'ondes stationnaire :

Le VSWR nous donne une bonne qualité d'adaptation nous avons relevé un $VSWR < 2$ pour la fréquence de résonance 5.8GHz comme l'indique la figure III.11.

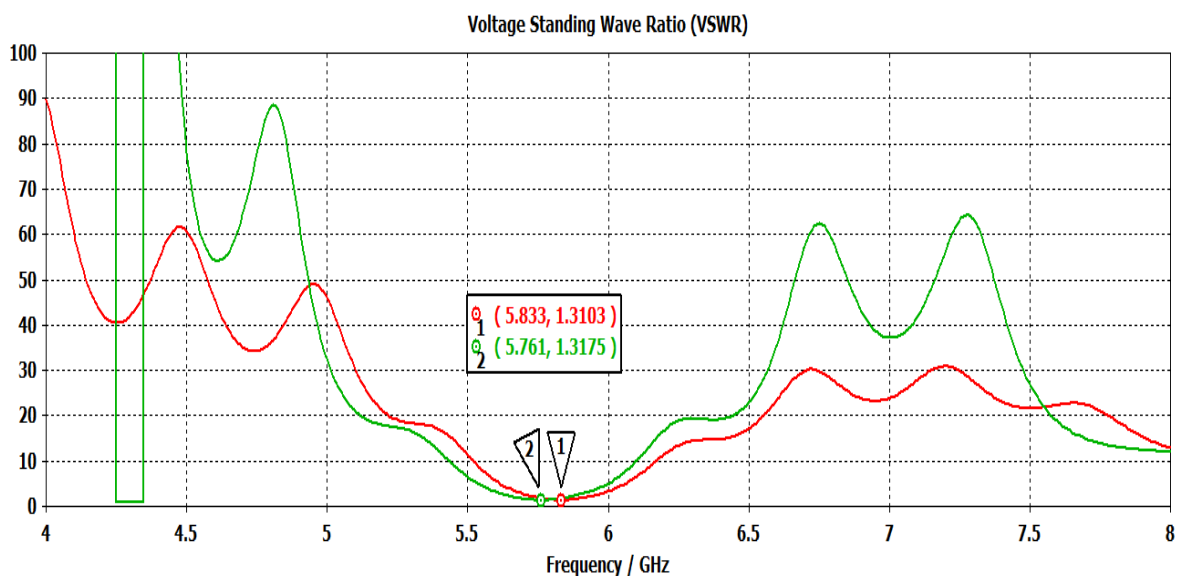
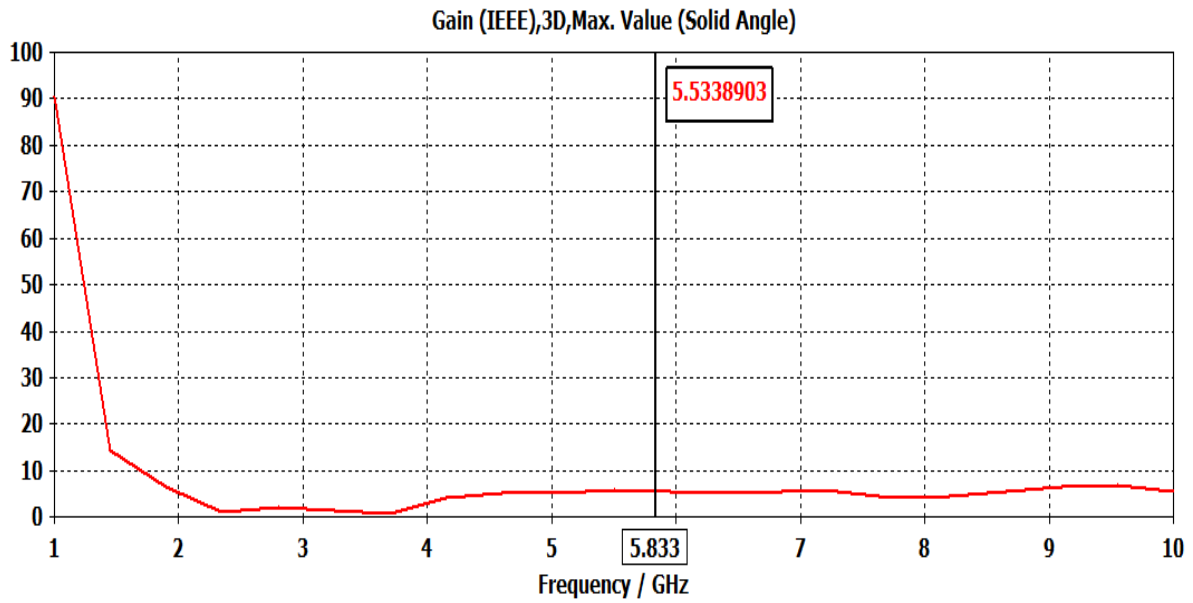
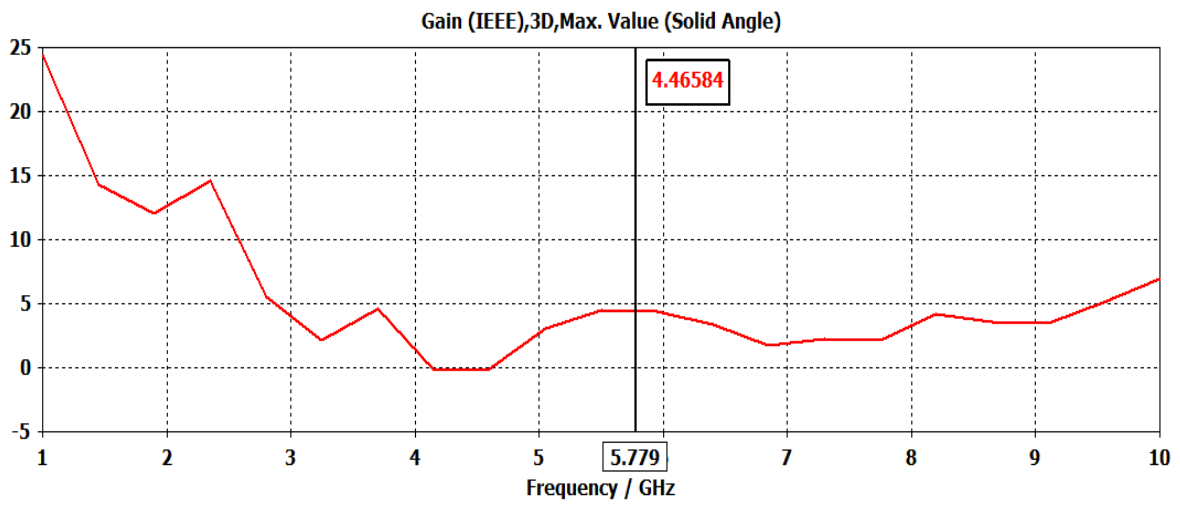


Figure III.11 : le rapport d'ondes stationnaire pour la nouvelle structure (1) FR4 (2) Silicone.

-Gain de l'antenne :



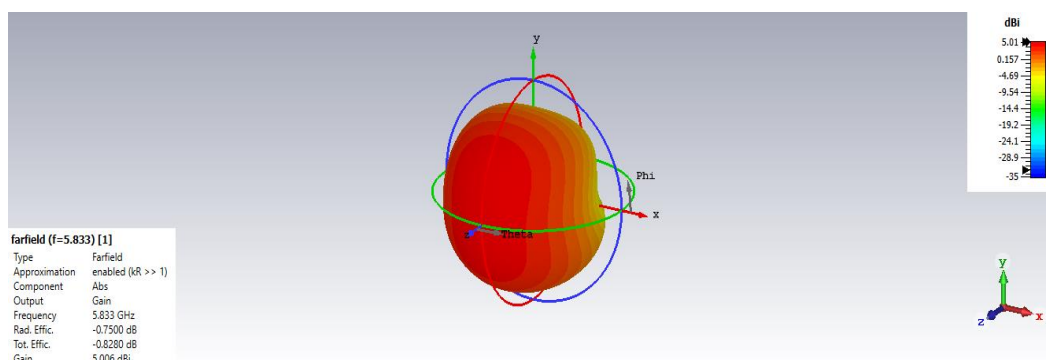
(a)FR4



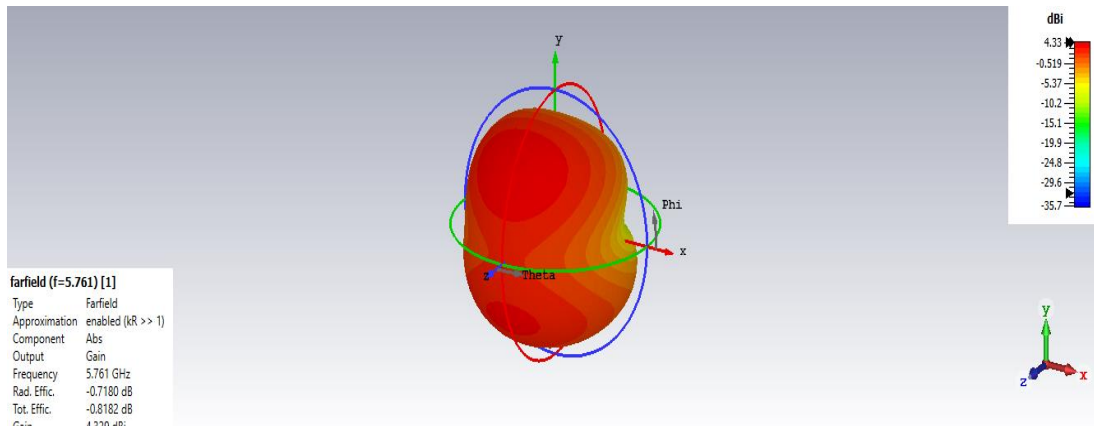
(b)Silicone

Figure III.12 : le gain d'antenne

-Diagramme de rayonnement du gain :



(a)FR4



(b)Silicone

Figure III.13 : Diagramme de rayonnement du gain en 3d.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne a une forme appropriée comme le montre la figure III.101, la valeur de gain est = 5.01 dB pour FR4 et 4.33 dB pour le substrat silicone.

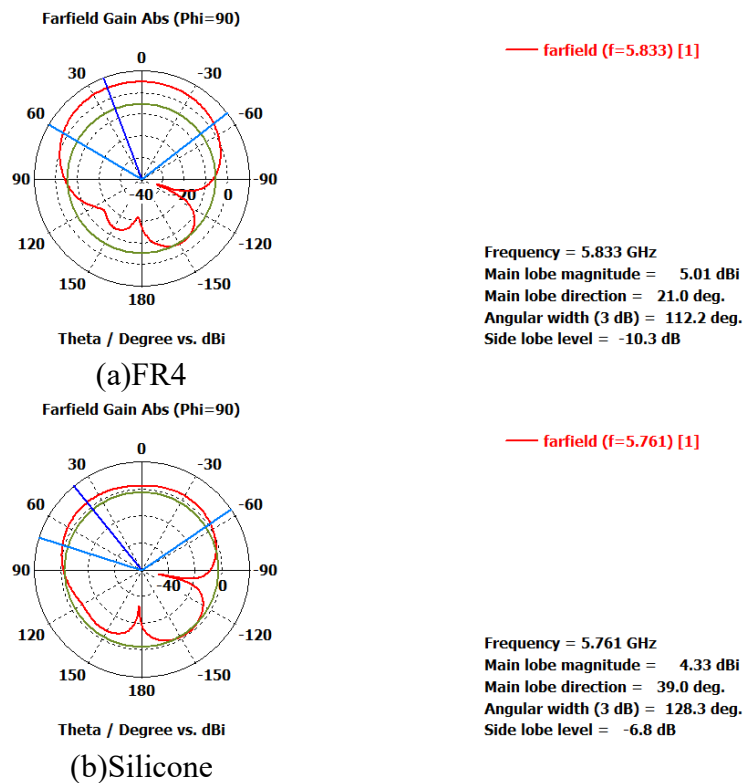


Figure III.14 : Diagramme de rayonnement en présentation polaire (a) FR4 (b) Silicone.

D'après la figure nous remarquons que le rayonnement est concentré dans la partie supérieure de l'antenne (entre le plan Y et Z).

III.4 CONCEPTION ET SIMULATION DES CELLULES SRR ET CSRR

III.4.1 Conception et simulation de la cellule SRR ou RAF à 2 anneaux

Dans cette section, nous nous intéressons à l'étude des résonateurs à anneau fendu carré, ce résonateur fabriqué en cuivre de 0.035 mm d'épaisseur déposé sur un substrat diélectrique de type FR4. Le constant diélectrique est de 4,3. Le SRR étudié est égal à 3.7 mm à l'extérieur et la largeur la piste mesure 0,22 mm, avec une découpe sur un côté montrant un gap de $G=0,2$ mm. Deux d'entre eux Les anneaux sont concentriques espacés de 0,22 mm l'anneau interne est de côté extérieur égale 2.82 mm. Pour les simulations avec le logiciel CST. Deux situations peuvent se présenter à des conditions obligatoires. Appliquer le mur électrique le long de l'axe y et du mur Le magnétisme le long de l'axe z se propage le long de l'axe x. mur électrique et Les champs magnétiques sont définis dans le logiciel CST par Perfect E et Perfect H. Par conséquent, pour l'excitation Nous utilisons deux ports d'excitation. Pendant la simulation, le champ magnétique doit être Parallèle à l'axe de l'anneau, une seule couche est considérée pour la propagation du champ aimant pour assurer un bon couplage magnétique. Tous les résonateurs et Placer le substrat dans une boîte de rayonnement (BOX) de taille $(4.7 \times 4.7 \times 4.7 \text{ mm}^3)$.cette Les boîtes de rayonnement sont déclarées comme boîtes de rayonnement dans le logiciel CST.

Les matériaux utilisés :

- le SRR : cuivre (Cooper)
- Pour le substrat : FR-4
- le Box : vacuum

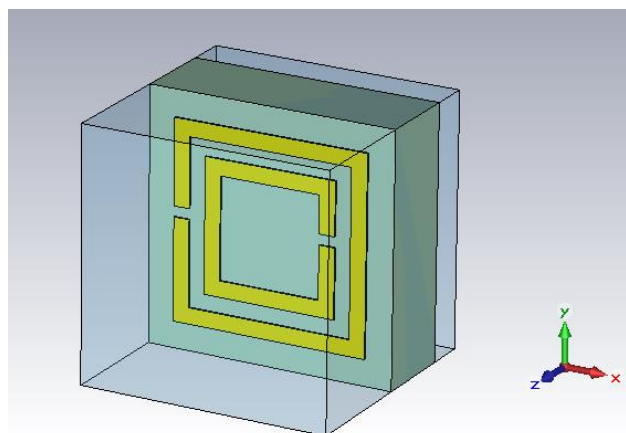


Figure III.15: Représentation d'une unité d'une cellule RAF carré (SRR).

Le résultat de simulation de SRR est présenté sur la figure suivante :

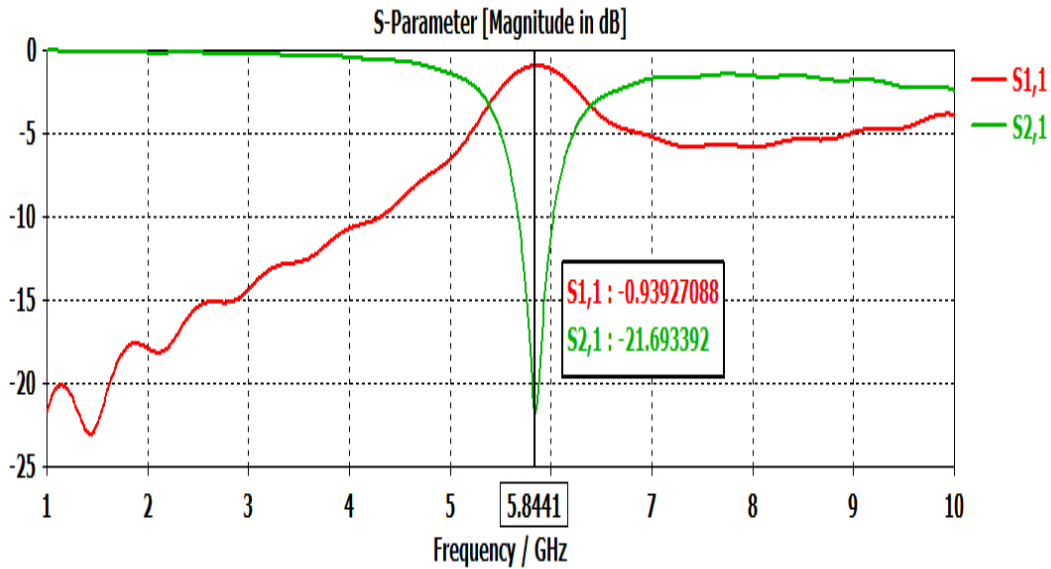


Figure III.16: Coefficients de transmission et de réflexion de la cellule SRR

D'après les résultats présentés dans la figure III.16, nous constatons que :

- Le module du coefficient de réflexion S_{11} présente une résonance à 5.8441 GHz avec une réflexion de -0.9392 dB.

- Le module du coefficient de transmission S_{21} chute à une valeur de -21,6933 dB à la fréquence de résonance 5,8441 GHz.

III.4.2 Conception et simulation de la cellule CSRR

Les unités SRR complémentaires, appelées CSRR, sont les doubles homologues des SRR, parfois Appelé "résonateur à anneau fendu à fente", il est constitué de fentes de même taille que le SRR correspondant. Selon le principe de dualité, les propriétés de CSRR sont liées Attribut double à SRR. le SRR se comporte comme un dipôle magnétique point, tandis que CSRR présente un dipôle électrique ponctuel polarisé négativement. Les cellules SRR et CSRR présentent à peu près la même fréquence de résonance en raison des dimensions qu'ils partagent.

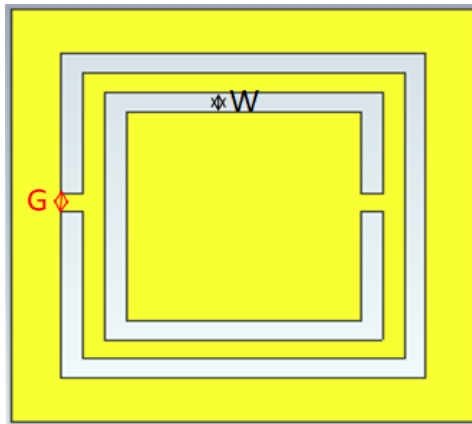
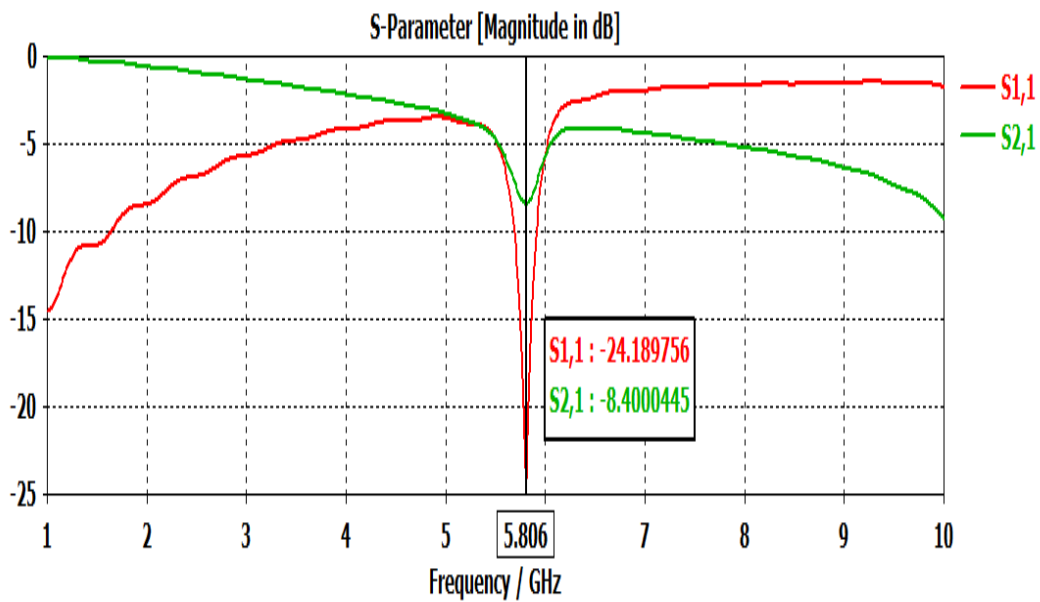
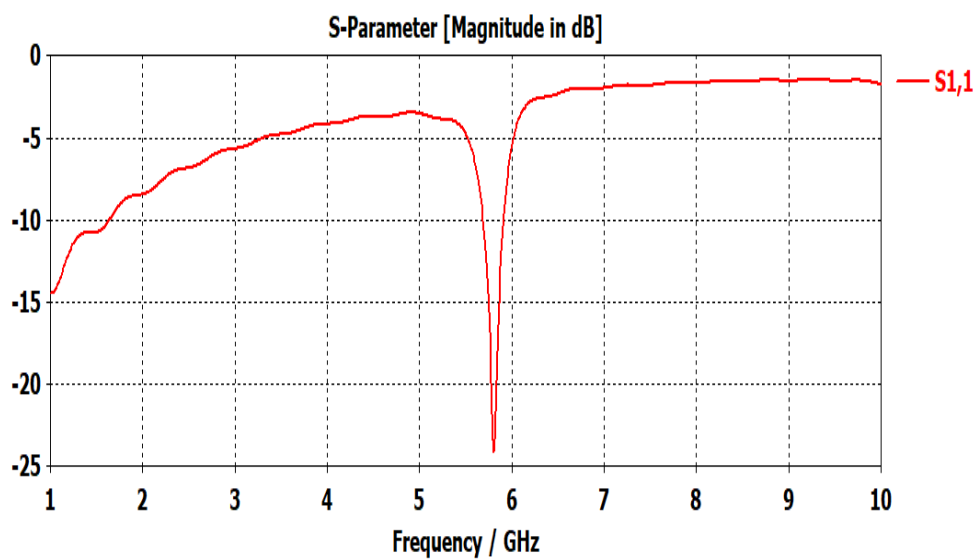


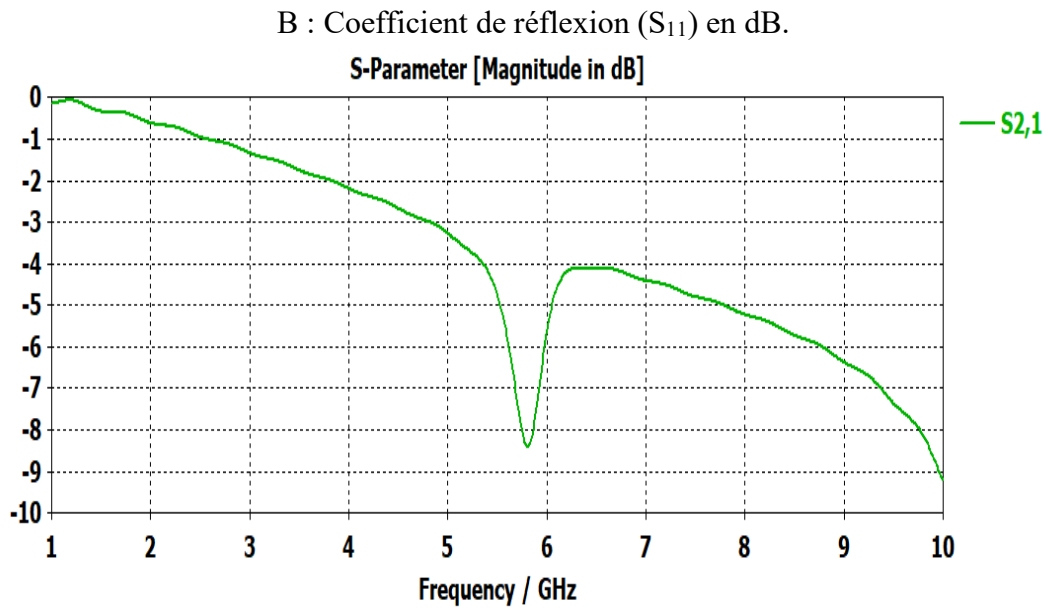
Figure III.17: Représentation d'un résonateur complémentaire en anneau fendu (CSRR) carré.

Le résultat de simulation de CSRR est présenté sur la figure suivante :



A: Représentation des paramètres (S)





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

Figure III.18: A : Représentation des paramètres (S)
 B : Coefficient de réflexion (S_{11}) en dB.
 C : Coefficient de transmission (S_{21}) en dB.

Nous remarquons que la CSRR présente un coefficient de réflexion S_{11} de -24.18 dB pour une fréquence 5.806 GHz et une transmission S_{21} de -8.40 dB pour une fréquence de 5.806GHz. Les deux SRR et CSRR présentent approximativement la même fréquence de résonance en raison de leurs dimensions partagées.

III.4.3 Conception et simulation d'une antenne patch associée aux cellules CSRR avant l'adaptation

Le tableau III.3 montre les différents résultats obtenus à partir des antennes en fonction du nombre d'antennes Cellules CSRR sur un patch, avant adaptation avec un demi-plan de masse.

Cellules	Fréquence (GHz)	S_{11} (dB)	Gain (dB)	BP
1CSRR	2.5213	-15.705	2.971	1.8975
2CSRR	2.566	-15.784	3.101	1.8928
3CSRR	2.602	-15.695	3.157	1.9341

Tableau III.3: Résultats de simulations avant adaptation.

La figure ci-dessous présente le coefficient de réflexion avant l'adaptation :

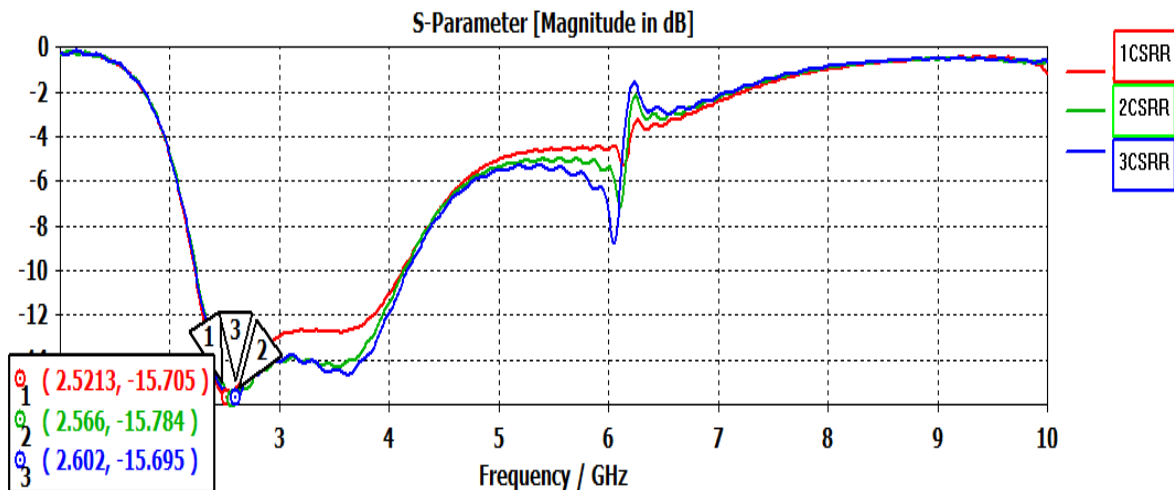


Figure III.19: Coefficients de réflexion des différentes antennes avant adaptation.

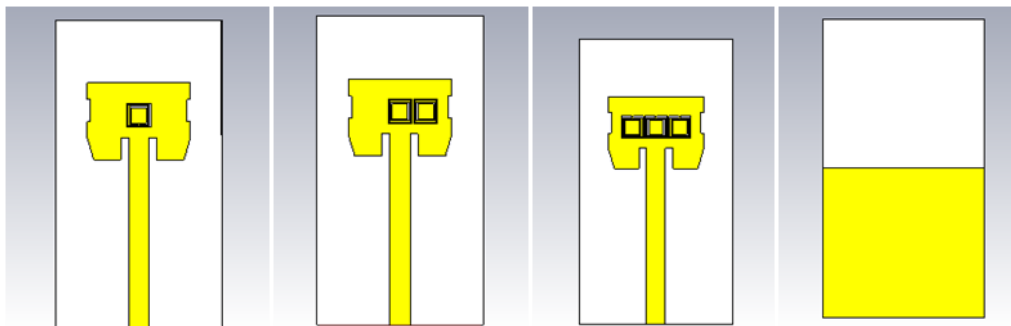


Figure III.20: Différentes antennes et position des cellules CSRR avant adaptation.

III.4.4 Conception et simulation d'une antenne patch associée à une cellule CSRR avec optimisation

Après l'utilisation de résonateur proposé CSRR, nous avons remarqué qu'il ne résonne pas à la fréquence de résonance 5.8 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.

Pour obtenir une fréquence de résonance de 5.8 GHz, on a besoin de modifier L_p (la longueur du patch) et W_p (la largeur du patch) et le L_f (la longueur d'alimentation) le L_g (la longueur du masse). Le tableau ci-dessous présente les modifications effectuées sur l'antenne pour qu'il résonne à une fréquence de 5.8 GHz.

Cellules	Fréquence (GHz)	S_{11} (dB)	Gain (dB)	BP	L_p	W_p	L_f	L_g	Taux d'optimisation
1CSRR	5.734	-10.63	2.06	0.012	11.76	15.215	21.658	26.401	19.28%
2CSRR	5.806	-16.77	2.71	0.045	11.2	13.886	15.391	26.401	31.76%
	9.505	-27.15							
3CSRR	5.707	-14.06	0.94	0.069	11.5	14.952	16.695	26.401	28.82%

Tableau III.4: Résultats de simulations après adaptation.

D'après les résultats du tableau III.4, nous remarquons que les meilleurs résultats obtenus à partir de 2 antennes patch CSSR avec 2 fréquences de résonance (doubles fréquences), notez que l'une des fréquences 5.806 GHz et l'autre 9.505GHz est avec un coefficient de réflexion $S_{11} = -16.77$ dB et $S_{11} = -27.154$ dB respectivement.

Les résultats de la simulation avec 2CSRR présentée sur les figures suivantes :

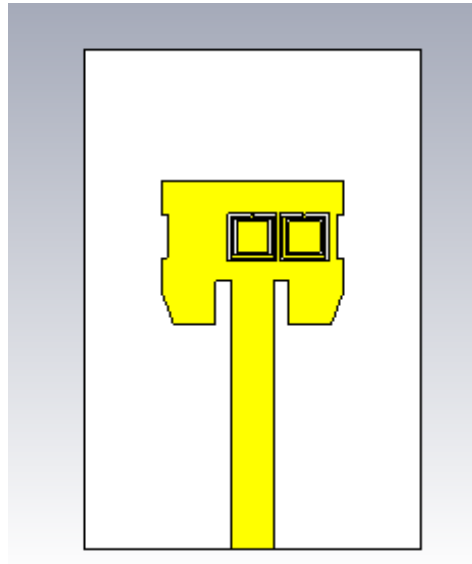


Figure III.21 : 2CSRR insérée sur le patch après l'optimisation

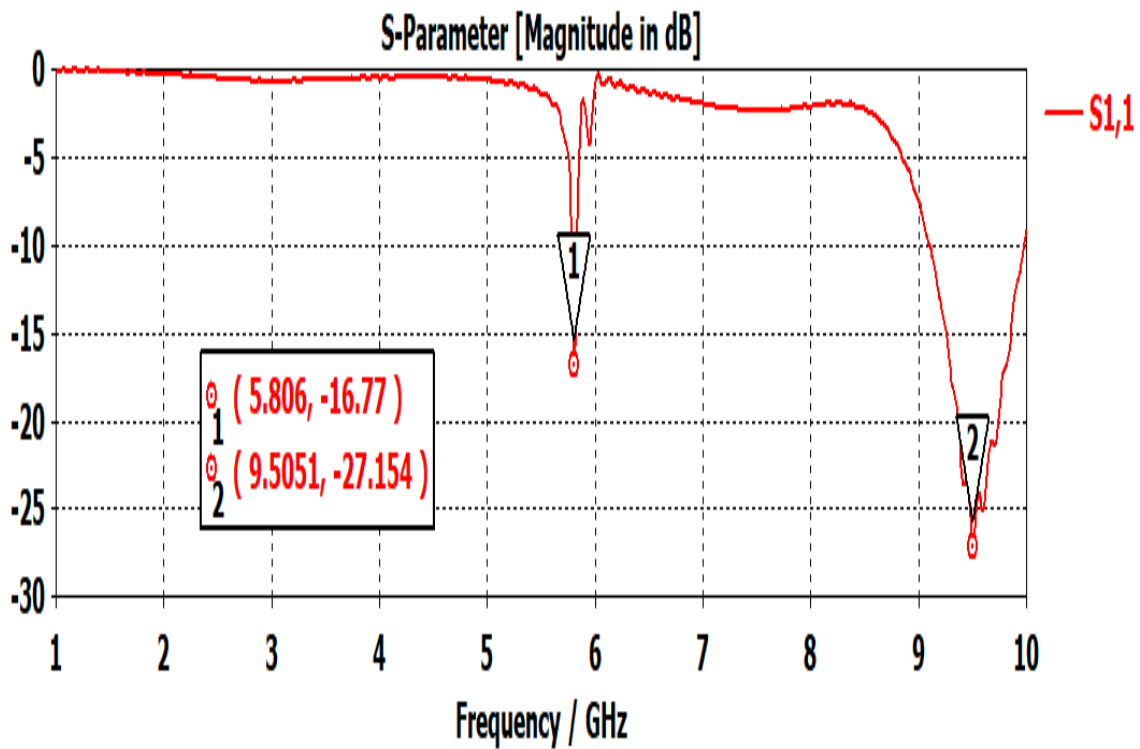


Figure III.22: Coefficient de réflexion (S_{11}) en dB.

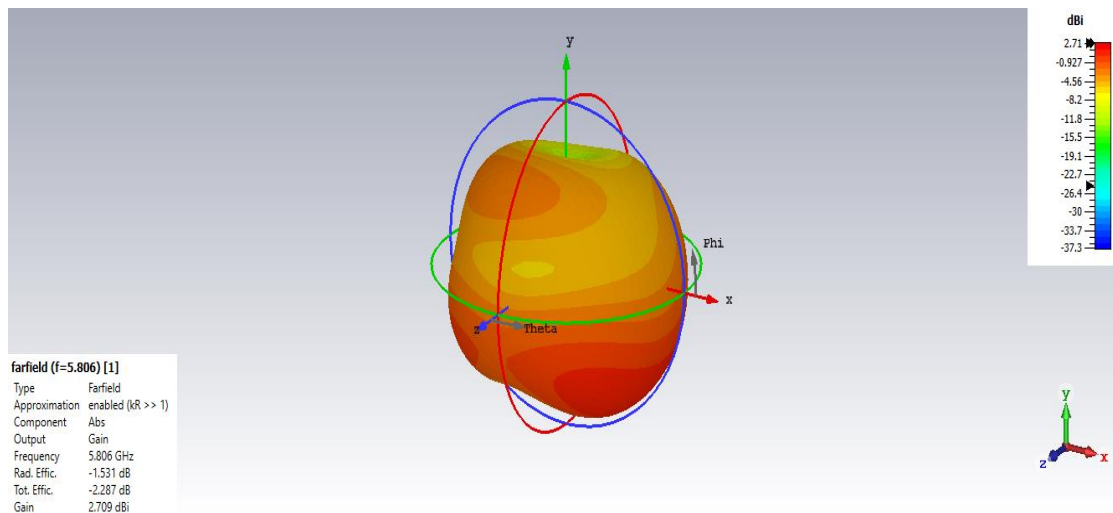


Figure III.23: Diagramme de rayonnement en 3D

Les Figure III.22 et III.23 Montre que l’adaptation est bien réalisée, le coefficient de réflexion S_{11} atteint un niveau proche de -16.77dB à la fréquence de résonance 5.806 GHz et concernant le gain d’antenne et au tour 2.709dB.

III.5 MISE EN PLACE D’UN RESEAU D’ANTENNES POUR LA FREQUENCE 5.8GHZ

Pour obtenir un diviseur de puissance sous forme d’une jonction T est qui rayonne bien, alors il faut suivre des étapes suivantes [III.4]:

- L’impédance d’entrée de la première alimentation $Z_0 = 50\Omega$.
- L’impédance d’entrée de la deuxième alimentation $Z_1 = 75\Omega$

L’impédance d’entrée de la troisième alimentation c’est la même que la première impédance d’entrée.

III.5.1 Réseau d’antennes à 2 éléments

Pour faciliter les calculs de la longueur et de la largeur de chaque ligne d’alimentation nous avons utilisé le programme « Microstrip Line Calculator ».

Cette nouvelle technique du diviseur a pour but d’augmentation le gain, et d’améliorer le résultat du paramètre S_{11} , afin obtenir un bon rayonnement du réseau d’antenne 2×1 .

Avec L : longueur de la ligne et W : largeur de la ligne.

Le but de cette conception du réseau d’antennes à 2 éléments est d’augmenter le gain l’antenne utilisée dans ce réseau est l’antenne rectangulaire conçue précédemment dans ce chapitre, en plus de la jonction T.

Pour les dimensions de la jonction T :

Pour la première entrée :

La largeur de la ligne $W=3.137\text{mm}$ et la longueur de la ligne $L=13.996\text{mm}$ (FR4)

La largeur de la ligne $W=1.27\text{mm}$ et la longueur de la ligne $L=9.875\text{mm}$ (Silicone)

Pour la deuxième entrée :

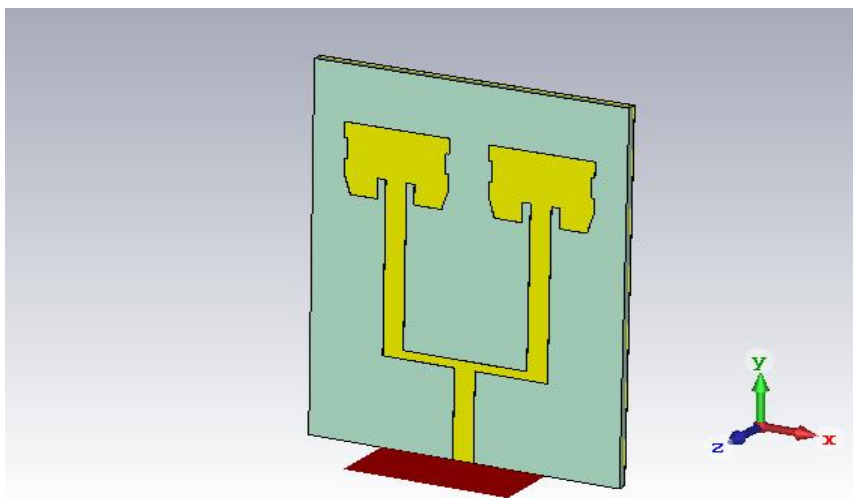
La largeur de la ligne $W=1.5\text{mm}$ et la longueur de la ligne $L=25\text{mm}$ (FR4)

La largeur de la ligne $W=3.137\text{mm}$ et la longueur de la ligne $L=12.7\text{mm}$ (Silicone)

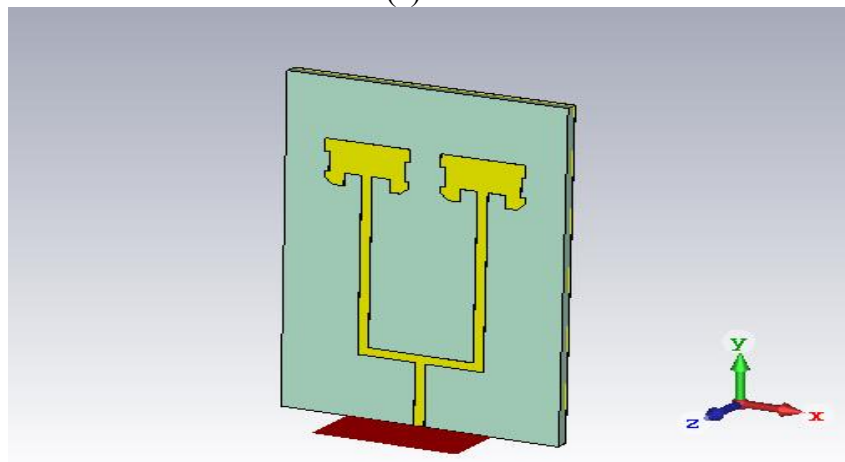
Pour la troisième entrée :

La largeur de la ligne $W=3.137\text{mm}$ et la longueur de la ligne $L=29\text{mm}$ (FR4)

La largeur de la ligne $W=1.5\text{mm}$ et la longueur de la ligne $L=27.8\text{mm}$ (Silicone)



(a)FR4



(b) Silicone

Figure III.24: Structure de jonction de la division reliée avec 2 éléments.

Paramètres	'Wg' (Largeur de Substrat et de plan de masse)		'Lg' (Longueur de Substrat et de plan de masse)		'h' (Hauteur De substrat)		'λ' (L'espace entre Les 2 éléments du patch)	
	FR4	Silicone	FR4	Silicone	FR4	Silicone	FR4	Silicone
Valeurs (mm)	47.395	33.708	62.733	52.359	1.6	1.6	13.966	3.7475

Tableau III.5 : Dimension du réseau d'antennes à 2 éléments.

-Coefficient de réflexion :

La figure III.25 montre que l'adaptation est bien réalisée puisque le coefficient de réflexion S11 atteint un niveau proche de -34.449dB et -25.329dB pour FR4 et Silicone respectivement à la fréquence de résonance 5.8 GHz.

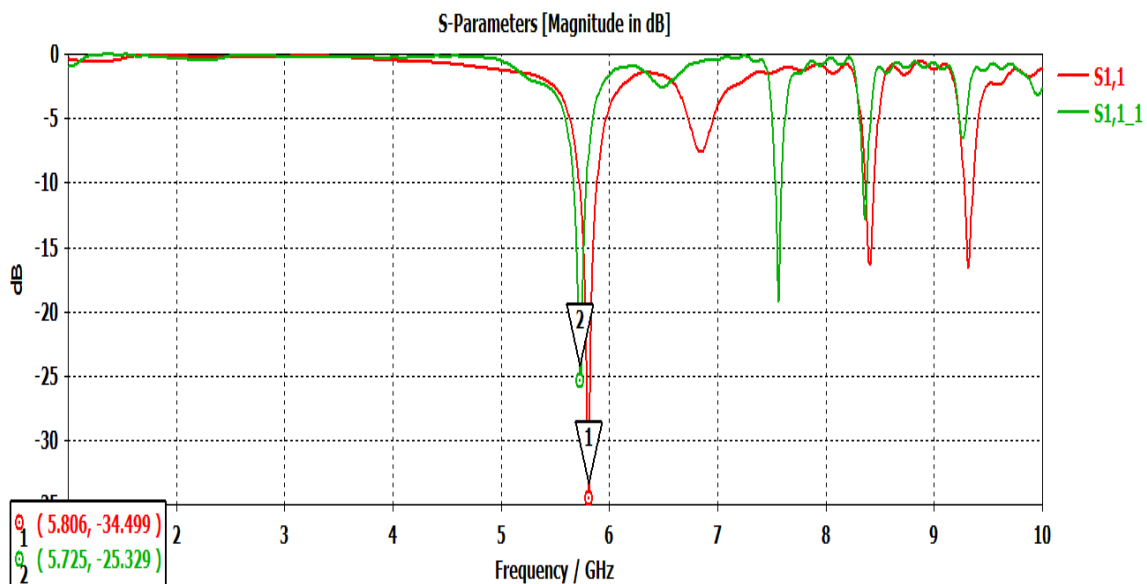


Figure III.25: Coefficient de réflexion (1) FR4 (2) Silicone.

-Rapport d'ondes stationnaire VWSR :

Nous avons présenté aussi le rapport d'onde stationnaire, nous avons relevé un VSWR < 2 , 1.0384 pour FR4 et 1.1145 pour Silicone ce qui nous indique que l'adaptation d'antenne s'est bien améliorée par rapport aux résultats précédents.

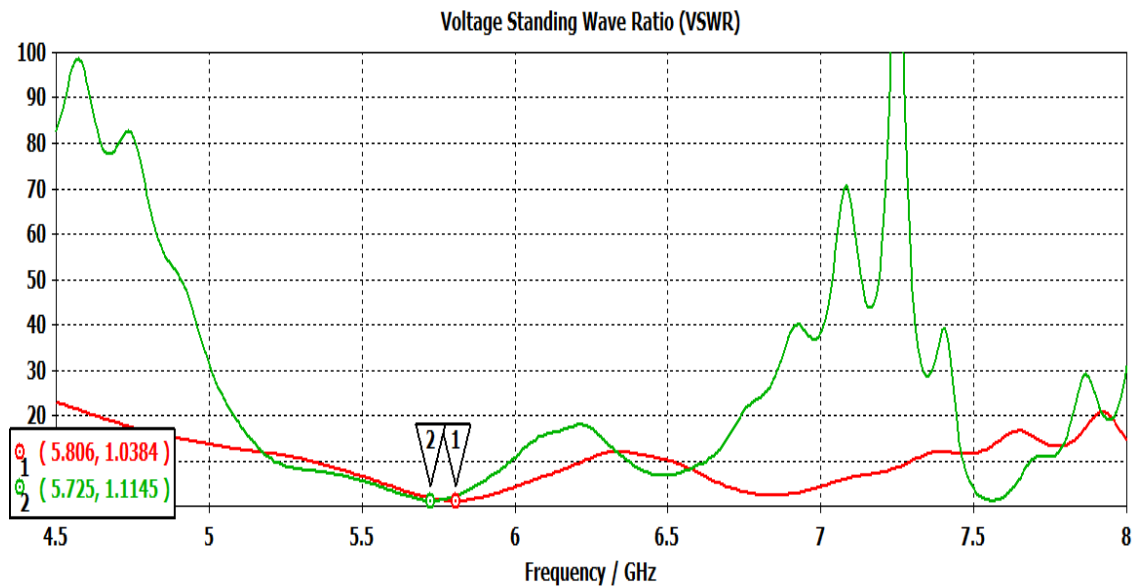
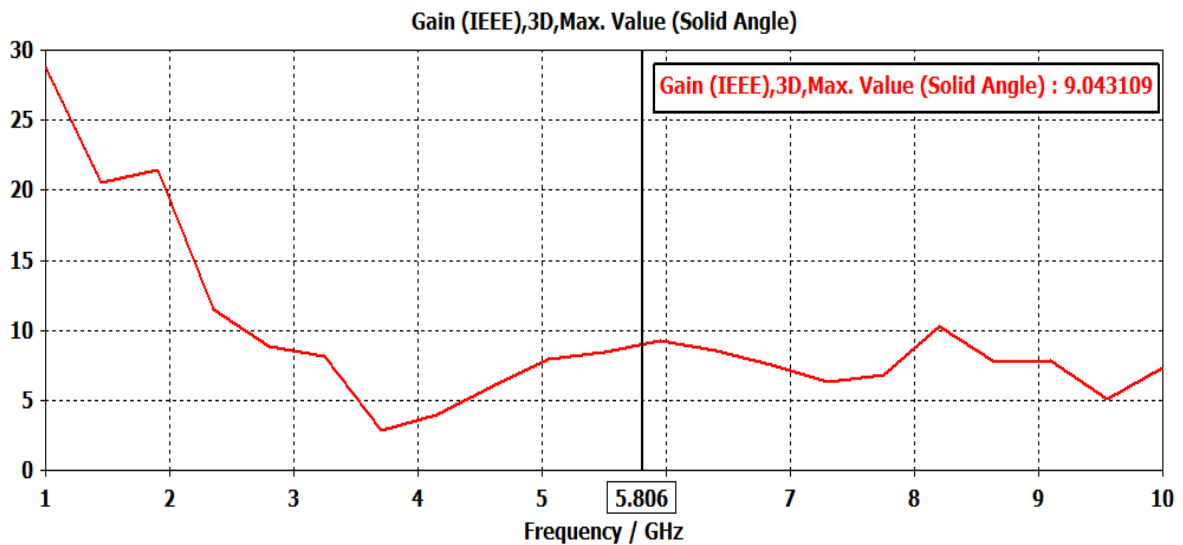


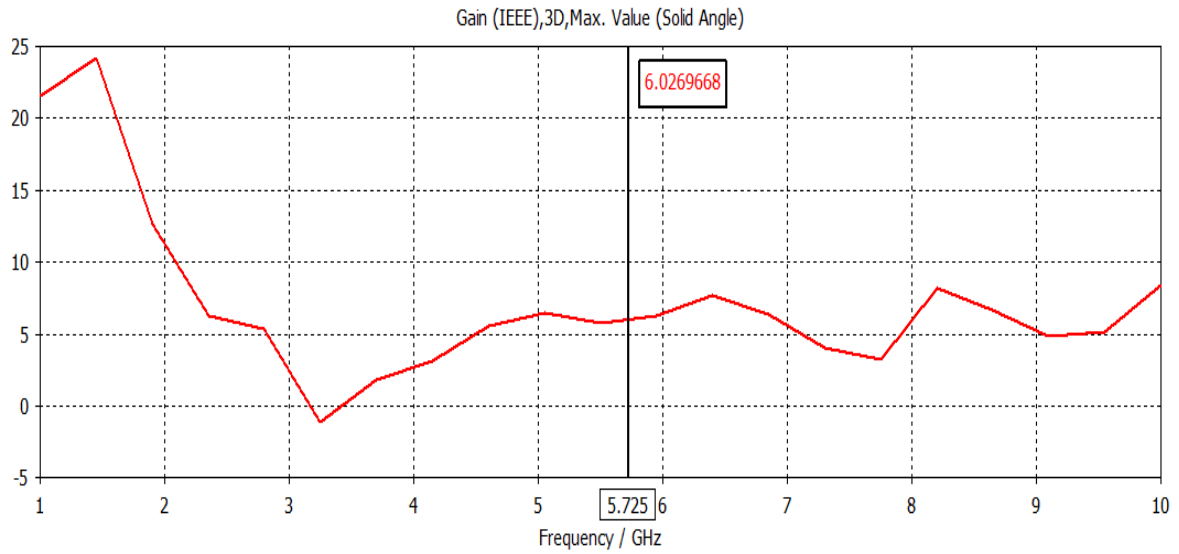
Figure III.26 : Rapport d'ondes stationnaire VWSR (1) FR4 (2) Silicone.

-Le gain :

On remarque que le gain a bien augmenté par rapport à un seul élément résonnant à l'exigence de cette conception.



(a)FR4

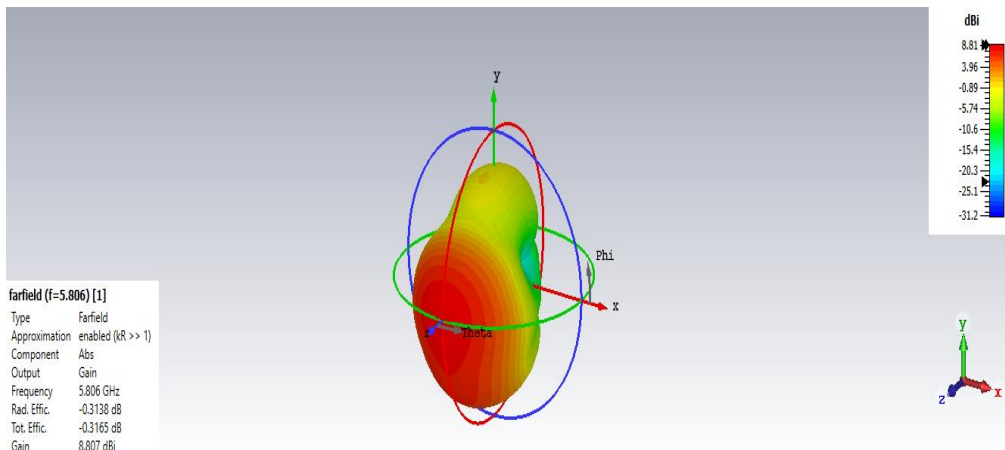


(b)Silicone

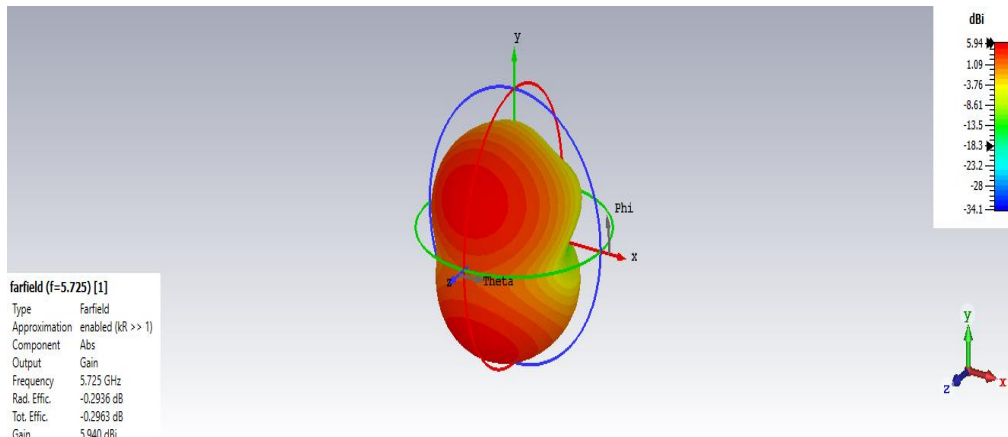
Figure III.27: Gain (a) FR4 (b) Silicone.

-Diagramme de rayonnement du gain :

Le diagramme de rayonnement de l'antenne a une forme appropriée comme le montre la figure III.28 parce que le rayonnement est concentré dans la partie supérieure de l'antenne (plan Z).



(a)FR4



(b)Silicone

Figure III.28 : Diagramme de rayonnement en 3d (a) FR4 (b) Silicone.

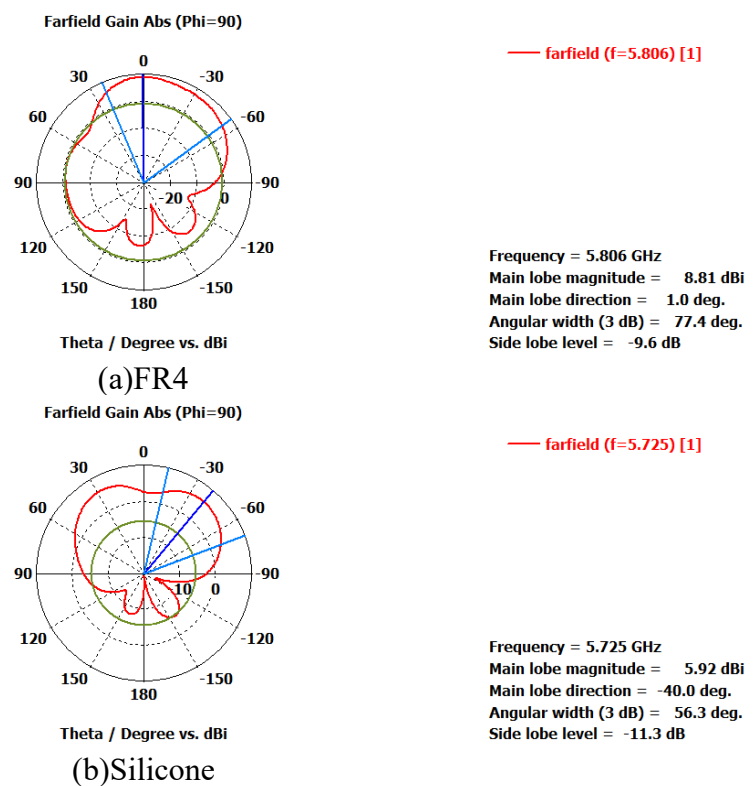
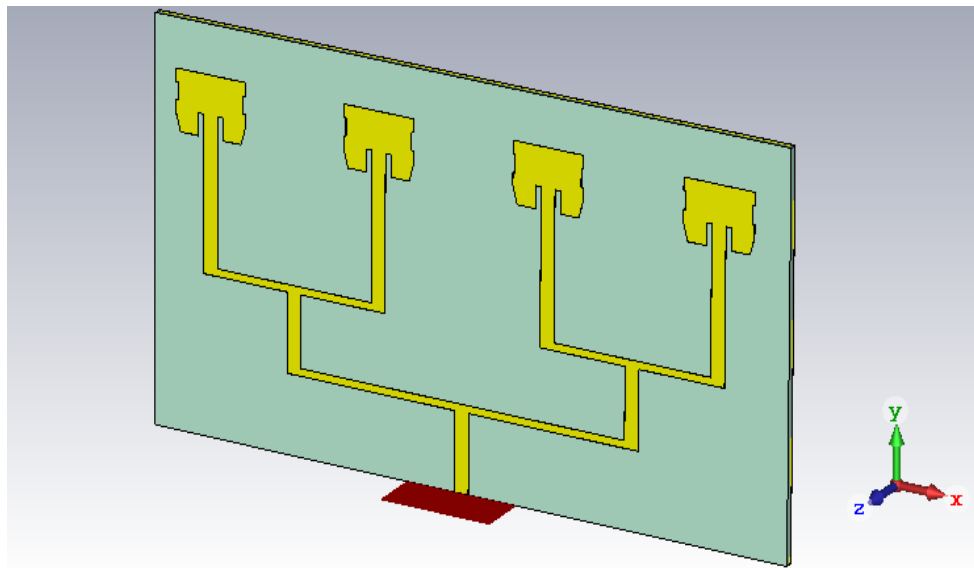


Figure III.29 : Diagramme de rayonnement en présentation polaire (a) FR4 (b) Silicone.

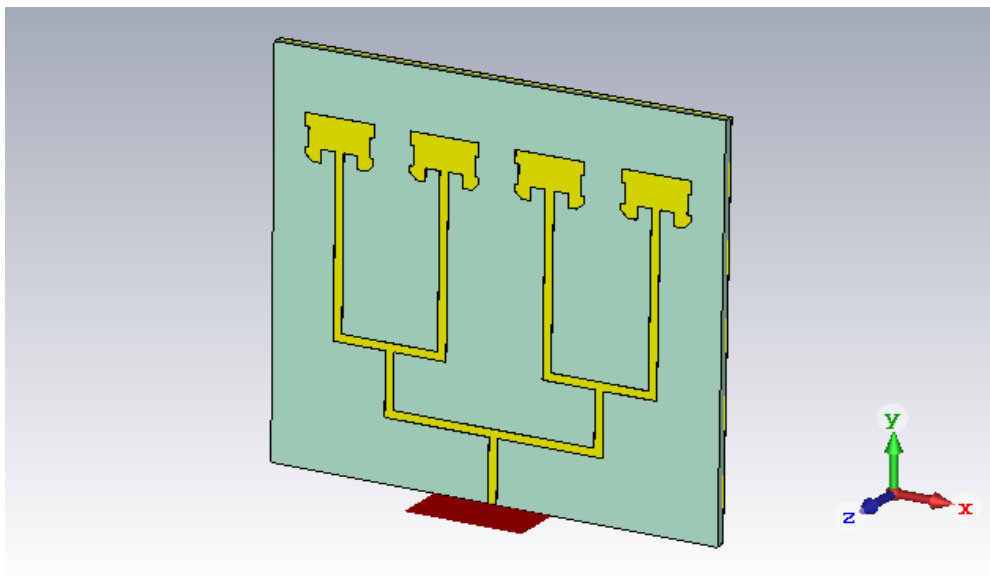
D'après les résultats de la figure III.29, nous observons que le diagramme de rayonnement polaire de notre antenne il est bien directionnel. Or sur le plan E, nous remarquons que seulement le lobe principal dépasse 3 dB contrairement aux autres lobes secondaires.

III.5.2 RESEAU D'ANTENNES A 4 ELEMENTS

Le but de cette conception du réseau d'antennes à 4 éléments est d'augmenter le gain de l'antenne utilisée dans ce réseau est l'antenne rectangulaire conçue précédemment dans ce chapitre, en plus de la jonction T.



(a)FR4



(b)Silicone

Figure III.30: Réseau d'antenne à 4 éléments proposé.

Le tableau III.6 Résume les valeurs des principaux paramètres suivis dans la conception de notre réseau d'antennes proposé :

Paramètres	'Wg' (Largeur de Substrat et de plan de masse)		'Lg' (Longueur de Substrat et de plan de masse)		'h' (Épaisseur De substrat)		'Λ' (L'espace entre Les 2 éléments du patch)	
	FR4	Silicone	FR4	Silicone	FR4	Silicone	FR4	Silicone
Les valeurs (mm)	143.486	66.52	78.1254	62.226	1.6	1.6	22.446	5.4

Tableau III.6 : Dimensions du réseau d'antenne à 4 éléments

-COEFFICIENT DE REFLEXION :

La Figure III.31 représente le S_{11} (dB) en fonction de la fréquence qui est -30.685dB et -25.332dB pour les substrats FR4 et Silicone respectivement, et une chute de -22.76 dB à la fréquence 6.127 GHz pour FR4 et -12.7 dB et concernant le Silicone on a -22.62 dB pour les fréquences 6.35GHz et 7.5838GHz respectivement.

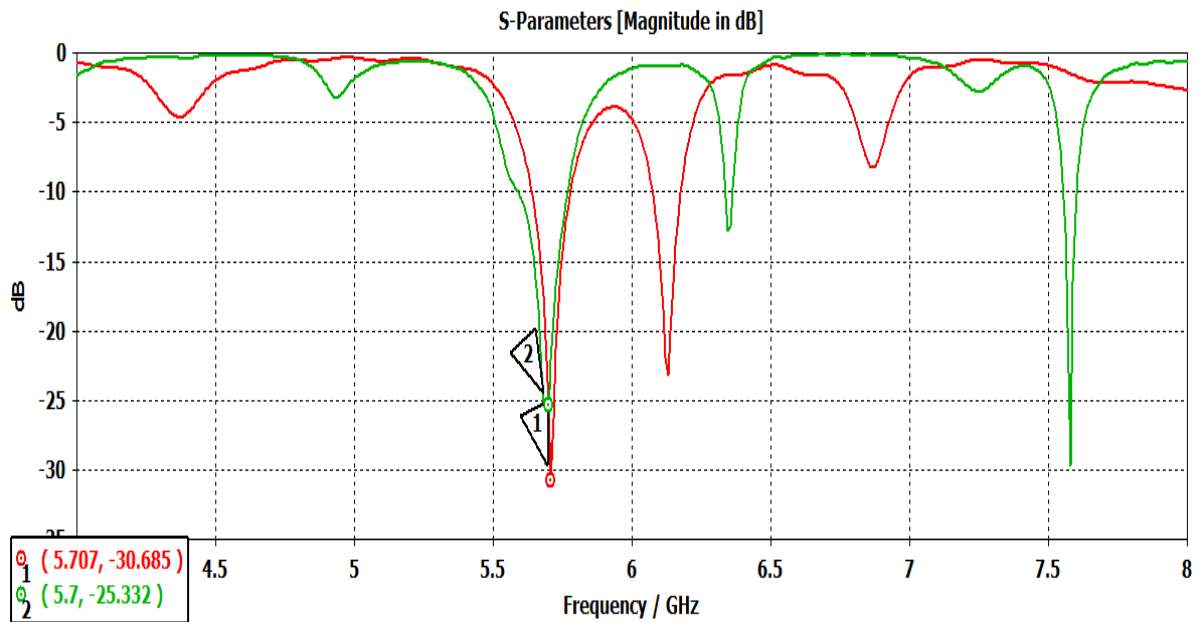


Figure III.31 : Coefficient de réflexion (1) FR4 (2) Silicone.

-RAPPORT D'ONDE STATIONNAIRE (VSWR) :

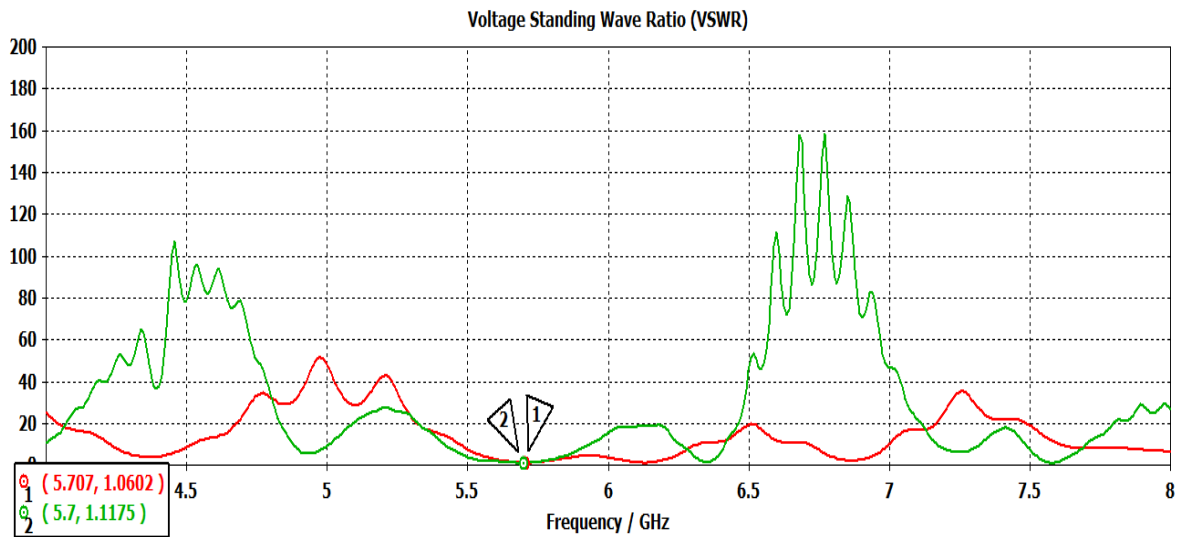
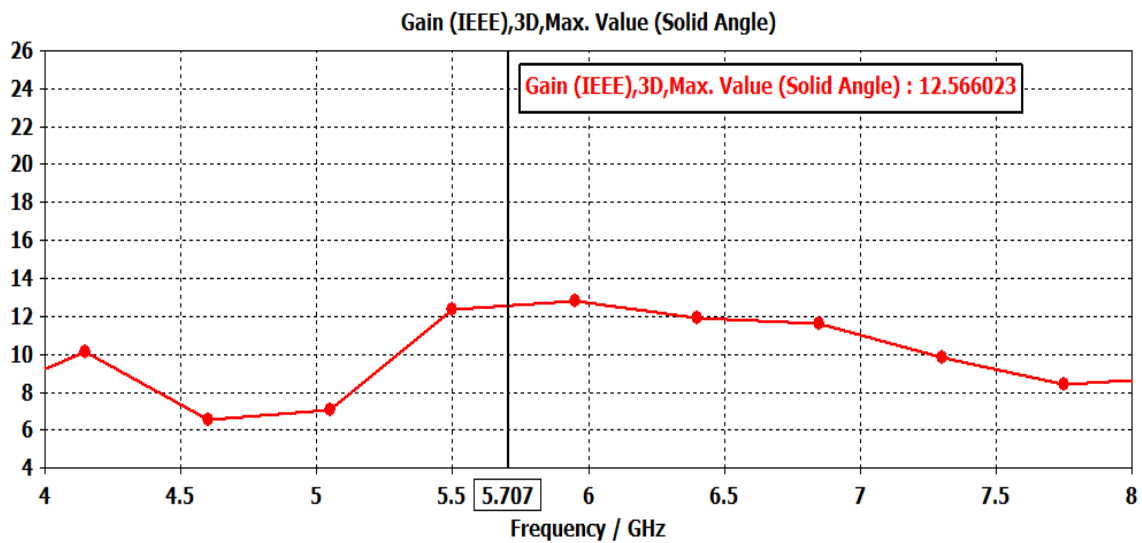


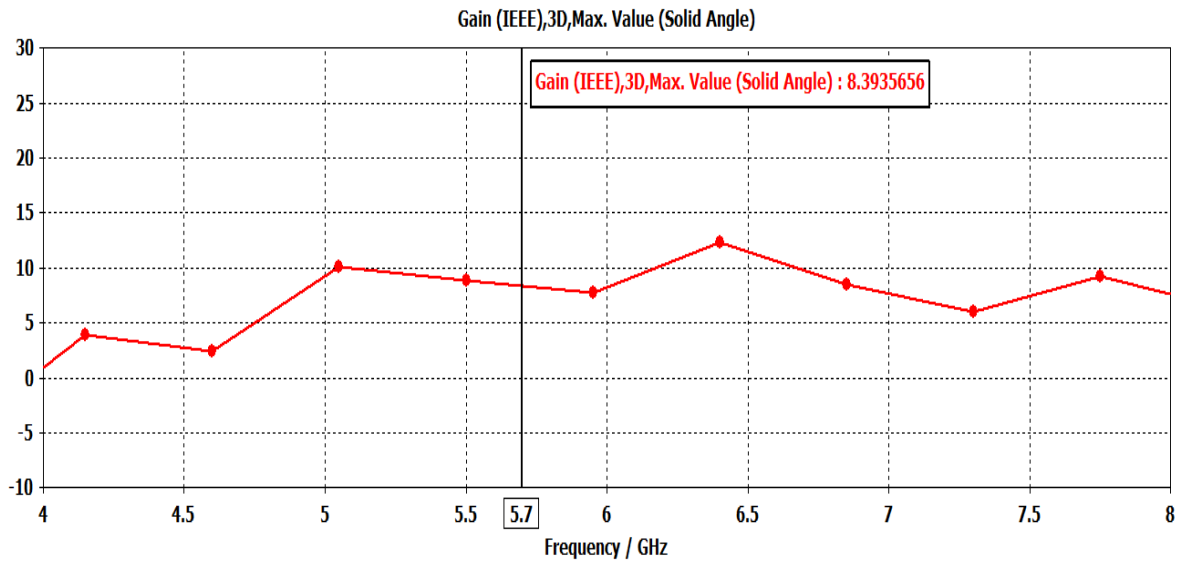
Figure III.32 : le VSWR en fonction de la fréquence (a) FR4 (b) Silicone.

D'après la figure III.32 nous remarquons que le $VSWR < 2$, ce qui confirme que nos réseaux sont bien adaptés au tour de la fréquence de résonance 5.8GHz.

-LE GAIN :



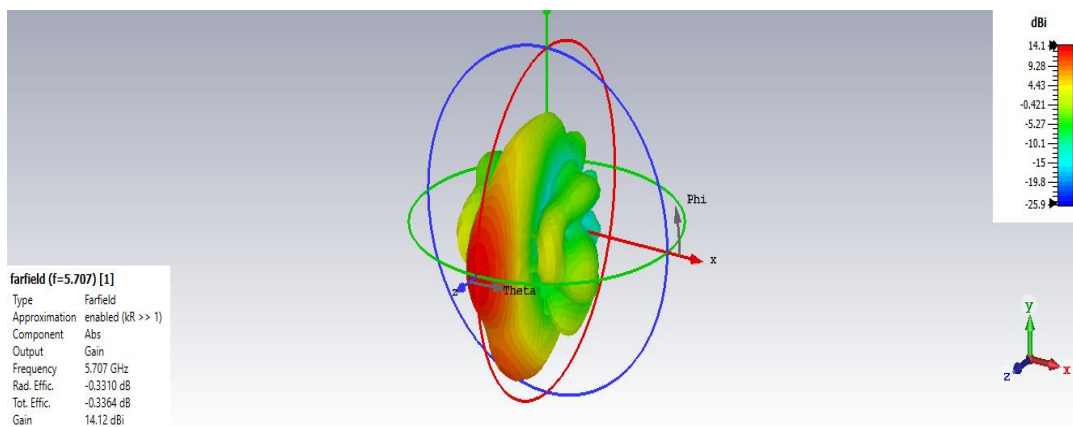
(a)FR4



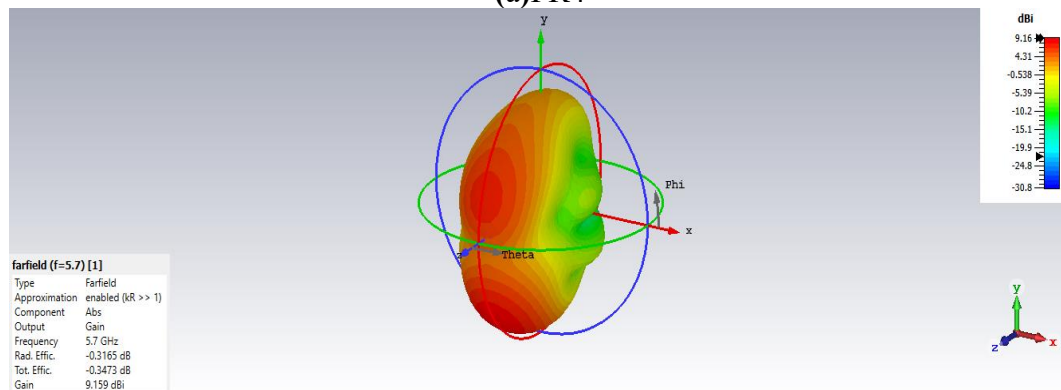
(b) Silicone
Figure III.33 : le gain (a)FR4 (b)Silicone.

Comme pour le réseau à 2 éléments le gain a encore augmenté pour le réseau à 4 éléments répondant à l'exigence de cette conception.

-DIAGRAMME DE RAYONNEMENT :

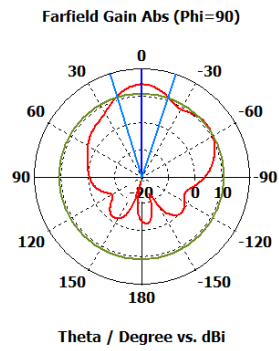


(a)FR4



(b)Silicone

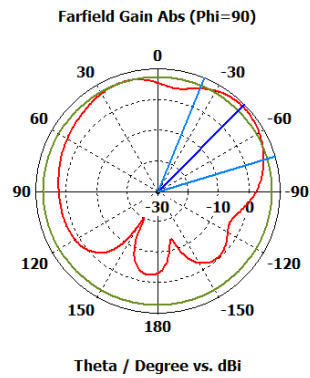
Figure III.34 : Diagramme de rayonnement du gain en 3d (a)FR4 (b)Silicone.



— farfield (f=5.707) [1]

Frequency = 5.707 GHz
 Main lobe magnitude = 14.1 dBi
 Main lobe direction = 0.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 35.4 deg.
 Side lobe level = -3.3 dB

(a)FR4



Frequency = 5.7 GHz
 Main lobe magnitude = 9.16 dBi
 Main lobe direction = -45.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 51.1 deg.
 Side lobe level = -1.7 dB

(b)Silicone

Figure III.35 : Diagramme de rayonnement en présentation polaire (a) FR4 (b) Silicone.

III.6 MISE EN PLACE D'UN RESEAU D'ANTENNES A BASE METAMATERIAUX

III.6.1 Réseau d'antennes à deux éléments

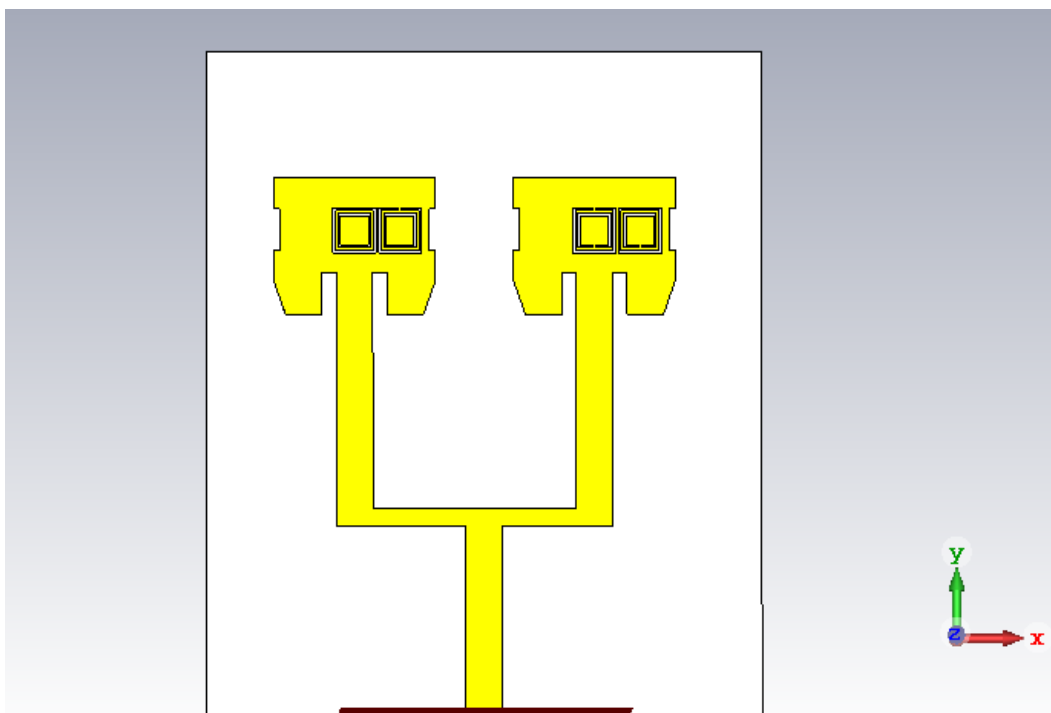


Figure III.36 : Réseau d'antennes à 2 éléments FR4 avec 2 CSRR
 -Coefficient de réflexion :

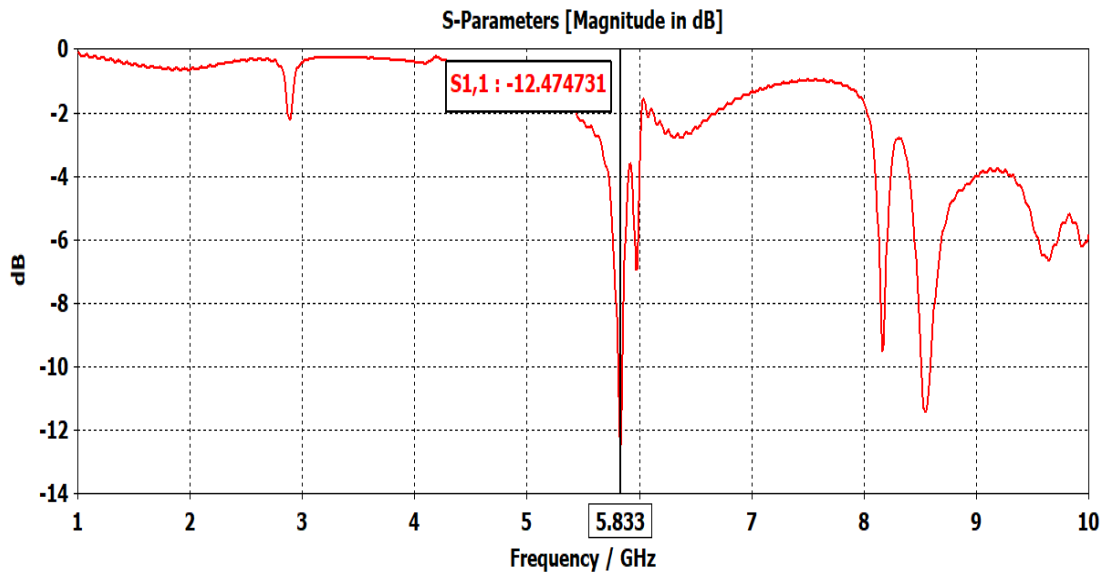


Figure III.37 : Coefficient de réflexion

La figure III.37 montre que l'adaptation est bien réalisée puisque le coefficient de réflexion S11 atteint un niveau proche de -12.4747dB à la fréquence de résonance 5.833 GHz.

-Rapport d'ondes stationnaire :

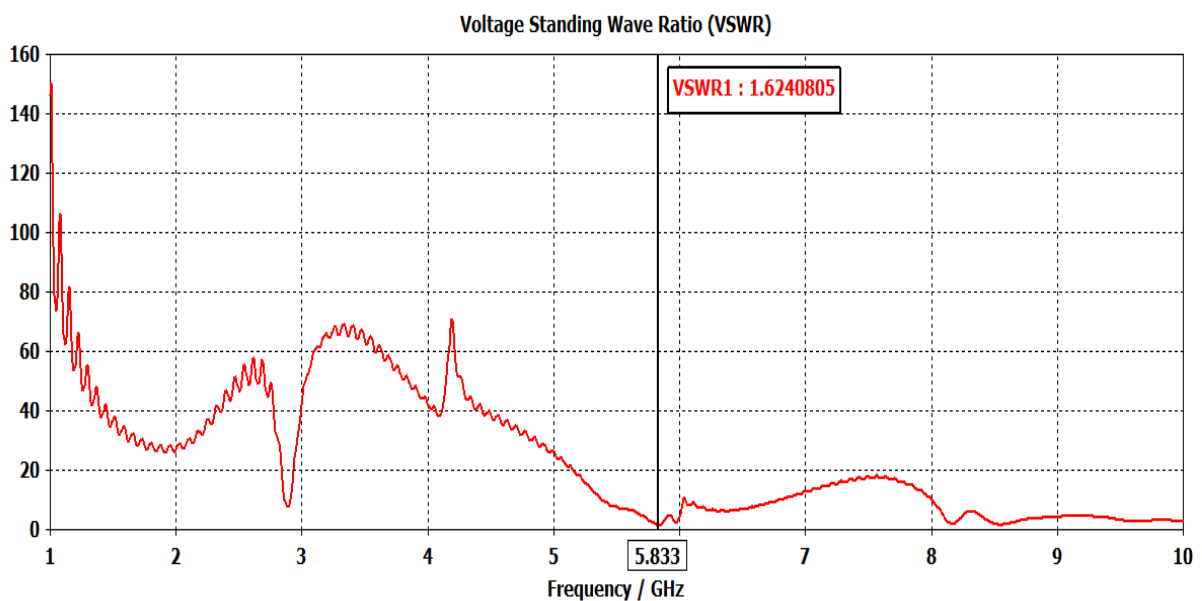


Figure III.38 : Rapport d'ondes stationnaire.

D'après la figure III.38 nous avons obtenu un $VSWR < 2$ ce qui montre une bonne qualité d'adaptation.

-Le Gain :

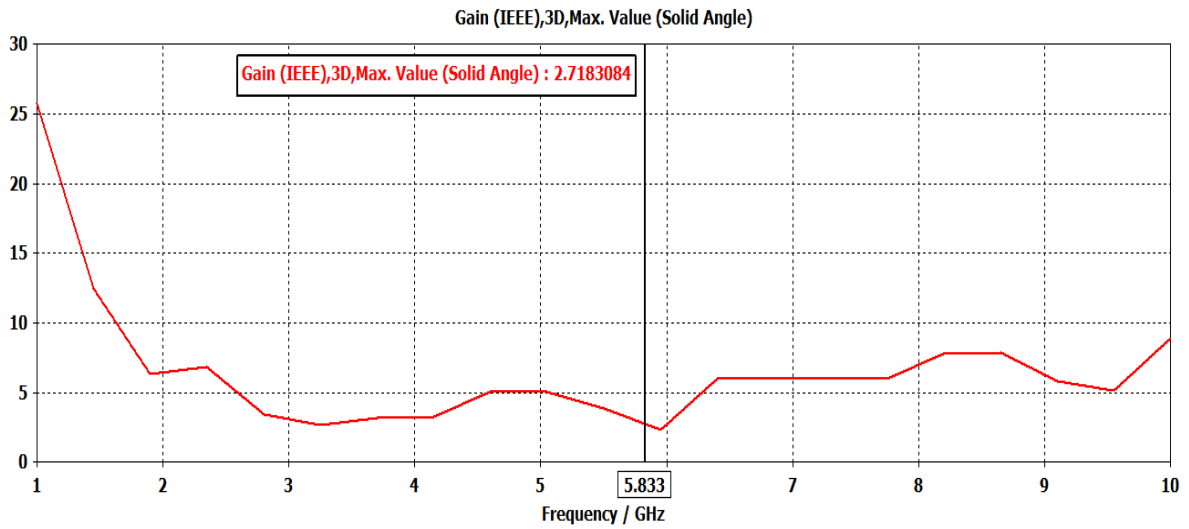


Figure III.39 : Le gain

-Diagramme de rayonnement :

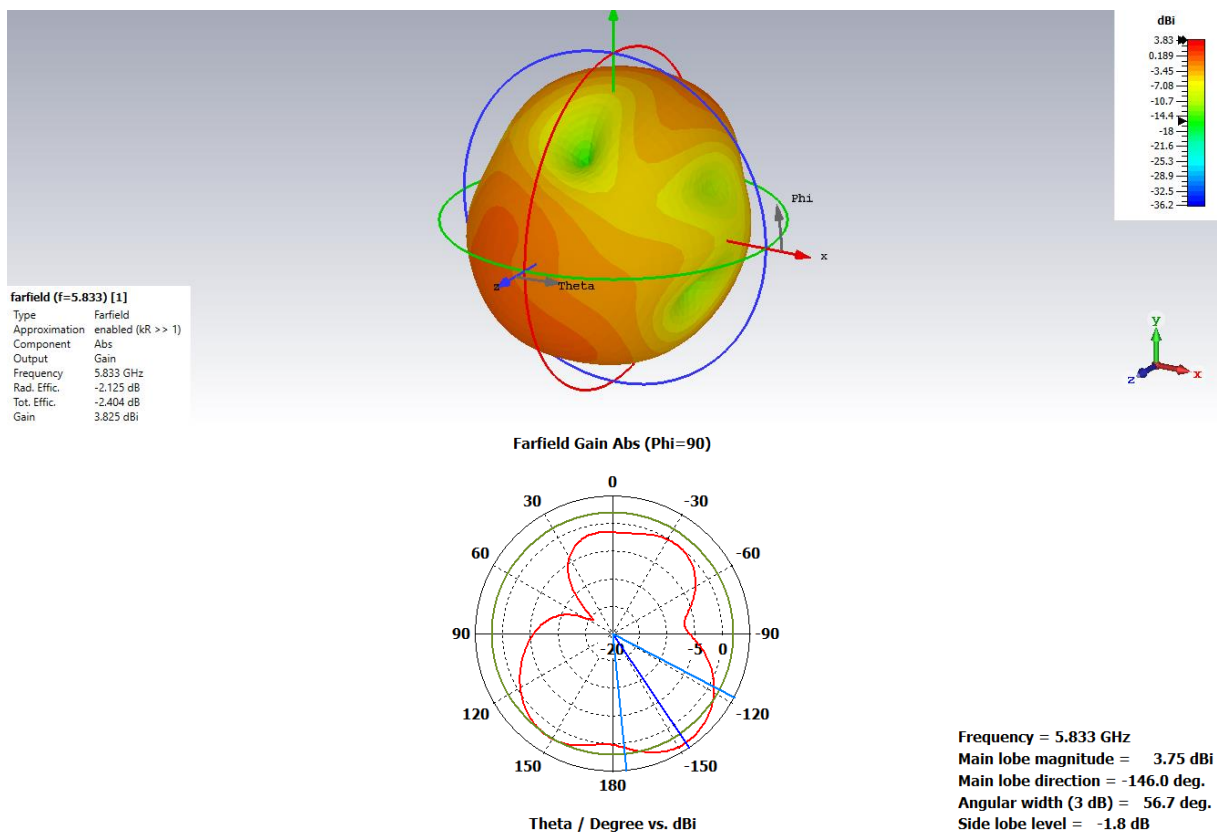


Figure III.40 : Diagramme de rayonnement en 3d et en présentation polaire.

III.6.2 Réseau d'antennes à 4 éléments

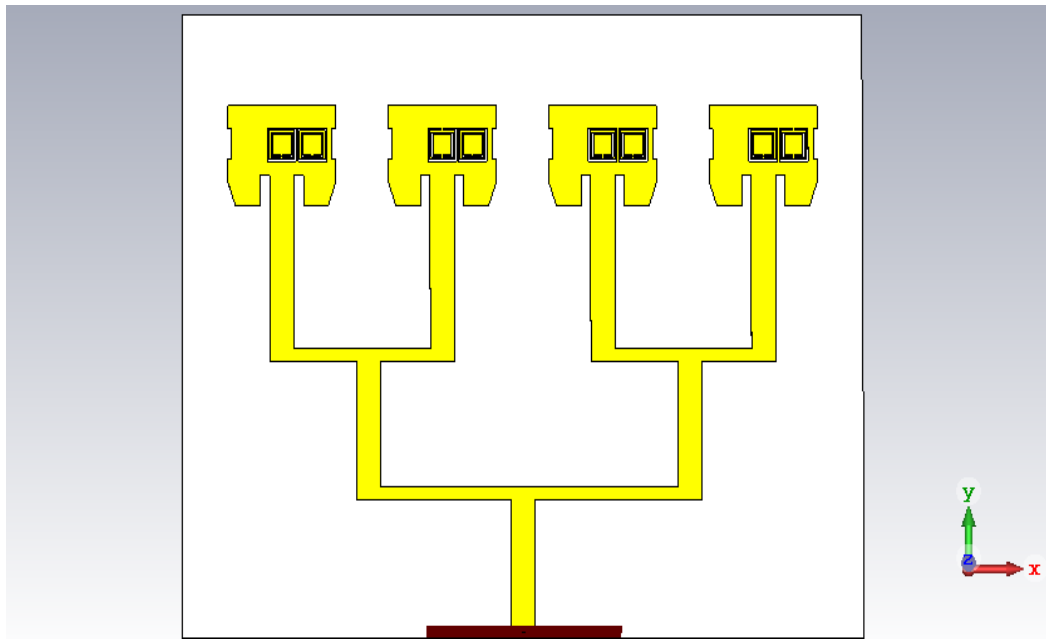


Figure III.41 : Réseau d'antennes à 4 éléments FR4 avec 2 CSRR

-Coefficient de réflexion :

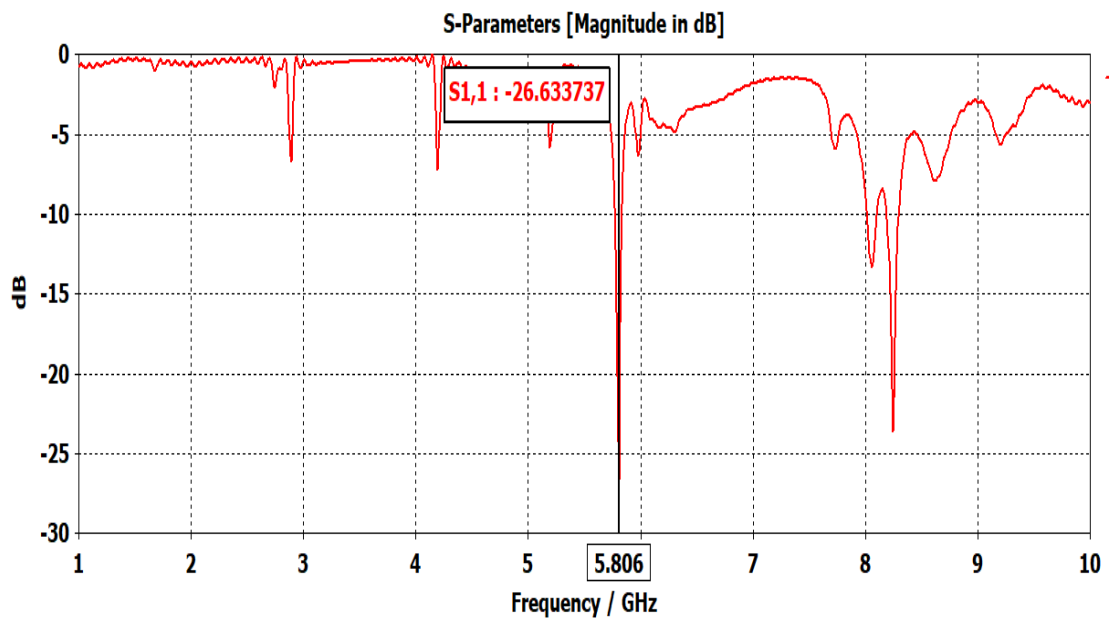


Figure III.42 : Coefficient de réflexion.

-Rapport d'ondes stationnaire :

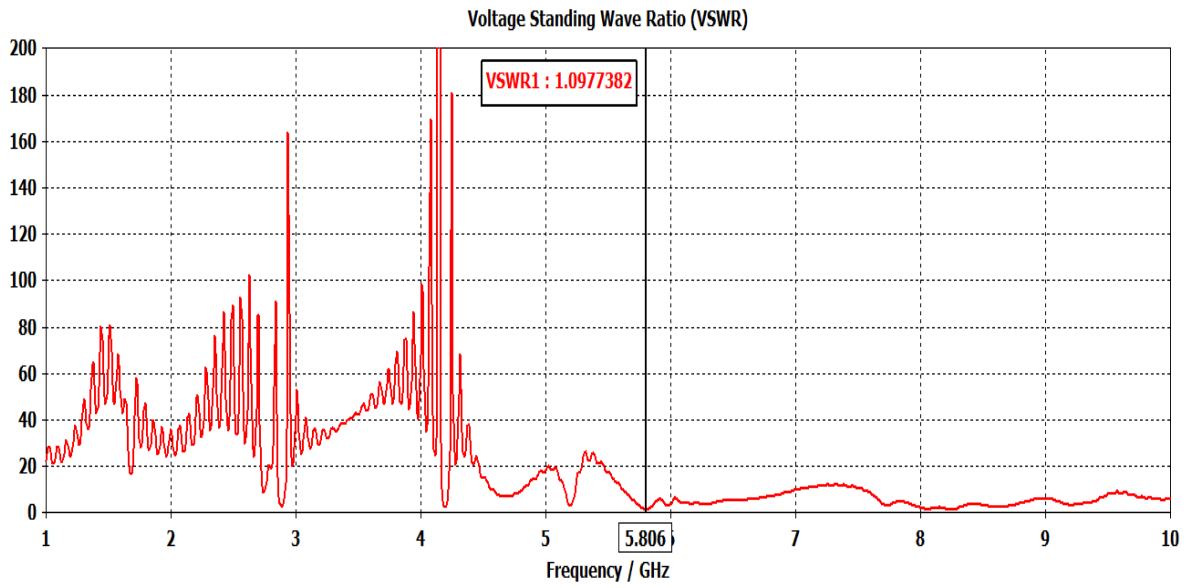


Figure III.43: Rapport d'ondes stationnaire en fonction de la fréquence.

-Gain :

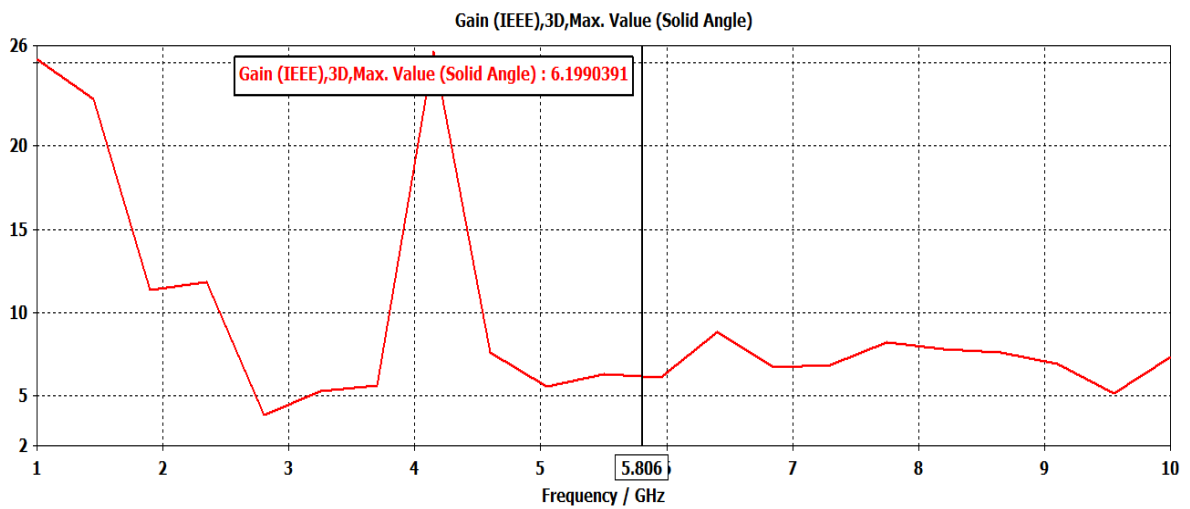


Figure III.44 : le gain.

-Diagramme de rayonnement :

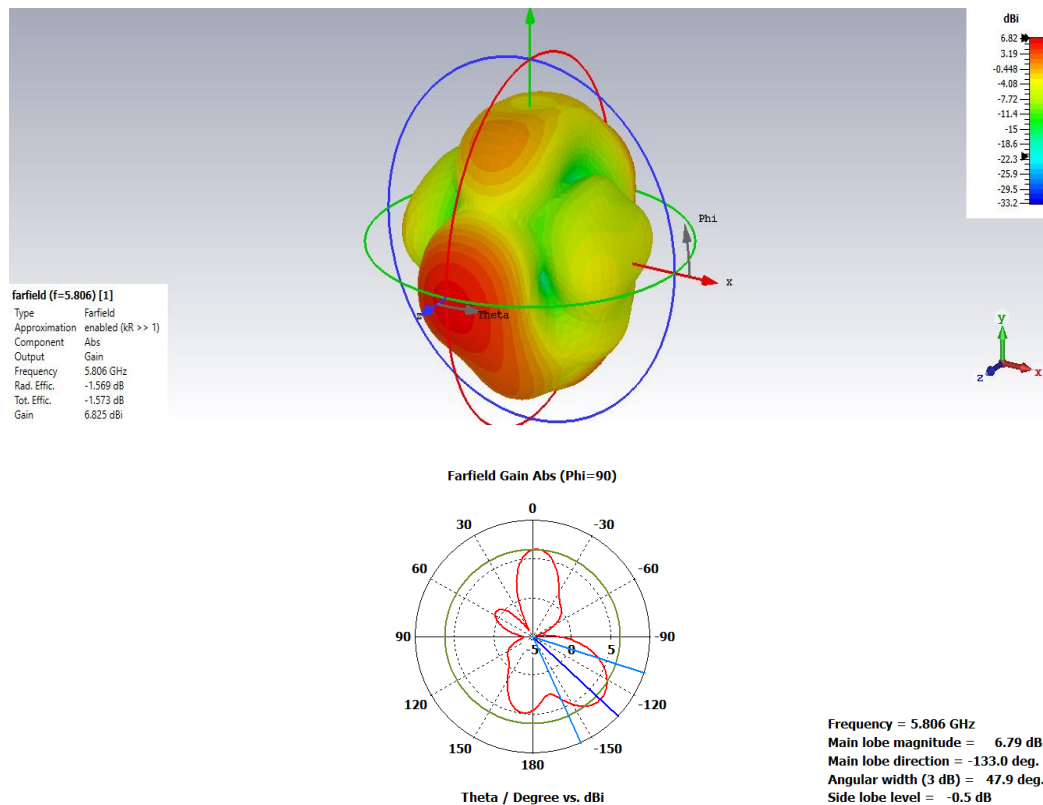


Figure III.45 : Diagramme de rayonnement en 3d et en présentation polaire.

La figure III.42 montre que l'adaptation est bien réalisée puisque le coefficient de réflexion S11 atteint un niveau proche de -26.6337dB à la fréquence de résonance 5.806 GHz. Nous avons présenté aussi le rapport d'onde stationnaire, nous avons relevé un VSWR est < 2 ce qui confirme que notre antenne est adaptée très proche à la fréquence de résonance. Le gain de l'antenne quant à lui est autour de 6.82 dB à la fréquence de résonance 5.806 GHz.

III.7 COMPARAISON DES RESULTATS

Ces dernières années, de grands efforts ont été faits dans la conception Réseaux d'antennes pour les applications IoT. Pour vérifier les performances de nos réseaux d'antennes nous allons faire une comparaison générale. Le tableau III.7 résume les Caractéristiques de nos réseaux.

PARAMETRES	1 ELEMENT		2 ELEMENTS				4 ELEMENTS		
	FR4	SILICONE	FR4 AVEC 2 CSRR	FR4	SILICONE	FR4 AVEC 2 CSRR	FR4	SILICONE	FR4 AVEC 2 CSRR
Fréquence résonance (GHz)	5.833	5.779	5.806	5.806	5.725	5.833	5.707	5.7	5.806
Coefficient de réflexion (dB)	-17.437	-16.348	-16.77	-34.499	-25.329	-12.474	-30.68	-25.33	-26.633
Gain (dB)	5.006	4.329	2.709	8.805	5.940	3.825	14.12	9.159	6.82
BP	0.173	0.175	0.045	0.174	0.132	0.04	0.138	0.17	0.053
VSWR	1.3103	1.3593	1.87	1.0384	1.1145	1.624	1.060	1.2059	1.0977
EFFICACITE	96.15%	88.48%	63.89%	99.14%	97.02%	64.27%	97.64%	88.41%	81.31%

Tableau III.7 : tableau récapitulatif.

D'après les résultats du tableau III.7, nous constatons que la fréquence de résonance s'est décalée mais elle reste toujours favorable à la compatibilité dans les applications IoT. Nous remarquons aussi que certaines caractéristiques restent relativement constantes comme la bande passante sauf pour l'antenne à un seul élément.

Nous pouvons enfin voir qu'en ce qui concerne le gain d'une antenne à un seul élément à une antenne en 4 éléments, l'effet est proportionnel au gain et au nombre d'éléments, autrement dit, plus le nombre d'éléments augmente, plus le gain augmente proportionnellement, ce qui signifie que le réseau devient plus directionnel et le faisceau de rayonnement se rétrécit.

D'après les résultats du tableau nous constatons que le réseau avec substrat FR4 à une adaptation et une efficacité plus intéressante et un gain plus élevé que les réseaux avec substrat silicone et FR4 avec 2 CSSR.

III.8 RESULTATS EXPERIMENTAUX :

III.8.1 Réseau d'antennes (2× 1)



Figure III.46: réseaux d'antenne (2×1) à réaliser (face supérieure et inférieure)

III.8.2 Mesure de coefficient de réflexion et rapport d'onde stationnaire

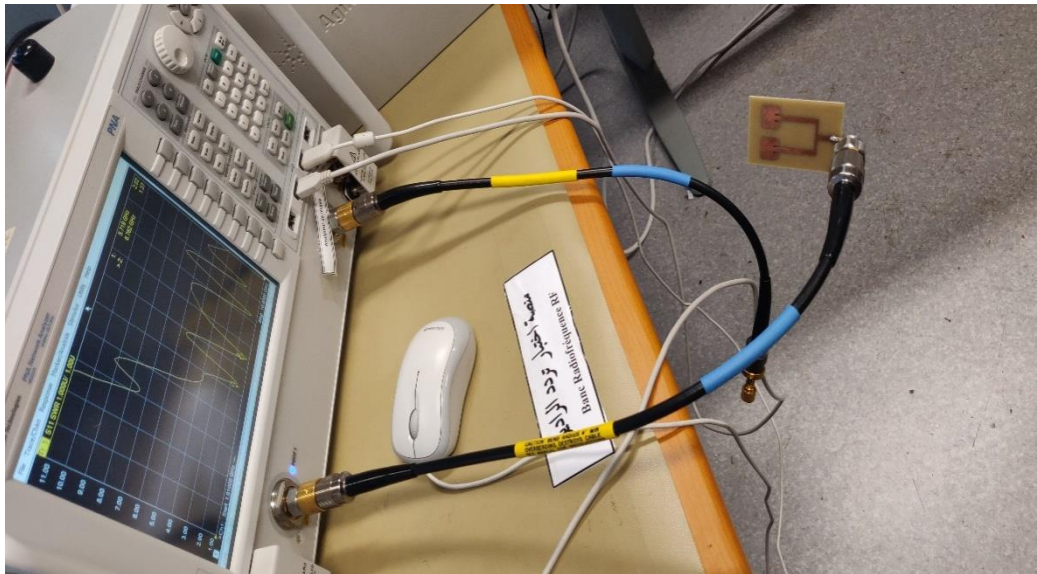


Figure III.47: Réseau FR4 (2×1) test

Après avoir exportés les résultats de l'analyseur, nous avons confrontés avec les résultats de simulation électromagnétique. La comparaison simulation / mesure le réseau d'antenne (2×1) est donnée par les figure suivants :

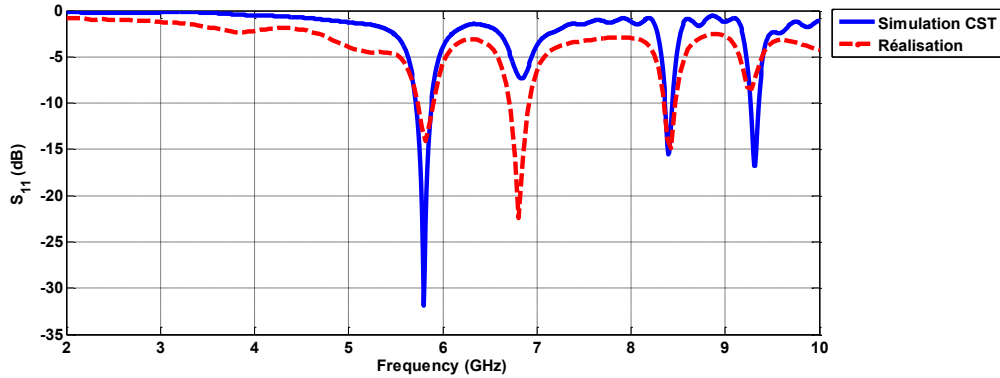


Figure III.48: Comparaison de coefficient de réflexion simulé et mesuré réseaux d'antenne (2×1)

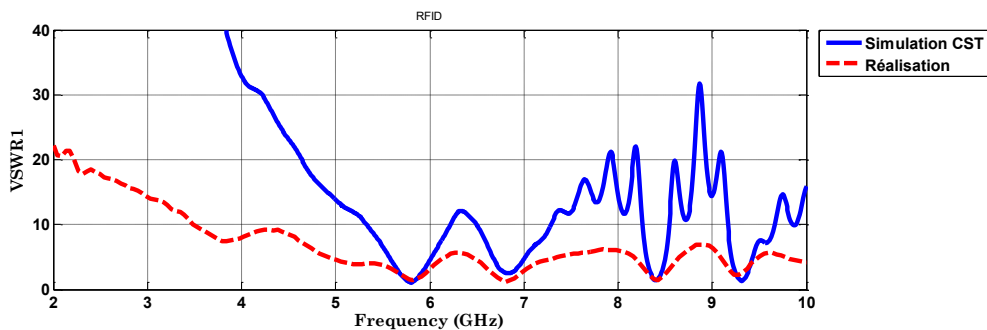


Figure III.49: Comparaison de VSWR simulé et mesuré réseaux d'antenne (2×1)

A partir des figures III (47, 48), il est à noter un léger décalage fréquentiel des bandes passantes. Pour le réseau, il y a un léger décalage entre simulation et mesure, ces écarts peuvent être attribués aux défauts de fabrication et/ou incertitudes de mesure. Malgré ces écarts, les résultats obtenus en mesure respectent bien les spécifications fixées dans notre cahier des charges.

III.9 CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis d'apprendre à utiliser un outil de modélisation numérique en micro-ondes. Et avait pour objectif principal de trouver une solution répondant à l'une des exigences de l'IoT qui sera un gain plus élevé.

Cette solution est la mise en place d'un réseau d'antenne à deux éléments et ensuite 4 éléments à partir de l'antenne élémentaire conçue avec une structure unique présentée dans ce chapitre. Les éléments du réseau sont reliés entre eux par un diviseur de puissance à jonction T. En conséquence l'analyse des résultats montre une bonne adaptation autour de 5.8GHz avec une augmentation du gain. Les résultats montrent que les réseaux à 2 éléments et 4 éléments ont de bonnes performances en termes de VSWR et efficacité.

Enfin on conclue que plus on augmente le nombre d'élément par réseau plus on a de bonne amélioration.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[III.10] www.3ds.com/fr/produits-et-services/simulia/produits/cst-studio-suite

[III.2] Metalsi Tani Aissa Zakaria « Conception des antennes planaires directives à polarisations Circulaires pour des applications spatiales » Mémoire de fin d'étude pour l'obtention du diplôme de Master Académique, Université AbouBekr Belkaid – Septembre 2021.

[III.3] Constantine A. Balanis, “Antennatheoryanalysis and design”, A John Wiley& Sons, INC Publication, Third Edition. Hoboken, New Jersey 2005.

[III.4] Deng, P., J. Guo, and W. Kuo, «New Wilkinson power dividers based on compact steppedimpedance transmission lines and shunt open stubs, Progress In Electromagnetics Research, Vol. 123, 407{426, 2012.

CONCLUSION GENERALE

Les travaux qui ont été effectués dans le cadre de ce mémoire sont consacrés à la conception, miniaturisation, réalisation d'une antenne micro-ruban et un réseau d'antennes qui résonne à la fréquence 5.8 GHz. Pour atteindre cet objectif, la simulation a été réalisée sous le logiciel CST MWS studio ; ce simulateur nous a permis de modéliser et d'analyser cette antenne rapidement et précisément.

Le principal avantage de la technologie des antennes micro-ruban est la simplicité de la réalisation ainsi que le faible coût de fabrication. Pour cela, nous avons utilisé une antenne imprimée de forme rectangulaire alimentée par une ligne micro-ruban pour l'application IoT, en présentant les définitions des antennes imprimées, les techniques d'alimentation, les différentes formes d'éléments rayonnants, en mettant l'accent sur les avantages et les performances d'antennes. Ensuite et grâce à la théorie des antennes, nous avons déterminé les paramètres géométriques du motif imprimé.

Le concept de réseau d'antennes patch est utilisé pour améliorer le gain des différentes antennes élémentaires en annulant ou plutôt en réduisant au maximum les lobes secondaires du diagramme de rayonnement. Cependant, le défi réside dans la conception de l'alimentation de ces antennes, leur nombre et leur emplacement dans le réseau. Le but est donc de concevoir un réseau compact, simple, peu coûteux avec gain élevé.

Dans la troisième partie du premier chapitre, nous avons brièvement présenté les techniques d'alimentation des réseaux d'antennes. Puis, nous avons fait le choix du type d'alimentation de la jonction T grâce à sa simplicité de conception. Le réseau conçu comporte quatre antennes alimentées par trois ponts de jonction T.

Le second chapitre, a été réservé à l'étude de l'état des métamatériaux pour les placer sur notre antenne imprimée.

Enfin, dans le 3^{ème} chapitre du manuscrit, nous avons d'abord vérifié la validité de notre modèle d'antenne imprimée grâce au logiciel CST Microwave, ensuite interprété les résultats d'analyse en les comparant avec d'autres existant dans la littérature où nous avons constaté qu'avec le même nombre d'antennes, nous avons atteint une efficacité, et gain élevés.

Afin de faire une miniaturisation des réseaux d'antennes, nous avons utilisé deux techniques de miniaturisation, la première en utilisant les métamatériaux sur le patch et le plan de masse et aussi en utilisant un plan de masse partiel, la deuxième technique est d'utiliser un substrat à haute permittivité qui est le silicone avec une permittivité de 11,9. Cette technique nous a permis de diminuer les différentes dimensions des antennes planaires.

Nous avons ensuite fait une étude comparative entre les différents réseaux d'antennes utilisant le matériau FR4 et le silicone, nous avons remarqué que les antennes à base de FR4 donnent de meilleurs résultats comparant au FR4, n'empêche que le silicone à son tour donne de bons résultats dédiés pour des antennes flexibles et reconfigurables.

Les résultats obtenus dans la simulation sont satisfaisants et montrent une amélioration significative des performances de l'antenne. Au final, nous devons encore faire beaucoup d'analyses et de simulations pour contrôler tous les modes et toutes les fréquences de coupure possibles afin de tirer pleinement parti de ces structures. D'un point de vue, nous espérons appliquer différents métamatériaux cellulaires sous différentes formes.

PRODUCTION SCIENTIFIQUE

M.BENZZOUZ, R. BOUTBICI, A. RABAH, F. BOUSALAH, H. BENOSMAN, « 5.8GHz antennas new design for IoT application ». « The 6 th International Conference on Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems- IC-AIRES2022 “ in 20, 22 November 2022 at Tamanghasset, Algeria.

<https://easychair.org/conferences/?conf=misc2022>, IC-AIRES2022, Date de soumission de l'article le 10-juin, 2022,