

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 أبو بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd - Tlemcen -

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

Par :

Fersiti Samira

Mahieddine Fatima Zahra

Thème

Antennes à Plan de Masse Partielle de type Hilbert pour un fonctionnement Ultra Large Bande

Soutenu le 26 Juin 2018 devant le jury composé de:

Mr. BENADDA BELKACEM

Prof à l'Université de Tlemcen

Président

Mr. BAHRI SIDI MOHAMMED

MCB à l'Université de Tlemcen

Examineur

Mr. MEHADJI ABRI

Prof à l'université de Tlemcen

Encadrant

Mme. KRIM KHADIDJA

Doctorante à l'Université de Tlemcen

Co-encadrante

2017-2018

Dédicace

Je rends grâce a Dieu de m'avoir donné le courage et la volonté.

Je dédise ce modeste travail :

À mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études,

À mes proches de mes frères et mes sœurs, chacun à son nom ;

À toute la famille ;

À tous mes amis ;

À tous mes chers enseignants qui ont enseigné moi ;

M. Fatima Zahra

Dédicace

Avant tout, je rends grâce à Dieu de m'avoir aidé à terminer ce travail.

Je dédie ce modeste projet :

À ma chère mère

À mon père

À tous mes frères et mes sœurs

À ma copine Eman.S

À tous ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée de mes études.

Samira.F

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier DIEU le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

Nous adressons le grand remerciement à notre encadreur **Mr ABRI MEHEDJI** professeur à l'université Abou-Bekr Belkaid qui a proposé le thème de ce mémoire, pour ses conseils et ses directives le début jusqu'à la fin de ce travail.

Nous tenons également à remercier messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance, tout particulièrement :

Le professeur **Benada Belkacem** pour nous avoir fait l'honneur de présider le jury de cette mémoire. Nous souhaitons exprimer notre gratitude à **Bahri Sidi Mohammed** maître de conférences pour avoir fait de lecteur notre mémoire afin d'évaluer ce mémoire. Nous les remercions vivement pour l'intérêt que vous avez porté à ce travail et pour les précieux conseils et remarques. Nous tenons à remercier **Mme Krim khadidja** doctorante à l'université Abou-Bekr Belkaid cadre en Algérie Télécommunication pour tous ses conseils et ces aides malgré ses nombreuses tâches au sein de la société.

Finalement, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à nos familles qui nous ont toujours soutenues et à tout ce qui participe de réaliser ce mémoire. Ainsi que l'ensemble des enseignants qui ont intervenus à notre formation.

Résumé

La technologie Ultra Large Bande est utilisée dans plusieurs domaines et applications ce qui nécessite des antennes adaptées. Ce mémoire étudie et analyse quelques antennes ULB particulières appelées antennes de Hilbert. La modification des paramètres géométriques ainsi que la technique d'alimentation, améliore l'adaptation, élargit la bande passante et réduit l'encombrement. Grâce à ces antennes on obtient un rayonnement optimal à coût limité.

L'objectif de ce travail de mémoire est de proposer des structures originales des antennes ULB à base de cellules de type Hilbert pour les applications sans fil.

Les résultats fournis par le logiciel CST Microwave Studio montrent une très bonne adaptation avec un fonctionnement Ultra Large Bande. Ces antennes peuvent donc répondre aux normes appropriées selon les fréquences désirées.

Mots clés : Antenne ULB, Hilbert, plan de masse partielle, simulation.

Abstract

Ultra Wide Band technology is used in many areas and applications which requires suitable antennas. This thesis studies and analyzes some particular ULB antennas called Hilbert antennas. The modification of the geometrical parameters as well as the feeding technique, improves the adaptation, widens the bandwidth and reduces the congestion. Thanks to these antennas we obtain an optimal radiation with limited cost.

The objective of this memory work and to propose original structures of ULB antennas based on Hilbert type cells for wireless applications.

The results provided by the CST Microwave Studio software show a very good adaptation with Ultra Wide Band operation. These antennas can therefore meet the appropriate standards according to the desired frequencies

Keywords: ULB antenna, Hilbert, partial mass plan, simulation.

ملخص

تستخدم تقنية النطاق الواسع في العديد من المجالات والتطبيقات التي تتطلب هوائيات مناسبة. تقوم هذه الأطروحة بدراسة وتحليل بعض الهوائيات ذات النطاق الواسع خاصة التي تسمى هوائيات هيلبرت. يعمل تعديل المعلمات الهندسية وتقنية التغذية على تحسين عملية التكيف وتوسيع النطاق الترددي وتقليل الأزدحام. بفضل هذه الهوائيات نحصل على إشعاع مثالي بتكلفة محدودة.

الهدف من هذه المذكرة العمل و اقتراح الهياكل الأصلية للهوائيات ذات النطاق الواسع على أساس خلايا نوع هيلبرت للتطبيقات اللاسلكية.

تظهر النتائج التي يوفرها برنامج المحاكاة تكيفا جيدا جدا مع تشغيل تقنية النطاق الواسع وبالتالي يمكن لهذه الهوائيات أن تلبى المعايير المناسبة وفقا للترددات المرغوبة.

كلمات البحث:

خطة كتلة جزئية ، محاكاة Hilbert هوائي واسع النطاق.

Sommaire

Dédicaces.....	i
Remerciements.....	iii
Résumé.....	iv
Sommaire.....	vii
Liste des figures.....	xi
Liste des tableaux.....	xiv
Liste des acronymes.....	xv
Introduction Générale.....	1

Chapitre I : Concept de base sur les antennes

I.1. Introduction.....	4
I.2. Définition d'une antenne	4
I.3. Structure d'un réseau d'antenne.	5
I.4. Caractéristiques générales d'une antenne	6
I.4.1. Diagramme de rayonnement	6
I.4.2. Gain.....	7
I.4.3. Angle d'ouverture	8
I.4.4. Directivité	8
I.4.5. Rendement.....	9
I.4.6. Polarisation	9
I.5. Réseaux d'antennes	11
I.5.1. Les réseaux d'antennes périodiques.....	11
I.5.2. Les réseaux d'antennes log-périodiques.....	11

I.6. Méthodes de modélisation	12
I.6.1. La méthode FDTD	12
I.6.2. La méthode des éléments finis	12
I.6.3. Modèle de la ligne de transmission.....	12
I.6.4. Méthode itérative à base d'onde WCIP	13
I.7. Différents types d'antennes	14
I.7.1. Les antennes filaires.....	14
I.7.1.1. Antenne dipolaire.....	14
I.7.1.2. Antenne Yagi	15
I.7.2. Antenne imprimé.....	16
I.7.2.1. Technologie des antennes imprimées.....	17
I.7.2.2. Différentes formes d'antennes imprimées.....	17
I.7.2.3. Technique d'alimentation.....	18
I.7.3. Les antennes à réseau de fentes	19
I.7.4. Les antennes à ouverture (cornet).....	19
I.7.5. Les antennes à réflecteurs parabolique.....	20
I.8. Antennes multi-bandes.....	21
I.8.1. Introduction	21
I.8.2. Définition	22
I.8.3. Techniques utilisées pour obtenir des antennes multi-bandes	22
I.8.3.1. Combinaison de plusieurs éléments rayonnants	22
I.8.3.2. Antennes de type PIFA	23
I.8.3.3. Géométries fractales	24
I.8.3.4. Utilisation des trappes	24
I.9. La technologie Ultra Large Bande (ULB).....	25
I.9.1. Définition.....	25
I.9.2. Caractéristiques principales de l'Ultra Large Bande	26
I.9.2.1. Problème dû à la propagation par trajets multiples	26
I.9.2.2. Communications protégées.....	26
I.9.2.3. Capacité de la technologie ULB	27
I.9.2.4. Simplicité relative des systèmes ULB.....	27
I.9.2.5. Inconvénients de l'Ultra Large Bande.....	27

I.10. Description du logiciel de simulation	28
I.10.1.Principales caractéristiques de logiciel CST	29
I.11.Conclusion	29

Chapitre II : Concept des structures Hilbert

II.1.Introduction.....	31
II.2. Antennes fractale.....	31
II.3. Types de géométrie fractale.....	32
II.3.1. L’antenne de Sierpinski	32
II.3.1.1 Le triangle de Sierpinski.....	32
II.3.1.2 Tapis de Sierpinski.....	32
II.3.2. L’antenne de Koch.....	33
II.3.3. L’antenne de Minkowski.....	33
II.3.4. Antenne fractale circulaire.....	34
II.3.5. Arbre fractal de Pythagore.....	34
II.4. Avantages et inconvénients de l'antenne fractale.....	35
II.4.1 .les avantages.....	35
II.4.2. Les inconvénients.....	36
II.5. Applications d’antennes fractales.....	36
II.6. L’antenne de Hilbert.....	37
II.7. Application de l’antenne Hilbert.....	37
II.7.1. Étude des antennes fractales compactes de courbe de Hilbert pour Applications médicales implantables	37
II.7.1.1. La géométrie et la conception de l'antenne.....	38
II.7.1.2. Simulation.....	39
II.7.1.3 .Résultats.....	40
II.7.2.Un PIFA Hilbert Miniaturisé pour Mobile Double Bande Applications sans fil....	42
II .7.2.1.Conception d’antenne.....	42
II .7.2.2.Résultat.....	44

II.7.3. Conception de l'antenne fractale de Hilbert pour la détection et la classification des décharges partielles.....	46
II.7.3.1. Conception de l'antenne.....	46
II.7.3.2.Simulation et implémentation HFSS.....	47
II.7.4.Antenne UHF à courbe Hilbert fermée pour le test de décharge partielle sur site.....	49
II.7.4.1. Simulation de l'antenne Hilbert fermée UHF.....	49
II.8.Conclusion.....	51
Chapitre III : Présentation des résultats de simulations	
III.1. Introduction.....	53
III.2. Choix de l'outil de simulation.....	53
III.3. Le substrat utilisé.....	53
III.4. Simulations et résultats.....	53
III.4.1.Étude d'une antenne rectangle a plan de masse partielle de type Hilbert.....	53
III.4.1.1.Influence de changement de la fente.....	55
III.4.2. Étude d'un monopole rectangle.....	59
III.4.2.1.Étude d'un monopole à plan de masse partielle de type Hilbert.....	60
III.4.2.2.Étude d'un monopole dans l'élément rayonnement de type Hilbert.....	63
III.4.3.Étude d'un monopole demi-disque dans l'élément rayonnement de type Hilbert.....	68
III.5.Conclusion.....	72
Conclusion générale.....	73
Annexe A.....	74
Annexe B.....	77

Liste des figures :

Chapitre I : Concept de base sur les antennes

Figure I.1 : Structure d'un réseau d'antenne.	6
Figure I.2 : Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne.....	7
Figure I.3 : Diagramme de rayonnement et angle d'ouverture.....	8
Figure I.4 : Polarisation du champ électromagnétique.....	10
Figure I.5 : Masque des réseaux d'antennes.....	11
Figure I.6 : Modèle de la ligne de transmission	13
Figure I.7 : Antenne dipolaire.....	15
Figure I.8 : Antenne yagi.....	15
Figure I.9 : Antenne imprimée.....	16
Figure I.10 : Différentes formes d'antennes imprimées.....	18
Figure I.11 : Réseau de fentes.....	19
Figure I.12 : Antenne cornet.....	20
Figure I.13 : Antenne à réflecteur parabolique.....	21
Figure I.14 : Antenne PIFA élémentaire.....	23
Figure I.15 : Antenne monopole à trappes de résonner.....	25
Figure I. 16 : Propagation par trajets multiples.....	26

Chapitre II : Concept des structures Hilbert

Figure II.1 : Le triangle de Sierpinski.....	32
Figure II.2 : Les quatre premières itérations du tapis de Sierpinski.....	33
Figure II.3 : Étapes de construction de la géométrie de la courbe de Koch.....	33
Figure II.4 : Génération de la fractale de Minkowski.....	34
Figure II.5 : Exemple d'une antenne fractale circulaire à l'itération 4.....	34
Figure II.6 : Itérations de l'arbre Pythagore (pythagoricien).....	35
Figure II.7 : Génération de la courbe de Hilbert.....	37
Figure II.8 Structures d'antenne HCFA. (a). Structure basique (b) Deuxième itération (c). Troisième itération (d). Portion tronquée	39
Figure II.9 : Les différentes couches de matière de HCFA. (a) HCFA 1. (b) HCFA 2.....	39

(c) différentes Couches dans l'environnement de l'air. (d) différentes couches dans l'homme Environnement de tissu musculaire.....	40
Figure II.10 : Résultats de la simulation de HCFA1.(a) Retour perte.....	40
(b) VSWR.....	41
Figure II.11 : Résultats de simulation (tissu musculaire humain environnement) (a) Puissance réfléchie.....	41
(b) VSWR.....	42
Figure II.12 : (a) Antenne B. (b) Antenne C sur un substrat de 0.125 mm. (c) Antenne D...43	
Figure II.13 : Données VSWR calculées pour les antennes A et B à proximité de la bande 900 MHz et de la bande 1900 MHz.....	45
Figure II.14 : Caractéristiques VSWR calculées et mesurées des antennes A, B et C.....	45
Figure II.15 : Composition de la géométrie de la courbe de Hilbert.....	47
Figure II.16 : Antenne conçue et fabriquée.....	47
Figure II.17 : Paramètre S11 pour l'antenne Hilbert de 4ème ordre.....	48
Figure II.18 : Le paramètre S11 de l'antenne conçue.....	48
Figure II.19 . Les troisièmes patches d'antenne fractale de Hilbert. (a)courbe d'origine. (b) courbe modifiée.....	50
Figure II.20 . Configuration de l'antenne Hilbert incluse.....	50
Figure II.21 : Simulation VWSR de l'antenne Hilbert incluse UHF.....	51

Chapitre III : Présentation des résultats de simulations

Figure III.1 : La géométrie de l'antenne monopole rectangle.....	54
Figure III.2 : structure de l'antenne (a)Vue de face, (b) Vue en perspective.....	54
Figure III.3 : Coefficient de réflexion (S11).....	55
Figure III.4 : Structure de l'antenne modifiée (a)Vue de face.....	55
(b) Vue en perspective.....	56
Figure III.5 : Coefficient de réflexion de l'antenne.....	56
Figure III.6 : Diagrammes de rayonnements à f=3.9 GHz et f=5GHz	
(a)en polaire.....	57
(b) en 3D.....	58
Figure III.7 : gain de l'antenne en fonction de la fréquence.....	59

Figure III.8 : La géométrie de l'antenne.....	59
Figure III.9 : structure de l'antenne (a)Vue de face, (b) Vue en perspective.....	60
Figure III.10 : Coefficient de réflexion.....	60
Figure III.11 .a: Structure de nouvelle antenne.(a) Vue de face , (b) Vue en perspective.	61
Figure III.11 .b: Coefficient de réflexion S11.....	61
Figure III.12: Les diagrammes de rayonnement à f=6.5 et 8.25 GHz.(a)Diagramme polaire..	62
(b) diagramme en 3D.....	63
Figure III. 13. Le gain en fonction de la fréquence.....	63
Figure III.14 : Structure de l'antenne.....	64
Figure III.15 : Coefficient de réflexion S11 avec différents valeur de "x".....	64
Figure III.16 : Structure de l'antenne (a)Vue de face, (b) Vue en perspective.....	65
Figure III.17 : Coefficient de réflexion S11.....	65
Figure III.18 : Les modèle de rayonnements 2D (a) f=5 GHz, (b) f=6.5 GHz.....	66
Figure III.19 : Les Modèles de rayonnements 3D (a) f=5 GHz, (b) f=6.5 GHz.....	67
Figure III.20 : La variation de gain en fonction de fréquence.....	68
Figure III.21 : La géométrie de l'antenne (a)Vue de face, (b) Vue au-dessous	69
Figure III.22 : Coefficient de réflexion S11.....	69
Figure III.23 : Les modèle de rayonnements 2D (a) f=8.25 GHz, (b) f=10 GHz.....	70
Figure III.24 : Les tracés de rayonnements 3D (a) f=8.25 GHz, (b) f=10 GHz.....	71
Figure III.25 : Le gain en fonction fréquence.....	72

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Les caractéristiques de chacun des types de polarisations.....	10
Tableau I.2 : Points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bandes.....	28
Tableau II : Paramètre d'antenne.....	43

Liste des *Acronymes et Abréviations*

Ps : Puissance électrique délivrée par la source.

Pa : Différente de la puissance en Ps

Pr : La puissance rayonnée

EM : électromagnétique

\vec{E} : Champ électrique

TOS : Taux d'onde stationnaire

PIFA : Planar inverted-F antenna

FCC : Fédéral Communication Commission

DSP : Densité spectrale de puissance

PLL : Phase-locked loop

RF : Radio Frequency

CST : Compter simulation technologie

PBA : Perfect Boundary Approximation

ADS : Advanced Design System de Agilent

HCFA : Hilbert Curve Fractal Antenna

ISM : Industrial Scientific and Medical

HFSS: High Frequency Structure Simulator.

FR 4 : Flame Resistant 4

CPW : Co-planar waveguide

VSWR : Voltage Standing Wave Ratio

IMD: Implantable Medical Device

PCS : Personal Communications Services

PD: Partial discharges

UHF : Ultra-High Frequency

Introduction général

La découverte de l'antenne a marqué l'ère de l'avancée technologique dans le domaine des télécommunications et a été adoptée comme élément de base pour les systèmes de transmission radio. L'utilisation de ces systèmes pour transmettre les ondes électromagnétiques transportant l'information en espace libre présente de nombreux avantages tels que la facilité d'accès avec un débit élevé, et la connexion permanente partout et à tout moment d'où le terme de « mobilité ». Les antennes sont utilisées dans plusieurs applications comme la téléphonie, la télé-localisation, les applications militaires, ... etc.

La technologie ULB a atteint un degré de maturité qui permet de proposer des liens sans fils à haut ou bas débit. Dressant un état de l'art complet, cette formation s'adresse aux ingénieurs et chercheurs et présente en détails les outils d'analyse, de modélisation et de caractérisation d'antennes ULB, Cette technologie possède de nombreux atouts : Grâce à une bande passante beaucoup plus large que les systèmes large bande actuel, cette nouvelle technologie est très robuste en environnement bruyant. Par ailleurs, la puissance d'émission étant du même niveau que celui du bruit, la technique peut cohabiter avec des systèmes à bandes étroites.

Il s'agit d'étudier l'état de l'art des antennes, en particulier, de forme fractale et d'apporter une ou plusieurs originalités pour leur analyse et leur conception. Ces antennes pourraient être utiles aux constructeurs de dispositifs large bande, afin qu'ils puissent concevoir des antennes multi-bandes utilisables pour des chaînes de transmission et des systèmes de télécommunication de troisième et de quatrième génération. Par exemple, sur les bases des équations différentielles qui décrivent les phénomènes de propagation, plusieurs techniques numériques et d'analyse sont en concurrence perpétuelle.

L'antenne fractale est obtenue à partir d'une forme initiale à laquelle nous ajoutons son image au travers la masse de l'antenne symétriquement par rapport au point d'alimentation central. Justement, au cours de ce mémoire nous proposons des configurations d'antennes ULB à bases des cellules Hilbert.

Le manuscrit comporte trois chapitres, le premier chapitre du mémoire est consacré à la présentation des antennes en général et méthode d'utilisation et ces différents types, ses principales caractéristiques et présente également la technologie Ultra Large Bande.

Le deuxième chapitre de ce mémoire est consacré à l'antenne fractale et leurs types, les avantages et inconvénients puis quelques exemples d'application d'antenne Hilbert.

Le dernier chapitre sera dédié à l'étude des différents types d'antennes Ultra Large Bande de fonctionnement Hilbert.

Ce travail permettra de comprendre l'antenne a plan de mase partielle de type hilbert pour un fonctionnement ultra large bande.

Chapitre I

Concept de base sur les antennes

I.1.Introduction

Le rôle d'une antenne est de convertir l'énergie électrique d'un signal en énergie électromagnétique transportée par une onde électromagnétique (ou inversement). Le transport d'énergie par une onde électromagnétique va donc permettre le transfert d'information sans support physique à travers un canal ou une liaison radioélectrique, à condition que l'onde électromagnétique soit modulée par un signal informatif.

Une liaison radioélectrique est un canal de transmission entre un émetteur et un récepteur, dont le support de transmission est assuré par des ondes électromagnétiques. Comme tous les canaux de communication, il est soumis aux problèmes posés par le bruit et les perturbations, qui vont limiter les performances du système de transmission. Ils sont aussi dépendants des propriétés de l'antenne qui va donner naissance à l'onde électromagnétique, et à l'environnement autour de l'antenne qui va influencer sur la propagation des ondes électromagnétiques. La connaissance et la modélisation de la propagation et des antennes sont complexes.

Les premières applications de transmission radio sont apparues, leur développement s'est fait en parallèle avec celui de l'électronique au début du XIXe siècle. Le XXe siècle est ensuite ponctué d'innovations majeures, qui répondaient à des besoins précis.

I.2. Définition d'une antenne

Une antenne d'émission est un élément conducteur qui transforme une énergie électrique en énergie de rayonnement électromagnétique. Une antenne de réception traduit un rayonnement électromagnétique en courant électrique induit. La même antenne peut servir à recevoir ou à émettre si elle est alimentée en courant (réciprocité des antennes) [1].

Les antennes sont utilisées dans des gammes de longueur d'onde très différentes pour un très grand nombre d'applications dont nous citons quelques exemples:

- ❑ Ondes kilométriques (30 à 300 kHz) et hectométriques (300 à 30000 kHz) pour la radiodiffusion à modulation d'amplitude, les signaux horaires et les liaisons avec les sous marins.
- ❑ Ondes décamétriques (3 à 30MHz) pour les liaisons intercontinentales ou maritimes.
- ❑ Ondes métriques (30 à 300MHz) pour la radiodiffusion à modulation de fréquence, la télévision et les communications et radionavigation aéronautiques.

- ❑ Ondes décimétriques (300 à 3000 MHz) pour la télévision, le radar et les liaisons avec les mobiles.
- ❑ Ondes centimétriques (3 à 30 GHz) pour les liaisons terrestres par faisceaux hertziens et les liaisons spatiales [2].

I.3. Structure d'un réseau d'antenne

Toute structure qui reçoit une onde électromagnétique peut transmettre une onde électromagnétique. Une antenne passive peut réciproquement être utilisée en émission et en réception. Les propriétés de l'antenne resteront les mêmes qu'elle soit utilisée en émission ou en réception. La figure I. 1 présente la structure générale d'une antenne émettrice. (Une antenne réceptrice présente une structure similaire, l'alimentation est remplacée par un récepteur [3], le sens des flèches indiquant le transfert de puissance est inversé) :

- ❑ Le signal à transmettre peut provenir d'une ou plusieurs sources (amplitude et phase des sources indépendantes). P_s correspond à la puissance électrique délivrée par la source.
- ❑ Des amplificateurs et des filtres peuvent être placés entre la source et l'antenne pour fournir une puissance électrique suffisante aux éléments rayonnants et assurer une émission (ou une réception) sur une bande étroite.
- ❑ L'émetteur ou le récepteur sont reliés à l'antenne par une ligne qui sont en général des lignes coaxiales ou des guides d'ondes. Ils permettent de transporter une puissance électrique aux P_a éléments rayonnants. La puissance P_a est différente de la puissance en P_s raison des pertes liées aux différents éléments reliant la source aux éléments rayonnants.
- ❑ Le réseau de polarisation permet de connecter les signaux à transmettre aux éléments rayonnants, de les déphaser et/ou de les combiner entre eux.
- ❑ Les éléments rayonnants assurent la transmission de l'énergie fournie par l'émetteur à l'espace libre où l'onde va se propager. La puissance rayonnée par l'antenne est notée P_r . Réciproquement, elle assure la transmission de l'énergie d'une onde EM vers le récepteur [4].

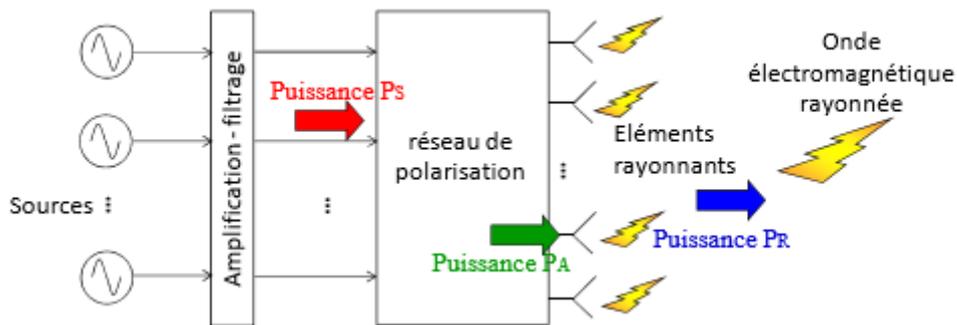


Figure I.1 : Structure d'un réseau d'antenne.

Il est important que l'installation de l'antenne et sa connexion à la source nécessite d'autres structures non présentées sur le schéma, mais qui vont avoir une influence non négligeable sur les performances de l'antenne. L'antenne est montée mécaniquement sur un dispositif (un mat pour une station de base, le châssis d'un téléphone) qui va contribuer à modifier le rayonnement de l'antenne. En outre, l'antenne peut être protégée de l'environnement extérieur par un radome, qui peut absorber une partie du rayonnement [4].

I.4. Caractéristiques générales d'une antenne

Pour décrire les performances d'une antenne, plusieurs paramètres essentiels que l'on va définir dans ce chapitre sont utilisés: son diagramme de rayonnement, sa polarisation, son gain et son directivité, son efficacité et son adaptation.

I.4.1. Diagramme de rayonnement

Les antennes sont dans la plus part des cas omnidirectionnelles et émettent ou reçoivent dans des directions privilégiées. Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il indique les directions de l'espace (θ_0 , φ_0) dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale. Il est important de noter que le diagramme de rayonnement n'a pas de sens que si l'onde est sphérique.

On trace dans le diagramme de rayonnement la fonction caractéristique de rayonnement $r(\theta, \varphi)$, qui varie entre 0 et 1 selon la direction. Celui-ci peut se représenter sous différentes formes figure I. 2. En général, le diagramme de rayonnement d'une antenne est représenté

dans les plans horizontaux ($\theta = 90^\circ$) et verticaux ($\varphi = \text{constante}$), ou bien dans les plans E et H [5].

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_0(\theta_0, \varphi_0)} \quad (\text{I.1})$$

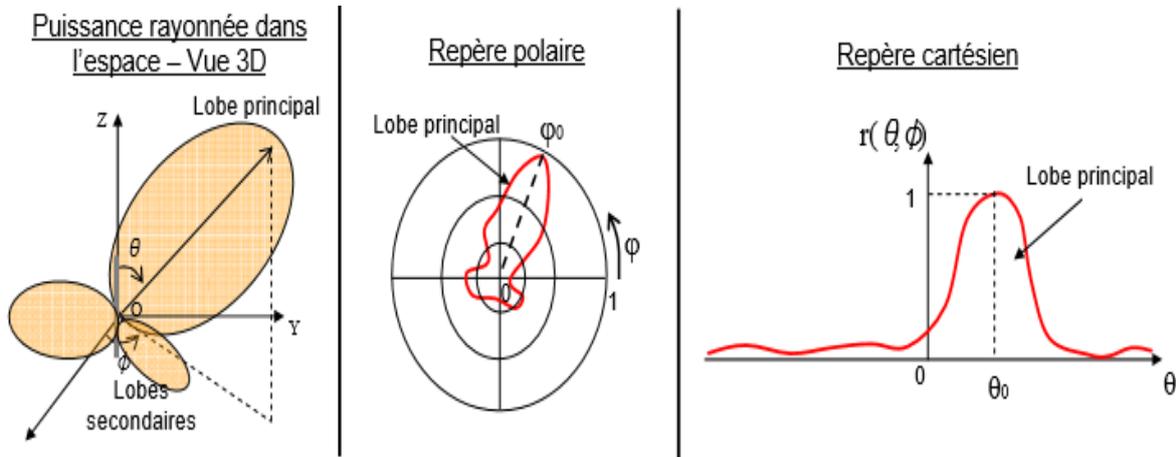


Figure I.2 : Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne.

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est principalement relié à sa géométrie mais peut aussi varier avec la fréquence. Hormis les antennes omnidirectionnelles, les antennes ne rayonnent pas la puissance de manière uniforme dans l'espace. Dans ce cas, la fonction caractéristique de rayonnement est égale à 1 quel que soit la direction considérée.

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

I.4.2 Gain

Le gain d'une antenne est le rapport entre la densité de puissance moyenne rayonnée par l'antenne dans la direction (θ, φ) et la densité de puissance à rayonnement isotrope, les deux antennes étant alimentées par la même puissance [6]. On notera:

- $P(\theta, \varphi)$: la densité de puissance moyenne rayonnée par l'antenne directive (W/m^2).
- P_0 : la densité de puissance moyenne rayonnée par l'antenne isotrope (W/m^2).
- P_t : la puissance totale rayonnée par les deux antennes (W).

Le gain est alors donné par :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_0} = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_t / 4\pi R^2} = \frac{4\pi R^2 P(\theta, \varphi)}{\iint P(\theta, \varphi) ds} \quad (\text{I.2})$$

I.4.3. Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture caractérise la largeur du lobe principal. L'angle d'ouverture à 3 dB $2\theta_3$ représente la portion de l'espace dans lequel la majeure partie de la puissance est rayonnée. Il s'agit de l'angle entre les deux directions autour du lobe principal où la puissance rayonnée est égale à la moitié de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal [7].

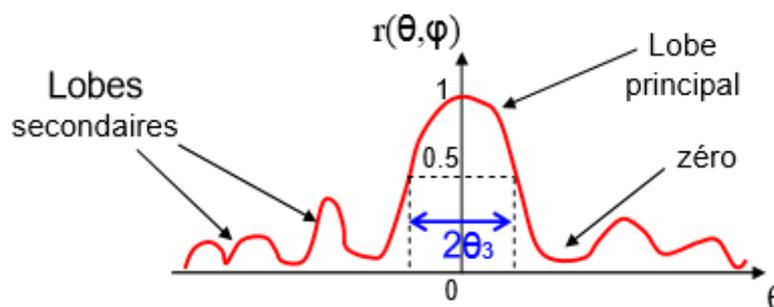


Figure I.3 : Diagramme de rayonnement et angle d'ouverture.

I.4.4. Directivité

La directivité d'une antenne est définie par :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{\bar{U}} \quad (\text{I.3})$$

Où $\bar{U} = \frac{1}{4\pi} \iint U(\theta, \varphi) d\Omega$ est la puissance moyenne par unité d'angle solide, c'est-à-dire la puissance totale rayonnée divisée par 4π .

La directivité représente la puissance rayonnée dans une direction comparée à celle d'une antenne isotrope rayonnant au total la même puissance.

On définit la directivité en dB par la relation : $D_{dB} = 10 \log_{10}(D)$

Quand on donne la directivité d'une antenne sans préciser de direction, il s'agit de la valeur maximale de la fonction $D(\theta, \varphi)$ [6].

I.4.5. Rendement

Le rendement η d'une antenne traduit sa capacité à transmettre la puissance électrique en entrée P_A sous forme de puissance rayonnée P_R . On le définit comme le rapport entre la puissance totale rayonnée par une antenne et la puissance qui lui est fournie. Le rendement est lié aux pertes dans le réseau de polarisation et dans les éléments rayonnants. On voit que le rendement relie le gain et la directivité.

$$P_R = \eta P_A \rightarrow G = \eta D \quad (\text{I.4})$$

❖ Remarque

- ❑ Le gain est inférieur à la directivité car les pertes diminuent la puissance totale rayonnée.
- ❑ Le gain tient compte des pertes alors que la directivité non.
- ❑ Le gain n'est jamais supérieur à 1.
- ❑ Lorsque l'antenne est sans perte, le gain et la directivité ont la même valeur :

$$D(\theta, \varphi) = G(\theta, \varphi).$$

- ❑ Quand on donne le gain d'une antenne sans préciser de direction, il s'agit de la valeur maximale de la fonction $G(\theta, \varphi)$.
- ❑ D'une manière générale, la directivité ou le gain d'une antenne sera d'autant plus grand que l'antenne est grande.
- ❑ Plus la directivité ou le gain d'une antenne est grand plus le lobe principal est étroit et donc l'ouverture à -3dB est faible [7].

I.4.6. Polarisation

La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est donnée par la direction du champ électrique E . Si \vec{E} garde une direction constante dans le temps, on dit que l'on a une polarisation rectiligne (voir la Figure I. 4). Si la direction varie avec le temps de telle sorte que si, en un point donné, on schématise les positions successives de \vec{E} , l'extrémité du vecteur représentatif décrit un cercle ou une ellipse. On dit alors que le champ rayonné est à polarisation circulaire ou elliptique.

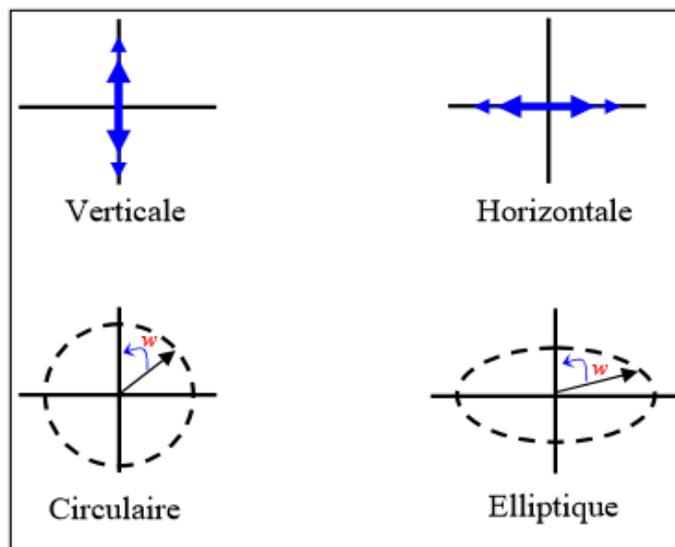


Figure I.4 : Polarisation du champ électromagnétique.

Une atténuation typique de près de 40 dB est observée lorsque nous utilisons deux polarisations différentes dans les bandes micro-ondes. Ainsi, si une antenne transmet à la verticale et la seconde à l'horizontale, une différence de signal de 40dB peut être observée sur le signal reçu par rapport à celui transmis. Ceci pouvant transformer un bon signal en un signal non satisfaisant [8].

L'onde étant plus longue, l'effet d'atténuation est moins prononcé entre les polarisations. Dans le tableau I.1, nous présentons les caractéristiques de chacun des types de polarisations précitées :

Polarisation Horizontale	Polarisation Verticale	Polarisation Circulaire
-Meilleure sensibilité aux signaux faibles. -Angle de rayonnement généralement plus élevé par rapport au sol favorisant ainsi de bons contacts locaux.	-Bruit électrique plus présent dans les bandes HF -Optimisation de l'espace occupé par l'antenne -Nécessite généralement un bon plan de terre (Grounds, masse)	-Généré deux polarisations en phase pour éviter les pertes en traversant l'ionosphères pour compenser la rotation des satellites. -Rarement utilisée pour des contacts au sol

Tableau I.1 : Caractéristiques de chacun des types de polarisations.

I.5. Réseaux d'antennes

Le réseau d'antennes comprend les différents éléments rayonnants ainsi que les structures permettant de modifier l'excitation de chaque élément rayonnant. Les éléments peuvent être quelconques : dipôles, patches, fentes rayonnantes, carré [9-10], anneau [11-13], nœud papillon [14-20]. L'unique condition est que la mise en réseau de ces éléments ne modifie pas leurs caractéristiques propres. Par rapport aux éléments rayonnants, le gain et l'angle d'ouverture du réseau d'antenne seront donc modifiés.

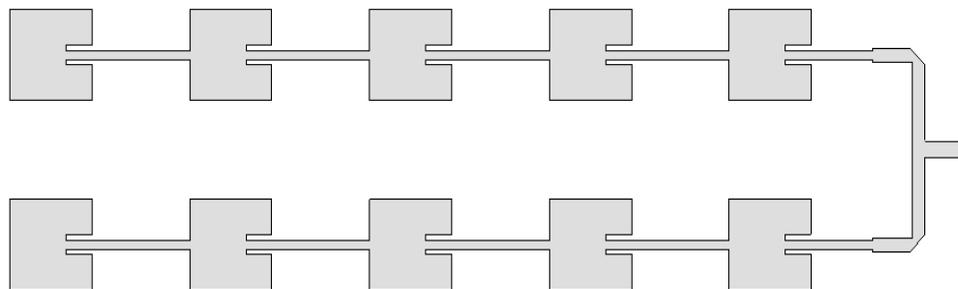


Figure I.5 : Masque des réseaux d'antennes.

I.5.1. Les réseaux d'antennes périodiques

L'association de plusieurs éléments rayonnants dont la distribution est définie par une géométrie donnée (linéaire, planaire, circulaire, surfacique ou volumique) permet de créer un réseau d'antennes. La majorité des réseaux d'antennes développés aujourd'hui sont périodiques, c'est-à-dire que le pas entre les éléments du réseau est considéré comme régulier suivant une ou plusieurs dimensions. Le réseau d'antennes est dit périodique lorsque la distance séparant les éléments rayonnants est maintenue constante. Les positions associées aux éléments sont en général associées au vocable de grilles, qui sont le plus souvent à mailles carrées ou triangulaires.

I.5.2. Les réseaux d'antennes log-périodiques

Les antennes log périodique ont été conçues pour la première fois par Duhamel et Isabelle en 1959. Elles s'appuient sur le principe d'une antenne dimensionnée pour toutes les fréquences mais de façon périodique et non répétitive. Si une structure rayonnante est transformée en une autre structure identique par la multiplication de ses dimensions par t , toutes les deux présentent les mêmes performances (adaptation et diagramme de rayonnement), l'une à la fréquence f et l'autre à la fréquence f/t . En répétant cette

transformation N fois les performances sont les mêmes aux fréquences $f_0 \cdot \tau^N$ où f_0 est la fréquence de référence et ont une période de répétition de $\log(\tau)$ en fonction de $\log(f)$, d'où leur appellation. Leur principe est donc bien analogue aux antennes dites indépendantes de la fréquence [21-26].

I.6. Méthodes de modélisation

I.6.1. La méthode FDTD

L'utilisation de la méthode FDTD (Finite Difference in Time Domain) dans les problèmes électromagnétiques a été développée pour la première fois par Yee en 1966. Les premières études portaient essentiellement sur des problèmes de diffraction d'ondes électromagnétiques par des obstacles métalliques et de compatibilité électromagnétique.

Les principaux avantages de cette méthode résident dans sa formulation relativement simple, la robustesse de l'algorithme qu'elle utilise et dans la possibilité d'effectuer des études sur une large bande de fréquence, les calculs s'effectuant directement dans le domaine temporel [27].

I.6.2. La méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est une méthode mathématique qui permet la résolution d'équations différentielles. Avec des équations différentielles, il est possible par exemple de décrire le comportement des structures. Ainsi, la résolution des équations de la théorie de l'élasticité permet d'obtenir le comportement de corps solide sous différentes charges, c'est à dire de calculer les contraintes et déformations. Les équations de Laplace permettent de décrire les champs de températures. La résolution des équations de Navier-Stokes nous donne le comportement des fluides et les équations de Maxwell sont une représentation mathématique des champs magnétiques.

I.6.3. Modèle de la ligne de transmission

Le traitement de l'élément rayonnant utilisant le modèle de la ligne de transmission considère l'élément rayonnant comme une ligne résonnante avec une variation le long de la ligne du champ électromagnétique. L'apparition de la variation du champ électromagnétique se fait à ses extrémités. La modélisation du champ à l'extrémité de l'antenne se fait par deux fontes séparées par la même longueur de la ligne comme montre la figure I. 6 [28-34]. Le long de l'axe Oy (parallèle à W), le champ électrique est quasiment uniforme. Par contre, le champ électrique n'est pas uniforme le long de l'axe Ox (parallèle à L). Il présente un

minimum et un maximum et passe par un zéro le long des extrémités séparées par W . Cette distribution de champ électrique est liée à une accumulation de charges de signes opposées sur les bords séparés par L et un courant orienté le long de l'axe Ox .

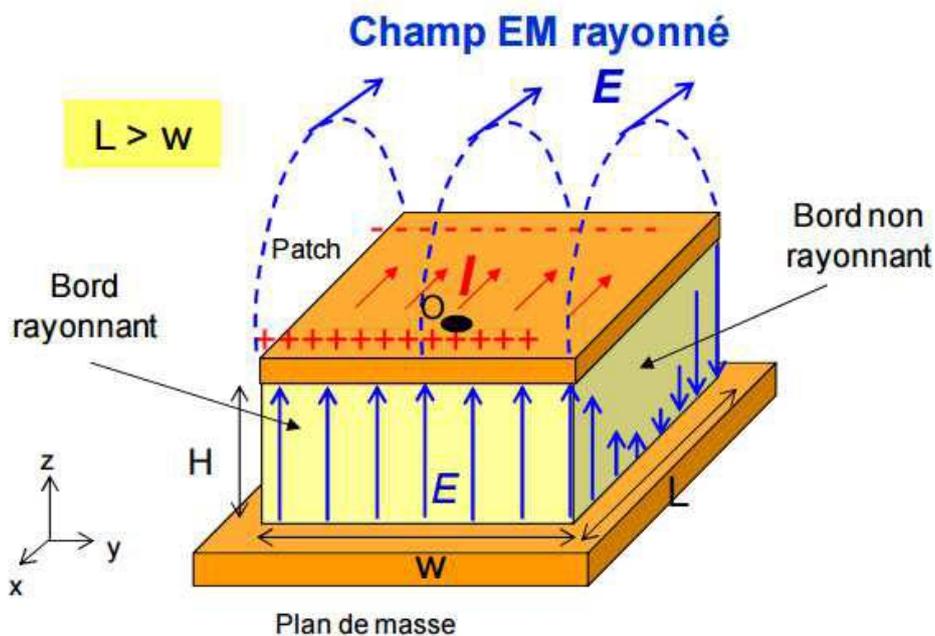


Figure I.6 : Modèle de la ligne de transmission

I.6.4. Méthode itérative à base d'onde WCIP

La méthode itérative à concept d'onde est une méthode bidimensionnelle, qui découle directement des formulations intégrales. Cette efficace méthode permet d'offrir des considérables alternances par apport aux autres méthodes numériques : formulation simple, analyse fine et rapide.

La formulation de la méthode itérative a concept d'onde et analogue à celle des méthodes spectrales, ces deux méthodes utilisent l'algorithme FFT qui assure les alternances entre deux domaines [35-38].

I.7. Différents types d'antennes

On va voir les grandes familles d'antennes à l'origine de l'ensemble des structures rayonnantes :

- ❑ les antennes filaires (dipôle, monopôle, yagi).
- ❑ les antennes imprimées.
- ❑ les antennes à réseau de fentes (demi ou quart d'onde).
- ❑ les antennes à ouverture (cornet).
- ❑ les antennes à réflecteurs parabolique.
- ❑ les antennes à ondes de fuite [39]

I.7.1. Les antennes filaires

Par définition, la catégorie des antennes filaires regroupe l'ensemble des antennes formées d'une structure de câble conducteur de diamètre faible où l'on considérera des densités linéiques de courant.

I.7.1.1. Antenne dipolaire

L'antenne dipolaire est constituée de deux fils alignés, très courts et reliés chacun à deux fils parallèles et très proches constituant une ligne bifilaire Figure I. 7. En émission, cette ligne est reliée à un générateur alternatif, caractérisé par sa fréquence et son impédance interne. À la réception, la ligne bifilaire est branchée sur un récepteur.

Dans la ligne bifilaire, les courants sont de sens contraire, alors que dans le dipôle, les courants sont dans le même sens. L'influence de ces deux courants s'annule dans la ligne bifilaire. Ce sont les courants variables, de même sens, qui rayonnent et créent l'onde électromagnétique dans l'espace. Étant donnée la symétrie du dipôle, le rayonnement s'effectue autour de l'axe, matérialisé par le fil. Il est isotrope dans un plan perpendiculaire à cet axe. Le rayonnement est nul dans la direction du fil. On ne peut donc pas parler d'un rayonnement isotrope [40].

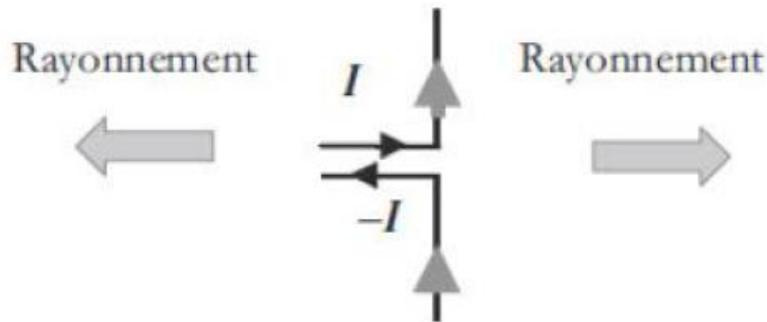


Figure I.7: Antenne dipolaire.

I.7.1.2. Antenne Yagi

L'antenne yagi est une antenne directive dont le gain est supérieur à celui du dipôle dans la direction avant et inférieur dans la direction arrière.

L'antenne Yagi peut ressembler à un « arbre de Noël » si on regarde son profil. Elle se compose d'un élément rayonnant ainsi que de segments servant à diriger l'onde électromagnétique. Plus précisément, elle se compose de :

- Un dipôle demi-onde, alimenté comme il se doit en son milieu, c'est l'élément **radiateur**
- Un ou plusieurs éléments **réflecteurs**, non alimenté Un ou plusieurs éléments **directeurs**, non alimenté

Les éléments non alimentés sont qualifiés de « parasites » la configuration minimum pour une antenne yagi correspond à un dipôle accompagné d'un seul élément parasite, un réflecteur ou un directeur [41].

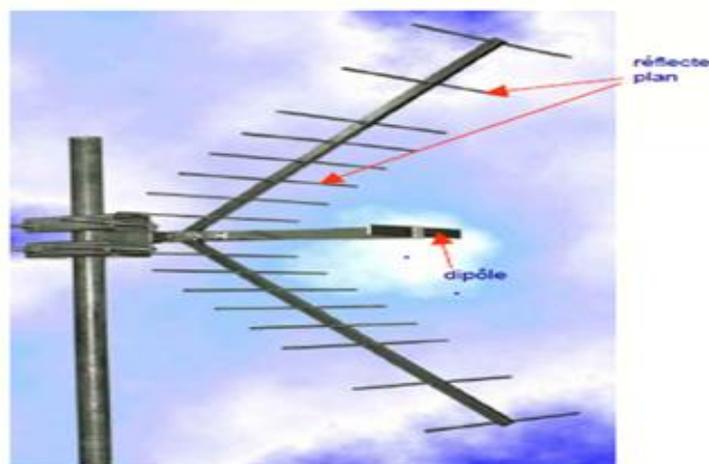


Figure I.8 : antenne yagi.

I.7.2. Antenne imprimé

L'antenne imprimée, appelée aussi antenne patch est un type récent d'antenne dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquents. Elle est constituée d'un diélectrique, possédant un plan de masse métallique sur une face. Sur l'autre face, une gravure métallique permet de supporter des courants de surface qui créent le rayonnement électromagnétique figure I. 9. Les courants sont amenés du générateur à l'antenne par une ligne micro ruban [42].

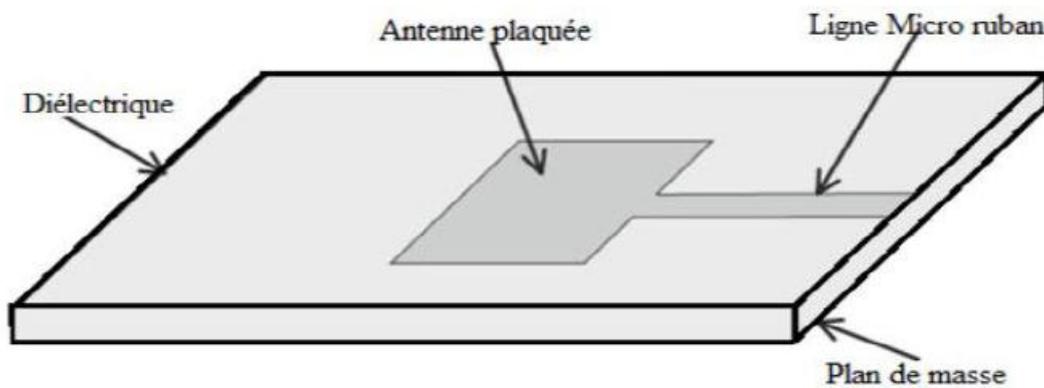


Figure I.9: Antenne imprimée.

Les dimensions de l'élément métallique sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde utilisée. Le rayonnement est directionnel dans un demi-espace si le plan de masse ou plan réflecteur est supposé infini. L'antenne imprimée se caractérise par les grandeurs suivantes :

- ❑ L'impédance d'entrée.
- ❑ La fréquence de résonance.
- ❑ La bande passante.
- ❑ Diagramme de rayonnement.
- ❑ La directivité.
- ❑ La polarisation (linéaire, circulaire ou elliptique).
- ❑ Le gain et le rendement.

La métallisation est alimentée par des générations de courants reliés à l'antenne par l'intermédiaire d'une liaison (ligne micro ruban, guide d'ondes coplanaire, ...) en un ou plusieurs points déterminés selon la polarisation désirée.

Pour une utilisation adéquate, il est indispensable de connaître les valeurs de toutes ces grandeurs. Le principal intérêt des antennes imprimées réside dans la possibilité d'en constituer des réseaux de plusieurs dizaines d'éléments, voire plusieurs centaines. Ces réseaux ont des performances largement supérieures à celles d'un élément isolé. De plus le balayage du faisceau principal peut se faire électroniquement.

I.7.2.1. Technologie des antennes imprimées

Actuellement, les antennes imprimées deviennent de plus en plus importantes en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration [43].

Parmi les avantages de cette technologie d'antennes, on peut citer entre autres:

- ❑ Faible poids, encombrement réduit, faible profile et structure plane.
- ❑ S'adapte facilement aux surfaces planes et non planes.
- ❑ Polarisation linéaire et circulaire possibles.
- ❑ Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.
- ❑ Antennes multi bandes multi polarisations possibles.

Toutefois, elle présente certains inconvénients limitant son efficacité à savoir:

- ❑ Bande passante étroite.
- ❑ Faible gain.
- ❑ Supporte uniquement des faibles puissances.
- ❑ Faible efficacité de rayonnement.
- ❑ Faible pureté de polarisation.

Pour y remédier à ces inconvénients plusieurs travaux de recherches ont été menés et ont abouti à des progrès considérables améliorant les performances de ces antennes.

I.7.2.2. Différentes formes d'antennes imprimées

L'élément rayonnant conducteur est en général cuivré. Il existe une grande variété de formes que peut prendre une antenne imprimée figure I. 10. Il y a tout d'abord le dipôle micro ruban, qui attire par sa petitesse quelques applications. Cependant son exploitation reste limitée à cause de sa bande passante étroite. Le plus souvent rencontrées, sont les antennes rectangulaires, circulaire et annulaire.

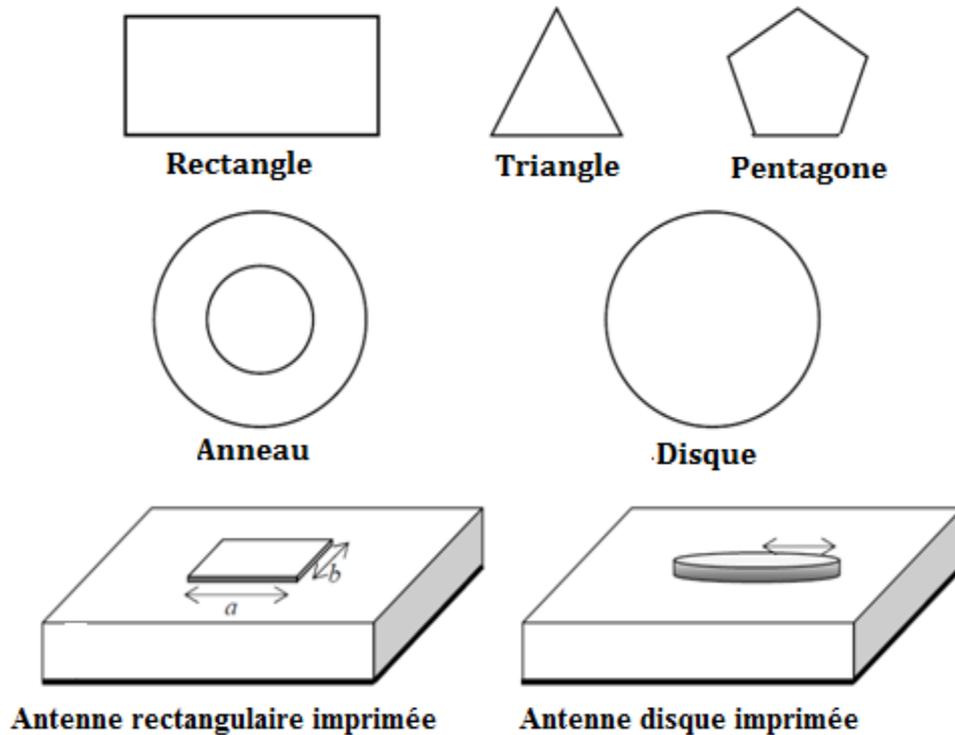


Figure I.10: Différentes formes d'antennes imprimées.

I.7.2.3. Technique d'alimentation

L'alimentation est l'étape la plus importante et la plus délicate dans la fabrication d'une antenne imprimée. L'alimentation peut modifier les caractéristiques de rayonnement. elle pourra être soit centrée, soit arbitraire par rapport à la forme de l'élément [44].

Il existe une large variété de mécanismes d'alimentation permettant ainsi de fournir à l'antenne, l'énergie qui lui est nécessaire pour rayonner.

Les plus couramment utilisées sont :

- ❑ Alimentation par ligne micro ruban.
- ❑ Alimentation par câble coaxial.
- ❑ Alimentation par fente.
- ❑ Alimentation par couplage. Alimentation par ligne coplanaire.

I.7.3. Les antennes à réseau de fentes

Toujours en utilisant le guide d'onde comme dispositif de transmission, il est possible d'envisager un rayonnement dans une direction différente de l'axe du guide, en utilisant des fentes dans le corps du guide Figure I.11. Le rayonnement s'effectue alors perpendiculairement au plan troué du guide.

Ce type de dispositif est utilisé lorsque le rayonnement doit être localisé. Par exemple, dans des tunnels, où la transmission des ondes s'effectue mal, on peut placer un réseau de fentes rayonnantes. En général la ligne est en haut du tunnel avec émission vers le bas [45].

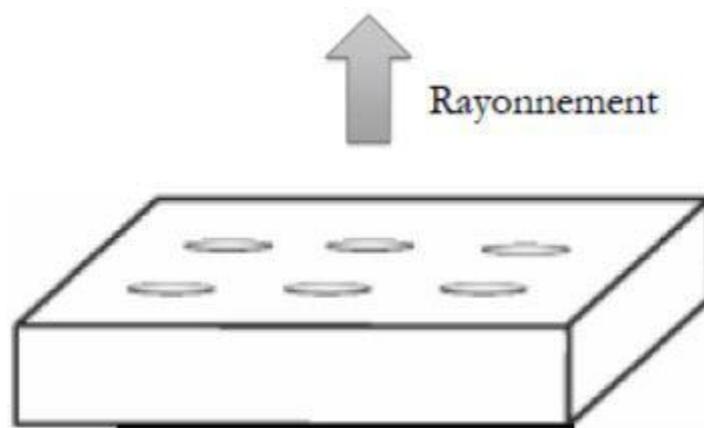


Figure I.11 : Réseau de fentes.

I.7.4. Les antennes à ouverture (cornet)

Un dispositif très utilisé pour la propagation d'ondes guidées est le guide d'onde rectangulaire. Sa qualité de transmission est excellente, pour cette raison son utilisation est très répandue en hyperfréquences. Le transformateur de puissance électromagnétique guidée en puissance rayonnée est l'antenne cornet figure I.12. Sa forme permet dépasser graduellement des dimensions du guide d'onde à l'espace libre. L'onde est ainsi naturellement projetée dans l'espace libre. C'est le même principe que le cornet acoustique. Les transitions présente des formes variées : linéaires, exponentielles.... etc [46].

Le cornet sert de dispositif d'adaptation entre l'impédance du cornet et celle du vide. De façon très naturelle, le rayonnement a lieu dans l'axe du guide d'onde. Cette antenne est plus directive que les précédentes, dans la mesure où la puissance n'est émise que dans une région de l'espace limitée.

Le guide d'onde est un dispositif hyperfréquence très utilisé du fait des pertes très faibles engendrées par la propagation dans celui-ci, même à hautes fréquences et de sa capacité à supporter de la puissance [47].

Les antennes cornets qui lui sont associées sont donc aussi très utilisées comme moyen de transformation de l'onde guidée en onde rayonnée. On les retrouve, dans toutes les bandes de fréquences, dans de nombreux systèmes tels que les radars, les antennes satellites... etc.



Figure I.12: Antenne cornet. (a) Antennes cornets cylindriques (b) Antenne cornet rectangulaire.

I.7.5. Les antennes à réflecteurs parabolique

L'antenne à réflecteur est constituée de la source d'émission associée à une partie métallique réfléchissante, souvent de forme parabolique Figure I. 13.

La source placée au foyer de la parabole envoie l'onde vers le réflecteur parabolique. Selon la propriété bien connue de la parabole, tous les rayons sont réfléchis parallèlement. Ce type d'antenne est utilisé pour viser dans une direction très précise, puisque tous les rayons passant par le foyer sortent parallèles. Par décalage de la source dans le plan focal, les rayons parallèles à la sortie du réflecteur, peuvent présenter une inclinaison par rapport à l'axe de la parabole [48].

Ces antennes permettent de recevoir un signal d'un satellite, placé à très grande distance. Les antennes de ce type sont très répandues pour la réception de la télévision. Afin d'éviter les perturbations par la pluie ou la neige, ces antennes sont souvent recouvertes d'un radôme. C'est le cas des antennes très exposées aux conditions climatiques, utilisées

pour les transmissions hertziennes. Elles sont reconnaissables par leur forme, parabolique à l'arrière et conique à l'avant du fait de la forme du radôme qui protège la source, placée au foyer.

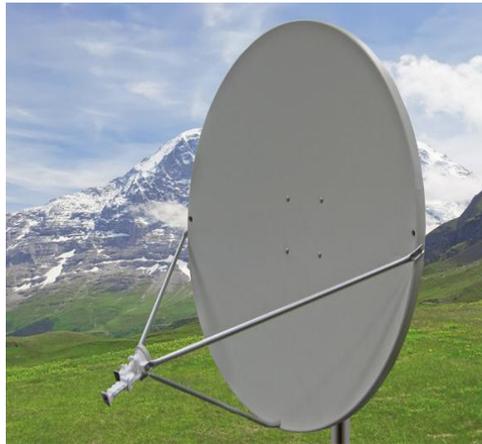


Figure I.13 : Antenne à réflecteur parabolique.

I.8. Antennes multi-bandes

I.8.1.Introduction

L'orientation moderne de l'industrie spatiale est vers la production des petits satellites afin de réduire le coût de la mission.

Cette orientation exige aux ingénieurs de recherche spatiale de minimiser le plus possible la masse et le nombre des sous-systèmes embarquer à bord du satellite, d'où le sous-système radio fréquence dans les petits satellites moderne requière le développement des antennes qui doivent être répondre à ces exigences imposées.

D'autre part, les applications fournées par les petits satellites de télécommunication (la téléphonie portable, l'internet,...etc.) Demandent l'emploi de plusieurs antennes à bord du satellite et aussi l'utilisation de plusieurs bandes de fréquence, ces obligations donnent un grand intérêt pour des dispositifs permettant de couvrir plusieurs bandes simultanément et donc réduire le nombre totales des antennes embarquées. Pour les antennes, ces dispositifs sont les antennes multi-bandes.

I.8.2.Définition

Une antenne multi-bande est une antenne qui résonne sur au moins deux fréquences avec les mêmes exigences (adaptation, valeur du coefficient de réflexion, gain ...).

La fréquence de résonance d'une antenne définit sa fréquence de fonctionnement, i.e. la fréquence pour laquelle la partie imaginaire de son impédance d'entrée est nulle. Cela autorise, dans la majorité des cas, un coefficient de réflexion minimum. Le fonctionnement d'une antenne sur une bande de fréquence se traduit généralement par une adaptation «raisonnable » de l'antenne pour toutes les fréquences de la bande. Cette adaptation « Raisonnable » est définie par un coefficient de réflexion ou un TOS à l'entrée de l'antenne inférieur à une valeur fixée [49].

I.8.3.Techniques utilisées pour obtenir des antennes multi-bandes

Les techniques utilisées pour faire résonner une antenne à plusieurs fréquences sont très variées et basées sur plusieurs concepts. Dans la suite, nous allons décrire les techniques les plus employées pour l'obtention d'antennes multi-bandes ainsi que les avantages et inconvénients sur les performances radioélectriques qu'elles peuvent apporter.

I.8.3.1.Combinaison de plusieurs éléments rayonnants

La technique la plus classique pour obtenir des antennes multi-bandes est la combinaison de deux ou plusieurs éléments rayonnants (résonateurs) mono-bande. Ces éléments mono-bandes peuvent être de même type ou différents les uns des autres. Côté excitation, les éléments constituant ces antennes multi-bandes peuvent être alimentés de deux manières différentes [50] :

- ❑ Alimentation directe par port d'excitation : dans ce cas ces éléments sont appelés éléments actifs ou directeurs

- ❑ Alimentation par couplage électromagnétique avec élément rayonnant voisin alimenté directement, dans ce cas ces éléments sont appelées éléments parasites ou passifs.

Les différents éléments rayonnants de ces antennes créent leurs propres fréquences de résonance fondamentale et supérieures. Si l'on désire obtenir une large bande passante, il faut choisir les longueurs résonnantes de ces éléments du même ordre de grandeur. Si l'on souhaite plutôt travailler sur plusieurs bandes de fréquences distinctes, il faut alors dimensionner différemment chaque résonateur. En cumulant les deux principes précédents, il est ainsi possible de réaliser des antennes à la fois large-bandes et multi-bandes.

I.8.3.2. Antennes de type PIFA

Etant compactes et à profils simples, les antennes PIFA (planar inverted-F antenna) sont des structures potentielles pour la réalisation d'antennes multi-bandes. Elles trouvent principalement leurs applications dans les dispositifs de communication sans-fil comme les téléphones portables.

Par rapport à une antenne demi-onde, une antenne PIFA ou antenne quart d'onde présente des dimensions réduites. L'antenne PIFA est obtenue en plaçant le court-circuit (plan, filaire ou de type languette) entre le résonateur demi-onde et le plan de masse, à l'endroit précis où le champ électrique s'annule pour le mode fondamental. Ceci permet donc de s'affranchir d'une moitié du résonateur et d'avoir ainsi une résonance en $\lambda/4$.

L'ajout du court-circuit entraîne l'addition d'une inductance, dont la valeur est directement liée aux dimensions de celui-ci. Ainsi, l'impédance d'entrée d'une antenne PIFA sera self que. Un inconvénient majeur de ces antennes est leurs bandes passantes étroites. De plus, les antennes PIFA sont complexes et leur configuration volumique (3 Dimensions) rend leur fabrication difficile et coûteuse [51], [52-54].

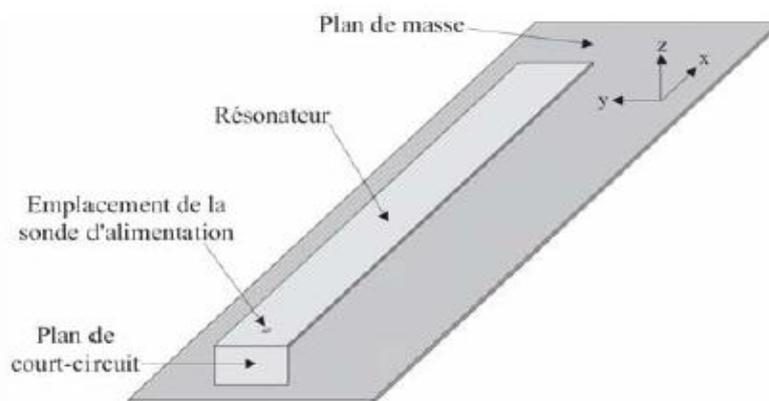


Figure I.14 : Antenne PIFA élémentaire.

Une antenne PIFA élémentaire comme celle de la figure I.13 est mono-bande. Afin de rendre ces antennes multi-bandes, plusieurs techniques peuvent être utilisées à savoir :

- ❑ Modification de l'élément rayonnant (en forme de triangles, méandres,...).
- ❑ Ajout de courts-circuits
- ❑ Ajout de résonateurs parasites
- ❑ Insertion de fentes dans l'élément rayonnant
- ❑ Utilisation de chargements capacitifs/ ou inductifs soit localisés ou répartis.

I.8.3.3. Géométries fractales

La géométrie fractale est une extension de la géométrie euclidienne. Son introduction a constitué une opportunité pour les antennistes pour découvrir de nouvelles configurations d'antennes. Le terme antenne « fractale » est un abus de langage. Les antennes étudiées ont juste des formes pré-fractales : ce sont des itérations plus ou moins élevées alors que la forme fractale est le résultat d'une itération à l'infini.

En dehors de leur utilisation pour obtenir des antennes multi-bandes, les fractals peuvent également être utilisés pour la miniaturisation des antennes. Ils trouvent également quelques applications dans la conception des antennes large-bandes ou dans la conception des antennes directives.

Toutefois, les antennes fractales restent un sujet polémique : quelques auteurs considèrent l'aspect fractal dans la structure d'une antenne comme un élément déterminant dans les performances de l'antenne en question. D'autres réfutent totalement cette idée et considèrent que les fractals n'apportent rien de réellement nouveau.

Dans la littérature, plusieurs géométries fractales ont été exploitées pour la conception d'antennes multi-bandes. Les géométries les plus pertinentes sont décrites brièvement dans la suite.

Les auteurs de ces géométries attribuent la propriété de résonner sur plusieurs fréquences de ces structures à leur autosimilarité ou self-affinité [55].

I.8.3.4. Utilisation des trappes

La figure I.15 présente une antenne monopole avec un circuit à résonance parallèle au bien –trappes- localisée approximativement au milieu de l'antenne. Les trappes permettent l'antenne de fonctionner dans deux fréquences : basse fréquence f_1 et haute fréquence f_2 . Si la valeur de fréquence $f = f_2$ les trappes coupent le courant qui ne circule plus sur la partie supérieure, l'inductance est considérée comme étant une impédance infinie. La résonance est obtenue lorsque la partie inférieure de l'antenne égale à $\lambda/4$ de longueur.

Pour la basse fréquence f_1 , les trappes sont résonnées (l'impédance égale à zéro) et le courant est passé dans toute la longueur de l'antenne correspond à $\lambda/4$.

Les performances de ces antennes dépendent fortement de celles des trappes utilisées ainsi que les erreurs possibles dans la fabrication de ces charges. De plus l'utilisation de trappes à fort facteur de qualité réduit systématiquement les bandes passantes de l'antenne. C'est pourquoi ces architectures d'antennes multi-bandes ont été souvent réservées pour les systèmes à basse fréquence (systèmes de radioamateurs) [56].

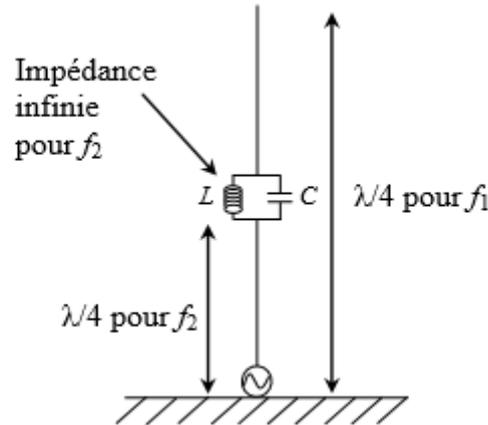


Figure I.15 : Antenne monopole à trappes de résonance.

Nous avons citons quelque avantages et inconvénients d' utilisation des trappes :

➤ **Avantages**

- ❑ Antennes facilement adaptable à d'autres fréquences de fonctionnement.
- ❑ Dimensionnement facile et rapport entre fréquences de fonctionnement maîtrisé.
- ❑ Performances radioélectriques similaires aux différentes fréquences.

➤ **Inconvénients**

- ❑ Bandes passantes dépendantes des facteurs de qualité des trappes.
- ❑ Dépendance des trappes.

I.9. La technologie Ultra Large Bande (ULB)

I.9.1. Définition

La définition de l'Ultra large bande donnée par la FCC en février 2002 est la suivante.

Un signal est dit ultra large bande si :

- ❑ sa bande passante est au minimum de 500 MHz (à -10 dB)
- ❑ Sa bande passante relative est supérieure à 0.2:

$$BP_{\text{relative}} = 2 \cdot \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} > 0.2 \quad (\text{I.5})$$

Où : f_h et f_l désignent respectivement les fréquences limites basses et hautes du spectre de signal, fréquences prises -10dB. Les deux conditions ne sont pas forcément remplies en même temps [57].

La plupart des concepteurs de systèmes ULB adoptent une autre définition, à savoir une bande passante – 10 dB supérieure à 1.5 GHz (ou une bande passante fractionnelle supérieure

à 0.25 par rapport à la fréquence centrale du système). Un exemple pratique est un système radio centré à 2 GHz, de bande passante à -10 dB de 1.6 GHz.

1.9.2. Caractéristiques principales de l'Ultra Large Bande

Par rapport aux autres systèmes de transmission classique, l'ultra large bande dispose d'un certain nombre d'avantages remarquables:

1.9.2.1. Problème dû à la propagation par trajets multiples

L'évanouissement du signal dû à la propagation par trajets multiples peut sensiblement réduire l'efficacité des systèmes de communications classiques. Dans le cas des communications ultra large bande, le signal transmis possède une largeur de bande très importante, quelques GHz en pratique (dit de façon équivalente une résolution temporelle très fine) comme la fenêtre d'observation du récepteur est très étroite, les réflexions multiples arrivées avec un retard de l'ordre de la nanoseconde peuvent être additionnées pour donner un gain comparable à celui obtenu dans le cas d'une propagation par trajet unique et direct. Cette caractéristique permet à la technologie ULB d'être performante dans des environnements encombrés (en pleine rue par exemple) [58].

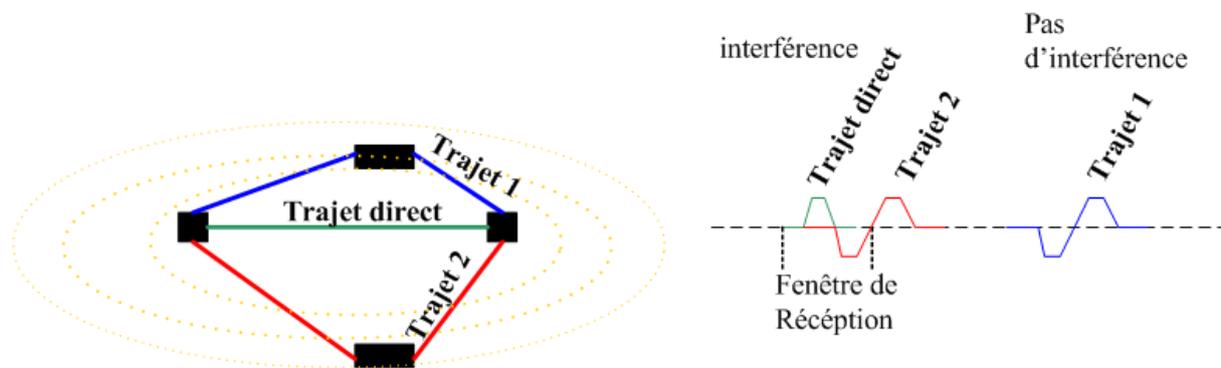


Figure I. 16: Propagation par trajets multiples.

1.9.2.2 . Communications protégées

Les signaux ULB sont plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunications classiques car ils utilisent une grande largeur de bande et peuvent être produits sous forme de bruit. (DSP très faible). Les signaux ULB sont quasiment indétectables parce qu'ils peuvent être transmis avec un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieure au bruit de fond des récepteurs classiques. Cette caractéristique, particulière à l'ultra large bande, permet à cette dernière de coexister avec les systèmes de communications classiques.

1.9.2.3. Capacité de la technologie ULB

Le théorème de Shannon nous enseigne que la capacité d'un système est donnée par la formule suivante:

$$C = B \cdot \log_2 (1 + SNR) \quad (\text{I.6})$$

Où B désigne la bande passante du système et SNR le rapport signal à bruit.

De cette formule, on déduit que la capacité d'un système croît linéairement avec la bande passante mais croît seulement logarithmiquement avec le rapport signal à bruit. Par conséquent, pour augmenter la capacité d'un système, la meilleure méthode consiste à augmenter sa bande passante; c'est ce qui est réalisé par la technique ULB [59].

1.9.2.4. Simplicité relative des systèmes ULB

Dans les systèmes de communications sans fils utilisant la technologie ULB, l'information en bande de base peut moduler directement les impulsions de courtes durées au lieu de moduler une onde sinusoïdale. L'architecture de l'émetteur et du récepteur ULB devient alors très simplifiée: les systèmes ne comportent ni synthétiseur à boucle à verrouillage de phase (PLL), ni mélangeur, ni oscillateur contrôlé par une tension (VCO) et encore moins un amplificateur de puissance. Toutes ces simplifications se traduisent par une réduction du coût des systèmes RF [60].

1.9.2.5. Inconvénients de l'Ultra Large Bande

Un des inconvénients lié à l'utilisation de cette nouvelle technique de communication tient au fait que les fréquences utilisées sont déjà employées par d'autres systèmes, ce qui rend possible l'existence d'interférences.

❖ Comparaison entre antenne multi bande et large bande

Une antenne multi-bande est une antenne beaucoup plus sélective qu'une antenne large bande. Autrement dit, elle ne permet de faire passer que les bandes d'intérêt en jouant le rôle d'un filtre. Pour une antenne large-bande un circuit éjecteur peut s'avérer nécessaire pour quelques applications. Un autre avantage des antennes multi-bandes par rapport aux larges bandes est la possibilité d'utiliser des éléments rayonnants indépendants pour chaque bande [61].

Ainsi, il est aisé de faire varier la zone de couverture d'une des bandes sans modifier les couvertures des autres bandes de l'antenne. La variation de la couverture d'une bande est obtenue par une variation de l'élément rayonnant responsable de cette bande. Il convient de

signaler qu'une antenne large-bande ne peut effectuer une telle modification. Le tableau I.2 résume les différents points forts et faibles des antennes multi-bandes et large bandes [47].

	Antennes multi-bandes	Antennes large-bandes
Points forts	<ul style="list-style-type: none"> - Forte sélectivité - Post traitement simplifié 	<ul style="list-style-type: none"> - Conception relativement facile - Moins sensible aux erreurs de fabrication - L'antenne peut être également utilisée pour d'autres applications contenues dans la large bande couverte
Points faibles	<ul style="list-style-type: none"> - Faible maîtrise des rapports de fréquences de fonctionnement - Nombre de bandes à couvrir limité - Plus sensible aux erreurs de Fabrication 	<ul style="list-style-type: none"> - Adaptation d'impédance souvent délicate dans toute la largeur de la bande - Post traitement nécessaire pour séparer les bandes - Largeur de bande limitée - Faible directivité

Tableau I.2 : Points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bandes.

I.10. Description du logiciel de simulation

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

CST Microwave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passives en 3 Dimensions basée sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (Finité Intégration Technique) .

CST Microwave Studio est vu par un nombre croissant d'ingénieurs comme un outil de développement standard de l'industrie qui offre à ses clients le choix de six modules solveur

puissants. En plus de son marché et dans le domaine temporel des technologies de pointe mettant en vedette le solveur approximation frontière.

CST Microwave Studio fait partie de la CST DESIGN STUDIO suite, et offre un certain nombre de solveurs différents pour différents types d'application. Étant donné aucune méthode ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'application [62].

I.10.1.Principales caractéristiques de logiciel CST

Les principales caractéristiques de logiciel CST Microwave Studio sont :

- ❑ Simulation rapide.
- ❑ Très bonne performance en raison de rapprochement frontière Perfect (PBA). fonctionnalité pour les unités à l'aide d'une grille hexaédrique. Les solveurs transitoires et mode propre également en charge la technique Tôle mince (TST) [63].
- ❑ La structure peut être vue soit comme un modèle 3D ou un schéma. Ce dernier permet un raccordement facile de l'EM de simulation avec la simulation de circuit modélisation de la structure.
- ❑ Avancée basée sur ACIS1, paramétrique fin solide devant la modélisation avec une excellente la visualisation de structures.
- ❑ L'importation de modèles 2D et 3D.
- ❑ Importer de l'ADS d'agilent.

I.11. Conclusion

Au cours de ce premier chapitre nous avons présenté de façon générale, l'essentiel de la théorie des antennes.

Au début nous avons mentionné la définition d'antenne et sa caractéristique (gain, polarisation, directivité.....etc), puis les différents types d'antenne, ensuite nous avons étudié l'état de l'art de la technologie des antennes multi-bandes et les techniques principales pour l'obtention de ce type d'antenne sont présentées.

Dans le chapitre suivant, on va étudier les structures d'antenne Hilbert et ses applications.

Chapitre II

Concept des structures Hilbert

II.1. Introduction

Les systèmes de télécommunications utilisés, permettant généralement l'échange d'informations dans différents milieux naturels, peuvent être décomposés en deux parties : Une partie servant au traitement des signaux électriques contenant les informations à transmettre et une seconde partie permet la transformation de ces signaux électriques en ondes électromagnétique rayonnées dans l'espace. Cette dernière fonction est réalisée par des dispositifs appelés « antennes ».

Nous avons donné un bref aperçu sur le développement théorique des fractales, en mettant en évidence leurs propriétés fondamentales, les différentes structures géométriques et en exposant leurs différents types.

Dans ce chapitre, nous avons discuté de l'un des types de fractales appelé Hilbert, la courbe de Hilbert est une courbe de remplissage de l'espace, qui a été présentée la première fois par le mathématicien allemand David Hilbert en 1891 comme une variation de la courbe de Peano Giuseppe Peano découverte par en 1890.

II.2. Antennes fractales

L'antenne fractale est une combinaison d'antennes qui fonctionnent à fréquence différente avec de petites tailles. C'est une forme géométrique, cela signifie que chaque partie de la forme est une version semblable de la forme originale. Dans les communications sans fil, la navigation, les communications militaires, nous avons besoin de l'antenne à gain plus élevé, taille compacte et une performance optimale. Pour satisfaire ces exigences, nous avons besoin d'antennes fractales qui n'est pas déterministe et une plus petite taille. Les propriétés auto-similaires dans d'antennes fractales montrent le comportement à large bande [64].

Un objet fractale doit combiner les caractéristiques suivantes :

- ❑ Ses parties ont la même forme ou structure que le tout, que ce soit à une échelle différente ou légèrement déformées.
- ❑ Sa forme est, soit extrêmement irrégulière, soit extrêmement interrompue ou fragmentée, quelle que soit l'échelle d'examen.
- ❑ il a des détails similaires à des échelles arbitrairement petites ou grandes
- ❑ il est trop irrégulier pour être décrit efficacement en termes géométriques traditionnels

- ❑ il est exactement ou statistiquement auto similaire, c'est-à-dire que le tout est semblable à une de ses parties [65].

II.3. Types de géométrie fractale

Dans la littérature, plusieurs géométries fractales ont été exploitées pour la conception d'antennes multi-bandes. Les géométries les plus pertinentes sont décrites brièvement par la suite. Les auteurs de ces géométries attribuent la propriété de résonner sur plusieurs fréquences de ces structures à leur auto-similarité ou self-affinité.

II.3.1. L'antenne de Sierpinski

Cette structure a été inventée par le mathématicien polonais SIERPINSKI. Il y a plusieurs variantes de cette structure :

II.3.1.1. Le triangle de Sierpinski

La figure II.1 montre les quatre premières itérations du triangle de Sierpinski :

- ❑ Le subdiviser en quatre petits triangles équilatéraux.
- ❑ un triangle équilatéral est construit et sera pris comme base.
- ❑ La construction de ce triangle est faite à partir d'une base solide d'un triangle équilatéral et d'appliquer les étapes suivantes [66].

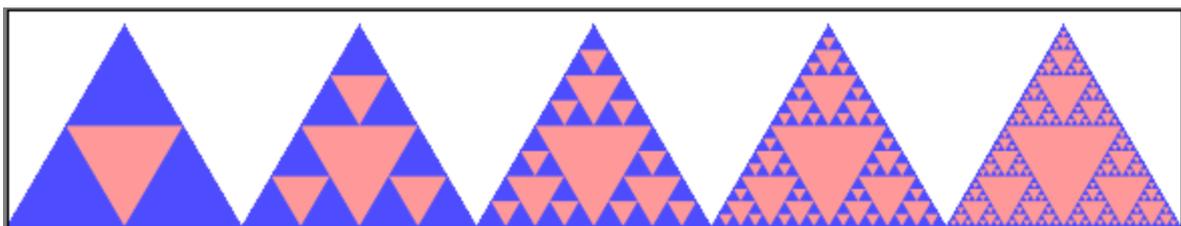


Figure II.1 : Le triangle de Sierpinski.

II.3.1.2. Tapis de Sierpinski

Un autre type d'antenne fractale est le tapis de Sierpinski figure II.2. Il peut être de type dipôle, monopole ou encore plaquée. Cette antenne fractale présente l'avantage d'être très compacte. Toutefois, elle présente des bandes passantes relativement étroites (moins de 2 %) et nécessite de soigner la position du point d'excitation [67].

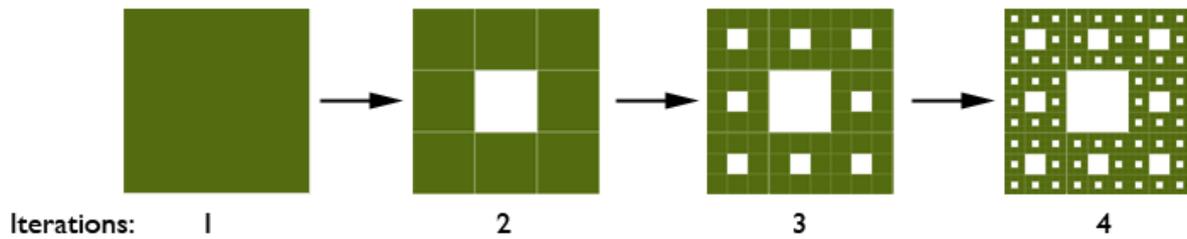


Figure II.2 : Les quatre premières itérations du tapis de Sierpinski.

II.3.2. L'antenne de Koch

Cette antenne a fait l'objet de plusieurs recherches dans les articles, les auteurs ont étudié les propriétés et les performances de ce monopôle par rapport au monopôle classique [68].

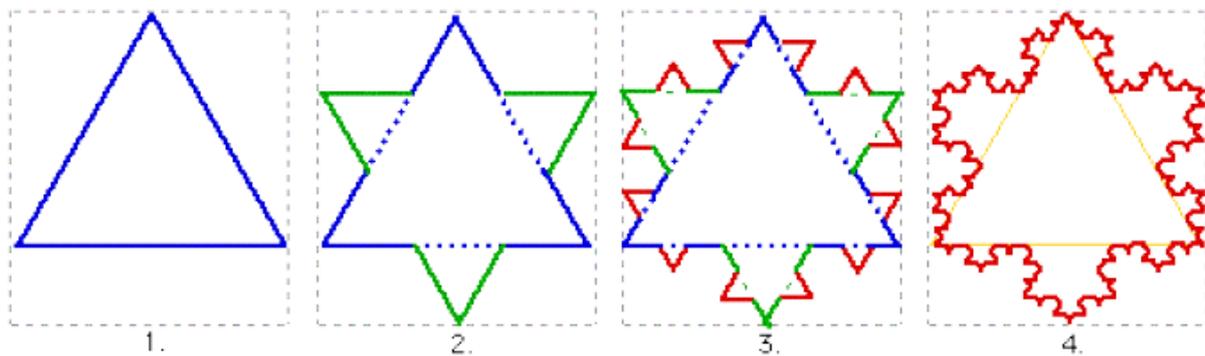


Figure II.3 : Étapes de construction de la géométrie de la courbe de Koch.

II.3.3. L'antenne de Minkowski

L'antenne de Minkowski est l'une des antennes dont la géométrie fractale a la forme d'une boucle. Ces formes ont la particularité d'avoir un périmètre très important comparé à celui des antennes classiques, et qui tend vers l'infini.

Lorsqu'on augmente le nombre d'itération tout en restant confiné dans un espace réduit. D'où Leur intérêt pour la conception des antennes cadres résonnantes car le fait d'accroître le Périmètre avec les fractales permet d'élever l'impédance d'entrée de l'antenne, ce qui est très avantageux du point de vue de l'adaptation d'impédance entre les lignes de transmission et les antennes cadres réduites. Ce type d'antenne a été étudié par N. Cohen comme dipôle et Courbe, aussi il a été utilisé pour la conception des réseaux d'antennes par Gian Vittorio [69].

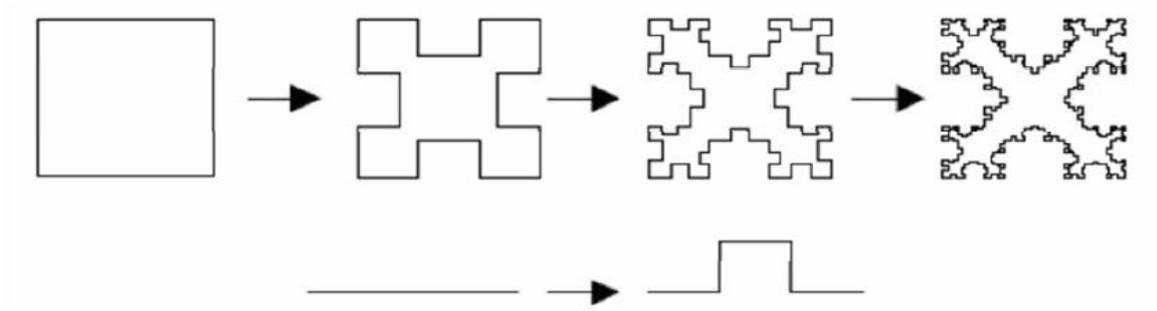


Figure II.4 : Génération de la fractale de Minkowski.

II.3.4. Antenne fractale circulaire

Cette antenne est conçue en utilisant le théorème des cercles de Descartes et un processus itératif auto-similaire. L'antenne résultante figure II.5 est multi-bande avec des fréquences de résonance distribuées log-périodiquement [70].

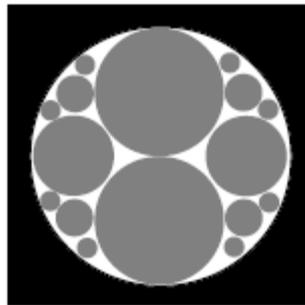


Figure II.5 : Exemple d'une antenne fractale circulaire à l'itération 4.

II.3.5. Arbre fractal de Pythagore

La construction d'un arbre de Pythagore commence par un carré. Deux autres carrés sont construits sur cette place, chaque réduit par un facteur linéaire, tels que les coins du carré paire coïncide sage. La même procédure est ensuite appliquée de manière récursive à la plus petite de deux cases. La figure II.6 montre l'itération du processus de construction [71].

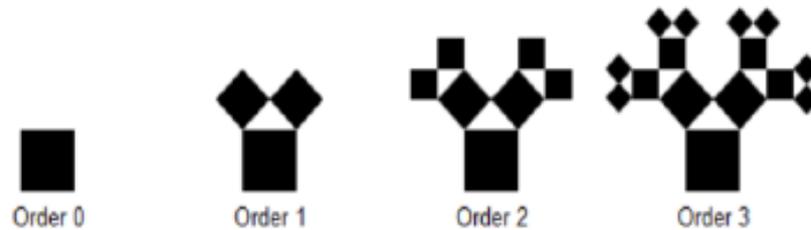


Figure II.6 : Itérations de l'arbre Pythagore (pythagoricien).

II.4. Avantages et inconvénients de l'antenne fractale

II.4.1. Les avantages

Une antenne fractale est une antenne avec des conceptions géométriques complexes qui utilise une conception auto-similaire pour augmenter la longueur, ou le périmètre du matériau qui peut recevoir ou transmettre un rayonnement électromagnétique dans une surface ou un volume total donné. Quelques avantages clés de la zone des antennes fractales :

- ❑ Les fractales, grâce à leurs propriétés auto-similaire, sont des systèmes naturels où cette complexité fournit les propriétés d'antenne recherchées. Les antennes fractales modifient radicalement les relations traditionnelles entre gain, bande passante et taille d'antenne, permettant des antennes plus polyvalentes, compactes et puissantes.
- ❑ Des versions fractales de tous les types d'antennes microruban existantes peuvent être obtenues.
- ❑ La technologie des antennes fractales conduit à des améliorations uniques dans les réseaux d'antennes, augmentant leur bande passante, permettant des capacités multi bandes, réduisant la charge de taille et permettant une technologie d'antenne intelligente optimale.
- ❑ Augmentation de la bande passante, du gain et du comportement multi bande en plus de la taille réduite
- ❑ Ces qualités de fractales permettent la production d'antennes hautes performances, généralement de 50 à 75% plus petites que les antennes traditionnelles.
- ❑ D'autres antennes fractales sont plus fiables et moins coûteuses que les antennes traditionnelles car la performance de l'antenne est obtenue par la géométrie du

conducteur, plutôt que par l'accumulation de composants séparés ou d'éléments séparés qui augmentent inévitablement la complexité et le coût [72].

II.4.2. Les inconvénients

- ❑ Perte de gain.
- ❑ Limitations numériques.
- ❑ Complexité.
- ❑ Les avantages commencent à diminuer avec l'augmentation des itérations [73].

II.5. Applications d'antennes fractales

En médecine, on réalise des simulations de réseaux sanguins et neuronaux. On utilise aussi l'approche fractale en géophysique, où un grand nombre de statistiques possède des propriétés d'autosimilarité : c'est le cas des inondations, des tremblements de terre, mais on peut aussi modéliser le relief terrestre et mesurer la longueur ou étudier la forme des côtes.

En biologie, le dépistage du cancer du sein se fait en observant le noyau des cellules. la grosseur, la forme, la régularité et la présence de vides dans la chromatine sont autant de critères permettant de juger de la malignité d'une cellule.

En géologie, les fractales sont utilisées pour la recherche de nappes de pétrole. A cet effet, les prospecteurs sondent les sols et reçoivent ainsi des signaux contenant énormément de données. Les méthodes fractales permettent de d'écrire l'irrégularité de ces signaux et ainsi, les caractériser et les synthétiser. Grâce à cette analyse de variabilité et de texture, ils ont un bon indice des endroits où se trouve le pétrole.

En finance, le graphe représentant le cours d'un actif en bourse est de nature fractale car la rentabilité périodique possède une invariance d'échelle. Ainsi, pour obtenir la volatilité d'un titre sur un an, les acteurs du marché multiplient sa volatilité sur un mois par un certain coefficient.

En communication télématique, Fournir des services de navigation par satellite est à faire en utilisant les antennes fractales. Plusieurs antennes TV antennes fractales aussi utilisé pour la communication

En Informatique, Les fractales sont très utiles en informatique pour la compression d'image fractale [74].

II.6. L'antenne de Hilbert

Construction géométrique de la courbe de Hilbert est définie par l'algorithme suivant: on partage le carré initial en 4 petits carrés égaux en premier lieu; chacun de ces carrés est numéroté de sorte que deux carrés successifs se touchent par un côté, en commençant par le carré en bas à gauche, et s'achevant par le carré en bas à droite. Puis, on partage chacun de ces nouveaux carrés en 4 micros carrés égaux jusqu'à l'infini (voir Figure II.7).

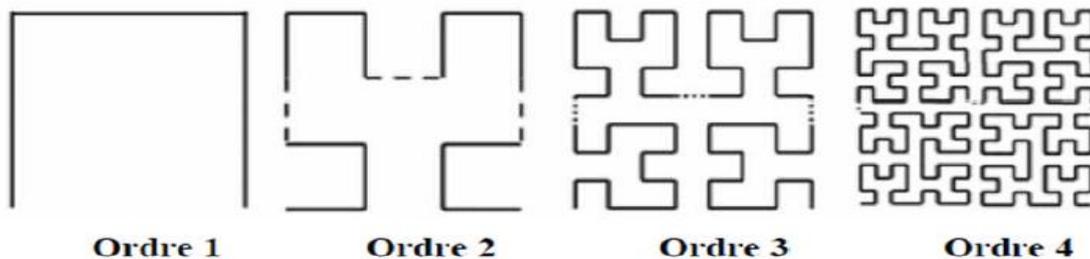


Figure II.7: Génération de la courbe de Hilbert.

II.7. Application de l'antenne Hilbert

II.7.1. Étude des antennes fractales compactes de courbe de Hilbert pour applications médicales implantables

Deux nouvelles fractales compactes miniaturisées des antennes microstrip implantables sont proposées dans ce travail.

L'objectif est de concevoir deux HCFA miniaturisés pour la communication avec des dispositifs médicaux implantables la bande ISM et tester sa performance en utilisant Ansoft HFSS 3D logiciel de simulation électromagnétique. La simulation a été réalisée dans l'air ainsi que les environnements de tissus musculaires humains afin d'analyser le comportement des antennes pour la communication air-air et lorsqu'elles sont intégrées à l'intérieur l'environnement du corps respectivement. Les antennes doivent être suffisamment petites pour qu'elles puissent reposer sur le plan métallique de la batterie fournissant de l'énergie, tandis

que l'intégration à l'intérieur du corps. Le cuivre est utilisé pour construire la première antenne appelé HCFA 1 qui occupe une petite zone sur une plaque diélectrique de 20mm x 20mm et la deuxième antenne appelée HCFA 2 qui mesure 18mm x 16.5mm taille. Deux couches de matériau diélectrique FR4 de 0.5 mm l'épaisseur sont utilisées comme substrat et superstrat.

Dans l'environnement aérien, le HCFA 1 résonne à 1.1 GHz, 2.11 GHz, 3.05 GHz et 5.396 GHz. dans l'environnement mimant les tissus humains, il fournit une double résonance à 4.83 GHz et 5.73 GHz avec des bandes passantes relativement plus larges. Enquête sur CPW nourri HCFA 2 a également été réalisée dans les deux environnements et trouvé résonnant à 10.18 GHz dans une large bande de 3.4 GHz dans un environnement Fréquences de 2.99 GHz, 5.5 GHz et 7.1 GHz dans une large bande de 3.04 GHz dans l'environnement de tissu musculaire humain.

Les deux performances sont appréciables avec une bonne bande passante, une faible perte de retour et valeurs VSWR indiquant une correspondance parfaite. Les rapports d'analyse recommandent que les antennes conviennent à sans fil ainsi que des applications IMD [75].

II.7.1.1. La géométrie et la conception de l'antenne

Les étapes nécessaires pour obtenir la troisième itération de la courbe d'Hilbert est représentée sur la Figure II.8. La vue tronquée de la quatrième structure itérative comme représentée sur la figure II.8 (d) est combinée avec la troisième unité d'itération comme représenté sur la figure II.8 (c) qui résulte en une nouvelle structure d'antenne telle que représentée Figure II.9 (a), et la structure du HCFA 2 est illustrée à la Figure II.9 (b).

Cette antenne proposée est placée sur le dessus du substrat. Cependant, comme indiqué dans un superstrat couche est également nécessaire pour protéger l'antenne d'être court-circuitée en le plaçant dans l'environnement des tissus musculaires. Car le tissu musculaire humain a ϵ_r de 42.807 et la conductivité de 0,6463 S/m. Par conséquent, deux FR4 20mmX20mm (Flame Retardant 4) conseil ($\epsilon_r = 3.2$ et épaisseur $h = 0.5\text{mm}$) sont utilisés comme matériaux de substrat et de superstrat. Avec ça l'arrangement de la taille et le poids de l'antenne deviennent très petit. Aussi un bloc de 40mmx40mmx15mm peut être considéré comme un tissu humain imitant l'environnement avec perte dans la simulation [76].

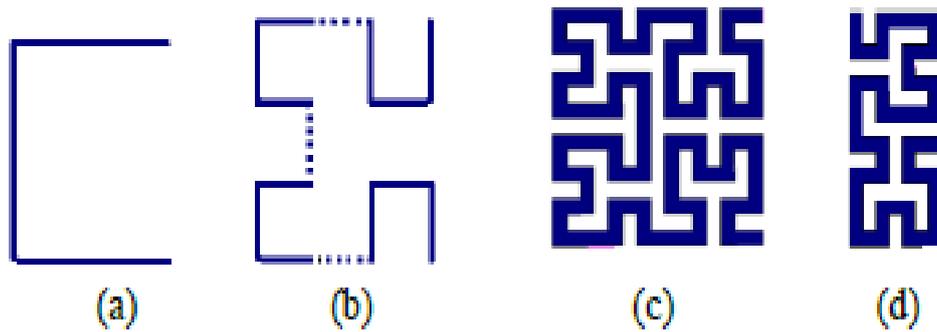
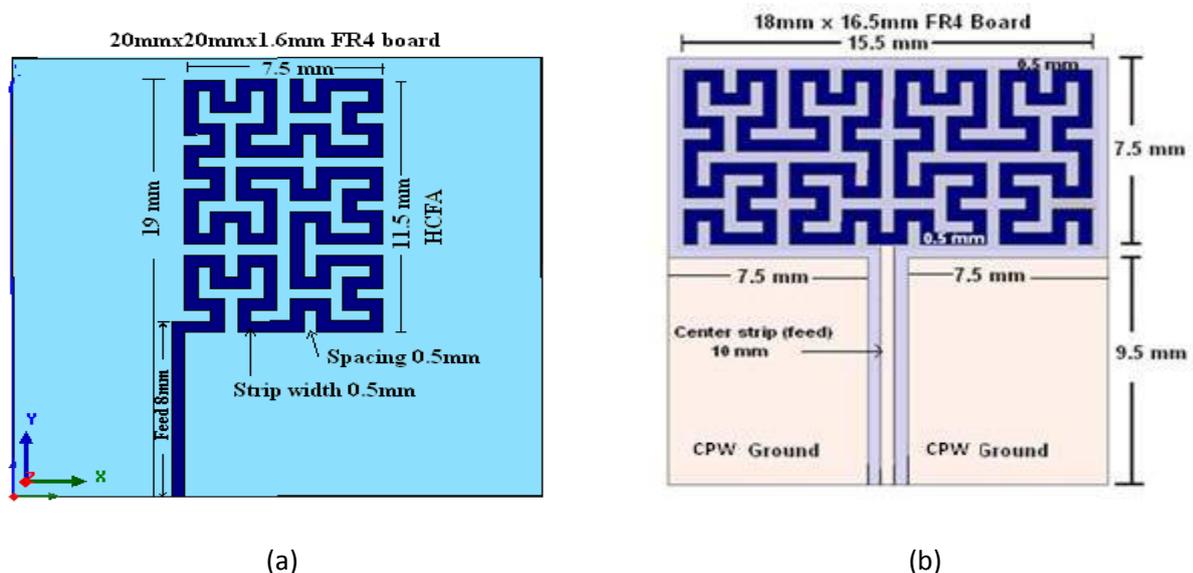


Figure II.8 : Structures d'antenne HCFA. (a) Structure basique (b) Deuxième itération (c) Troisième itération (d) Portion tronquée.

II.7.1.2. Simulation

Les deux HCFA 1 et HCFA 2 ont été conçus en utilisant HFSS logiciel de simulation électromagnétique 3D. Les gammes de fréquence de balayage de 1-6 GHz et 1-12 GHz ont été définis dans la simulation pour l'étude HCFA 1 et HCFA 2 respectivement. Les antennes ont été arrangées comme vu à la figure II.9 (c), (d) pour la simulation. Premièrement, toute la structure consistant en HCFA 1 et le substrat a été placé dans l'environnement de l'air et simulé. Plus tard, il a été placé entre les couches de substrat et de superstrat. Alors, l'air a été remplacé par la propriété de tissu musculaire humain. Un bloc de 40 mm x 40 mm x 15 mm est considéré comme un tissu humain mimant environnement avec perte dans cette simulation. Deuxièmement, la simulation pour le HCFA 2 a été effectuée en suivant la même procédure.



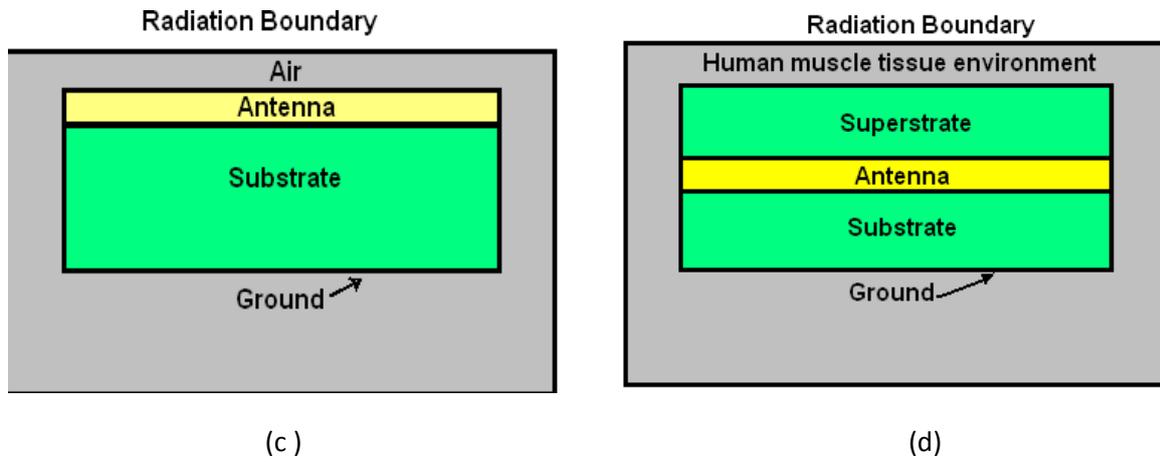
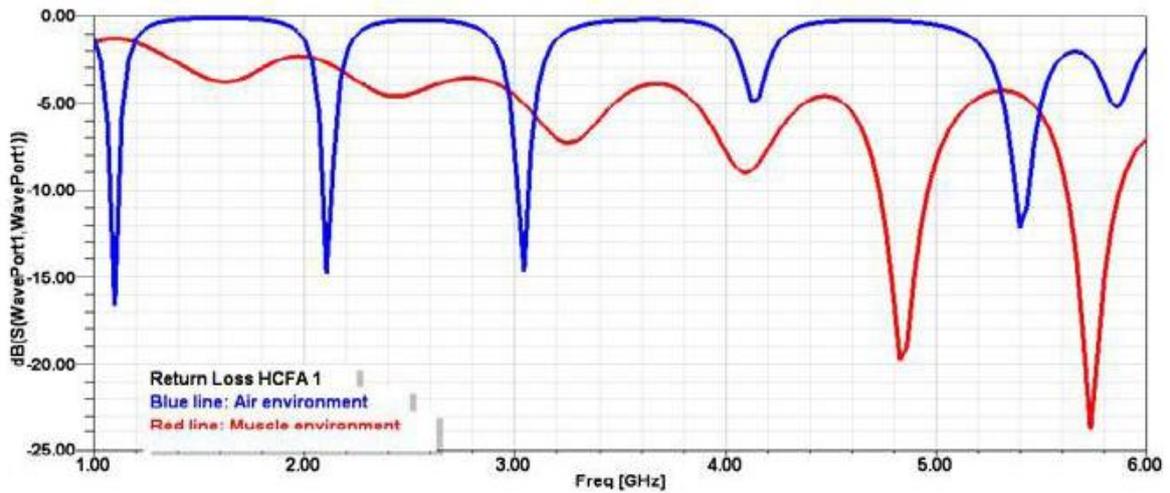


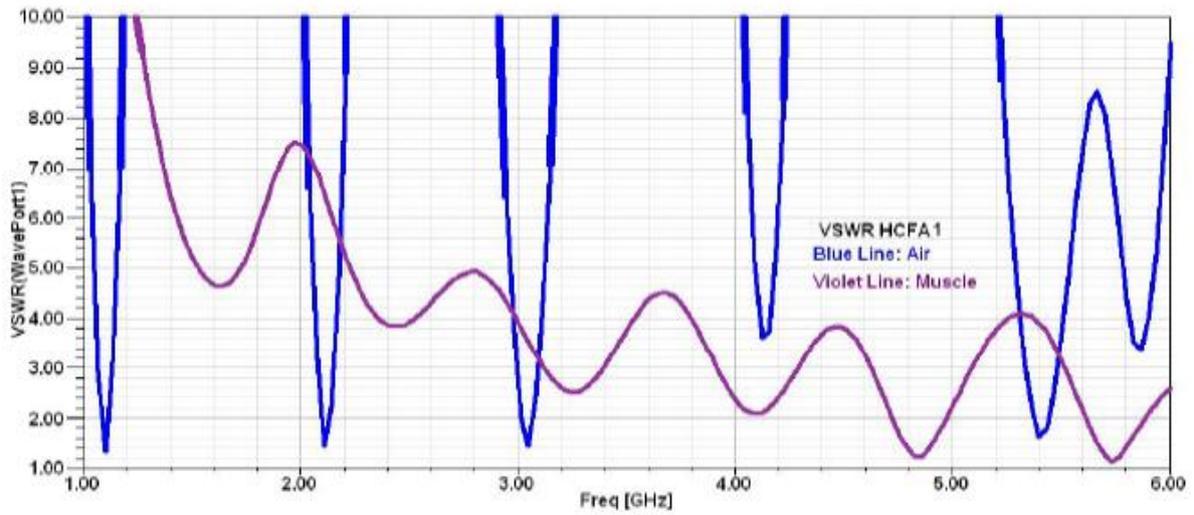
Figure II.9 : Les différentes couches de matière de HCFA 1. (a) HCFA 1. (b) HCFA 2. (c) différentes Couches dans l'environnement de l'air. (d) différentes couches dans l'homme Environnement de tissu musculaire.

II.7.1.3. Résultats

Les résultats de la simulation du HCFA 1 dans l'air et le muscle les environnements tissulaires sont illustrés à la figure II.10.



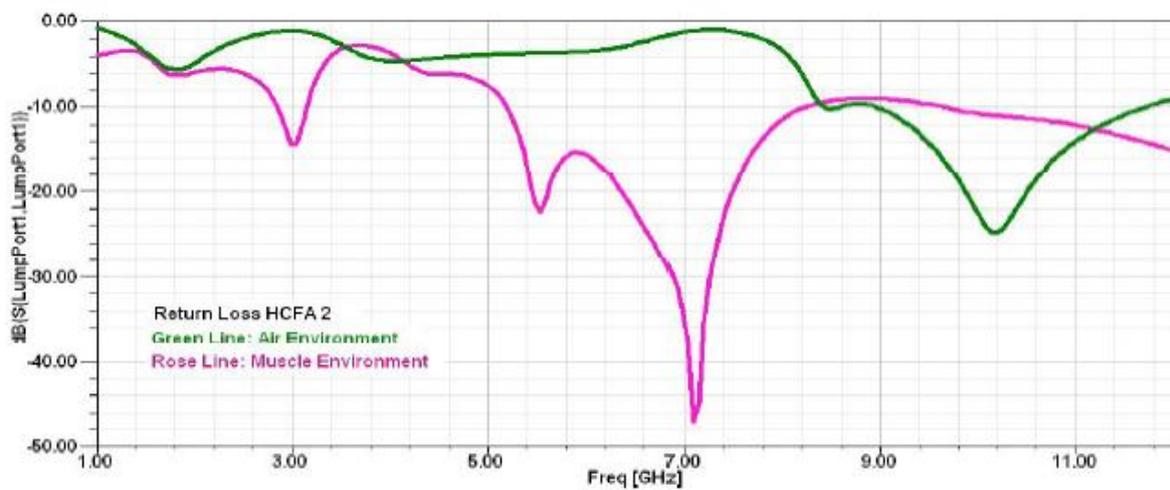
(a)



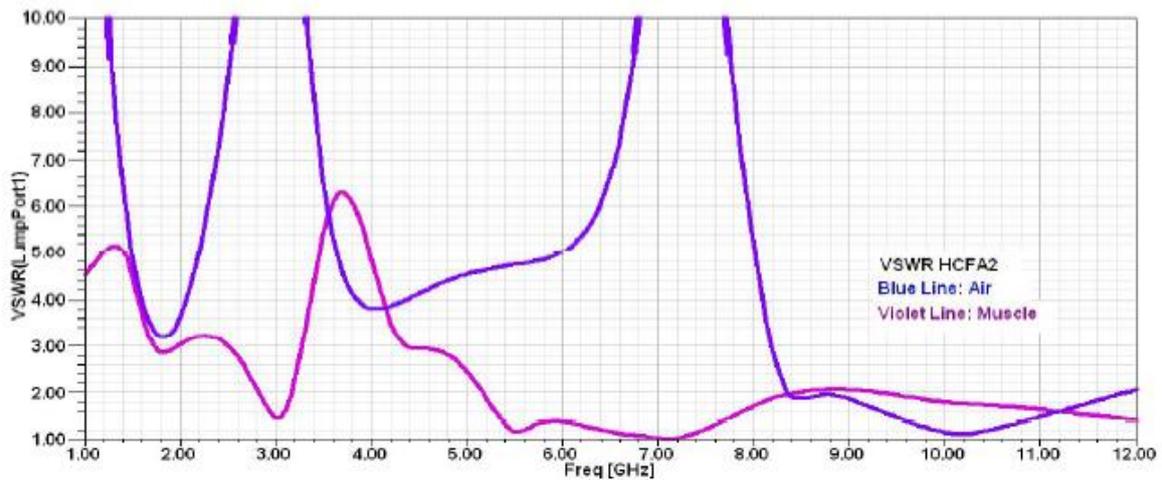
(b)

Figure II.10 : Résultats de la simulation de HCFA1 (a) Retour perte. (b) VSWR.

Les résultats de la simulation du HCFA 2 sont présentés dans la Figure II.11 pour les environnements aériens et musculaires.



(a)



(b)

Figure II.11: Résultats de simulation (tissu musculaire humain environnement)

(a) Puissance réfléchie. (b) VSWR.

II.7.2. Un PIFA Hilbert Miniaturisé pour Mobile Double Bande Applications sans fil

Une antenne F inversée planaire miniaturisée (PIFA) est proposée pour une application de téléphonie mobile bibande dans les Bandes de 1900 MHz. En employant une géométrie de Hilbert, une réduction de 50% de la taille globale a été obtenue par rapport à un rectangulaire classique PIFA. L'antenne proposée peut être facilement imprimée sur la surface intérieure du boîtier en plastique d'un téléphone portable ou autre appareil sans fil.

Un prototype expérimental de cette antenne miniature a été fabriqué sur un substrat duroid 5880 de 0.125 mm d'épaisseur. Les résultats mesurés démontrent les caractéristiques à double bande avec une bonne les diagrammes de rayonnement.

II .7.2.1. Conception d'antenne

Pour toutes les géométries d'antennes, un plan de masse fait d'un mince conducteur métallique avec une longueur de $L=110$ mm et largeur, $w=40$ mm a été considéré [77].

La hauteur de l'antenne a été fixée à 10 mm. L'étude et la conception de toutes les antennes ont été menées en utilisant Ansoft HFSS. Le plus petit élément près du point d'alimentation est responsable de la résonance dans la bande à haute fréquence tandis que l'élément plus grand est responsable de la résonance dans la bande de basse fréquence. Les modèles de chaque élément ont été construits en suivant une courbe de Hilbert d'ordre

supérieur comme décrit dans [78]. Les segments individuels et la largeur de la trace (0,71 mm) ont été choisis de sorte que les deux éléments peuvent être logés dans la largeur du plan de masse (40 mm).

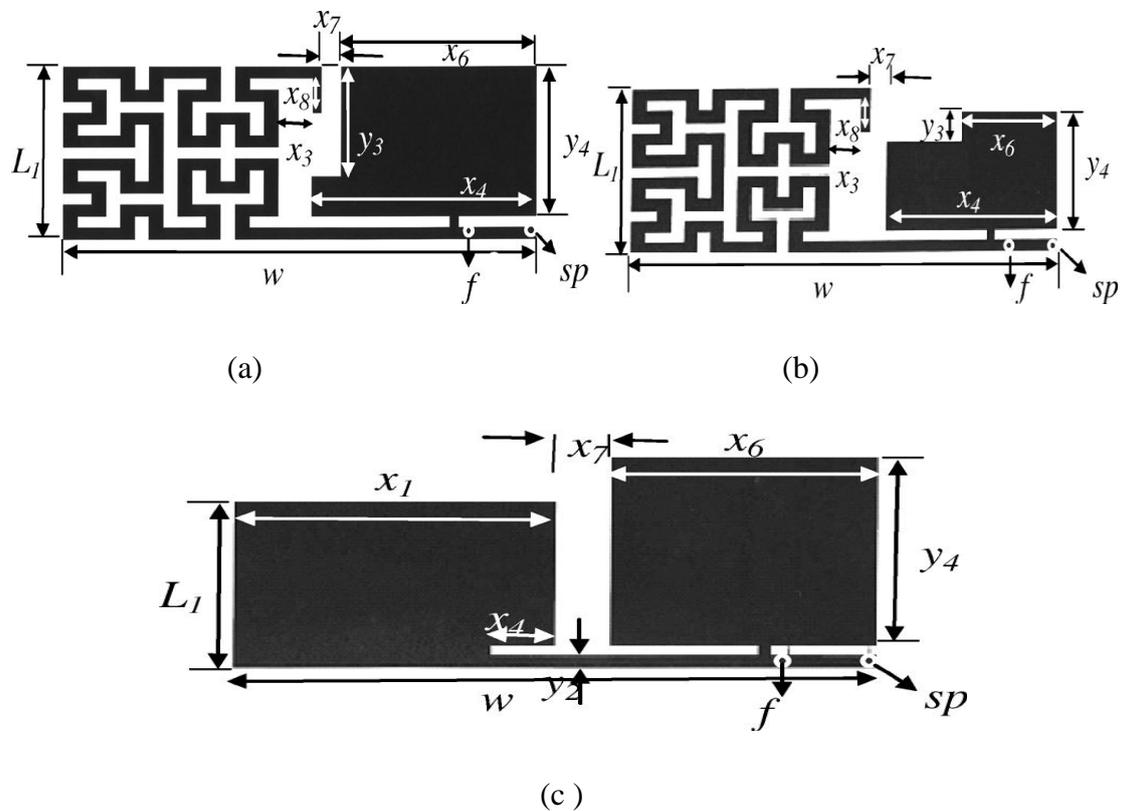


Figure II.12 : (a) Antenne B. (b) Antenne C sur un substrat de 0.125 mm. (c) Antenne D.

	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	y_3	y_4
A	2.93		7.3			1.13		
B	2.93	19		16.5	1.68	2.13	7.08	9.23
C	2.93	17.32		7.47	0.86	0.71	1.08	7.82

Tableau II : Paramètre d'antenne

Une tentative a été faite pour réduire la largeur de la trace et encore miniaturiser l'antenne. Nous appelons cette première antenne modèle A. Tous les paramètres pour cette antenne sont énumérés dans le tableau I. L'antenne A résonne à environ 920 et 1920 MHz et a une bonne bande passante de fonctionnement dans la bande des basses fréquences. Dans les hautes fréquences, la bande passante était relativement étroite. Ceci nous a incités à étudier une géométrie hybride consistant en Élément Hilbert pour la bande de basse fréquence et élément de plaque pour la bande de haute fréquence. Cela a entraîné le développement de

l'antenne B Figure II.12 (a). Les deux antennes A et B ont été étudiées en l'absence de tout matériau diélectrique. Pour fabriquer et mesurer l'antenne proposée, nous avons considéré pour utiliser un substrat duroid 5880 mince (0.125 mm d'épaisseur et $\epsilon_r=2.2$). Un prototype d'antenne similaire à l'antenne B a d'abord été modélisé et simulé sur Duroid 5880. Une légère modification de la géométrie de l'antenne B était nécessaire qui a abouti à l'antenne C. Ainsi, l'antenne C représente la conception sur 0,125 mm d'épaisseur Duroid 5880 Figure II.12 (b). A titre de comparaison, un PIFA conventionnel a également été modélisé (Antenne D, Figure II.12 (c)). l'antenne conventionnelle était : $w=40$ mm, $L_1=18.65$ mm, $x_1=20$ mm, $x_4=4$ mm, $x_6=16.47$ mm, $x_7=3.53$ mm, $y_2=0.71$ mm, $y_4=20.76$ mm et $s=6$ mm (distance entre alimentation et broche de court-circuitage).

II.7.2.2. Résultat

Données de VSWR et d'impédance calculés pour les antennes A et B sont représentés sur les figure II .13. VSWR mesuré les données sont représentées sur la Figure II.14 pour l'antenne C. La géométrie de Hilbert pour l'antenne a été créé et ajusté plusieurs fois pour atteindre résonance autour de 900 et 1900 MHz. Des ajustements similaires dans les paramètres géométriques ont également été faits pour les antennes B, C et D.

Tous les paramètres d'antenne sont énumérés dans le tableau I. A partir des graphiques VSWR de la figure II.13, il est clair que les largeurs de bande de l'antenne A sont de 9.4% et 4.4% dans 2.5: 1VSWR. La bande passante dans la bande haute fréquence pour cette configuration est relativement étroite pour l'application PCS à bande de 1900 MHz. Les largeurs de bande de l'antenne B sont respectivement de 10.4% et 7.3%. Clairement, les impédances à 1850 et 1990 MHz pour l'antenne A sont beaucoup plus répandus que l'antenne B. Ainsi, même si toutes les antennes sont assez bien assorties à leur fréquence centrale l'antenne A est à bande étroite à la haute la fréquence.

De même, les largeurs de bande calculées pour les antennes A, B et C sont représentées sur la Figure II.14, Les largeurs de bande calculées pour l'antenne C sont de 9.6% et 6.5%, respectivement tandis que les largeurs de bande mesurées sont respectivement de 8% et 5.6%. La bande passante mesurée est légèrement plus étroite que le calculé, en particulier en raison de la forte inductance fournie par le conducteur central de la ligne d'alimentation coaxiale.

Dans des applications pratiques, alimentation de type bande métallique, comme indiqué sur la figure II.12, est généralement utilisé, ce qui devrait améliorer la bande passante plus loin.

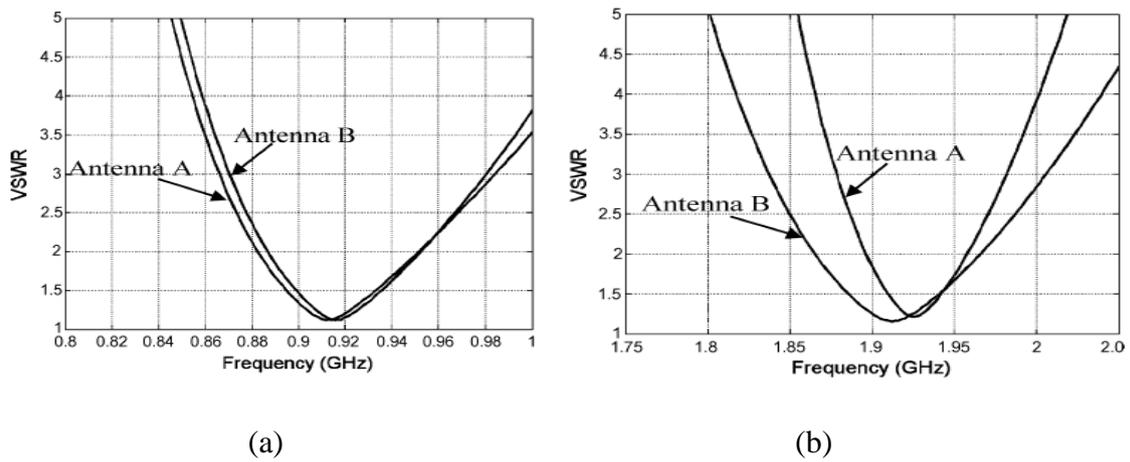


Figure II.13 : Données VSWR calculées pour les antennes A et B à proximité de la bande 900 MHz et de la bande 1900 MHz.

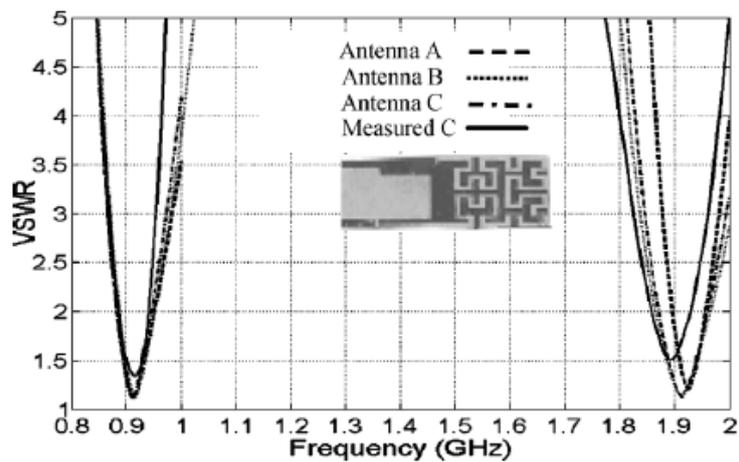


Figure II.14 : Caractéristiques VSWR calculées et mesurées des antennes A, B et C.

II.7.3. Conception de l'antenne fractale de Hilbert pour la détection et la classification des décharges partielles

Ce travail présente la conception d'une antenne fractale de Hilbert dans le but de détecter et de classer différents types à décharge partielle (PD) dans un système isolé à l'huile. Il y a trois types communs de PD : PD d'un point pointu à la terre plan, décharge de surface et PD à partir d'un vide dans l'isolation. L'antenne conçue est connectée à un analyseur de spectre de haute fréquence pour acquérir des échantillons de PD dans le domaine fréquentiel. Les différents types de PD ont montré des modèles de fréquence uniques pour chaque type.

De plus, les échantillons collectés sont traités en utilisant des techniques de reconnaissance de formes pour identifier automatiquement leurs types de PD correspondants. Un taux de reconnaissance de 95% a été atteint lors de la classification des différents types de PD [79].

II.7.3.1. Conception de l'antenne

La performance d'une antenne fractale de Hilbert est principalement Influencé par sept facteurs:

- ❑ Le coté latérale (L) et les segments de ligne (d).
- ❑ L'ordre de l'antenne (n).
- ❑ Le diamètre du conducteur (b).
- ❑ L'épaisseur de la carte de circuit imprimé (K)
- ❑ L'emplacement du point d'alimentation.
- ❑ La méthode d'alimentation.
- ❑ La constante diélectrique du PCB.

Les principaux paramètres de conception sont illustrés à la Figure II.15, l'impact des paramètres de conception sont étudiés à travers simulation.

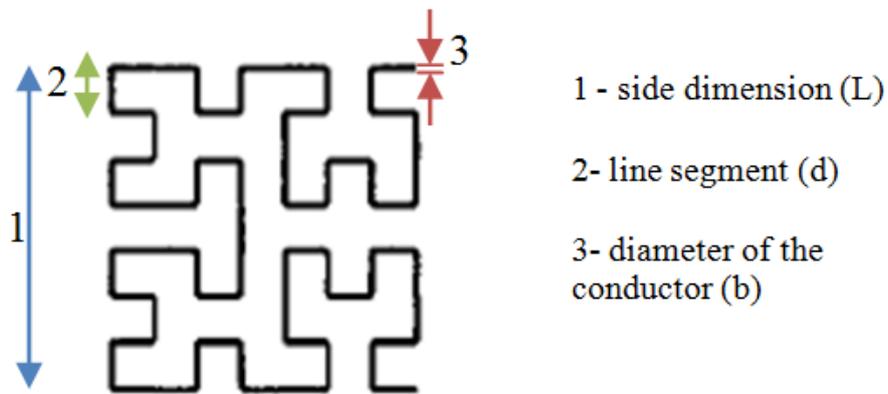


Figure II.15 : Composition de la géométrie de la courbe de Hilbert.

II.7.3.2. Simulation et implémentation HFSS

HFSS a été utilisé pour étudier plus avant les effets d'autres facteurs contributifs. En maintenant tous les autres paramètres constants, l'effet de changer le $n^{\text{ième}}$ ordre sur le paramètre S11. En outre, l'optimum valeur de K, constante diélectrique, et le meilleur point d'alimentation a été également étudié.

Différentes conceptions d'antennes ont été implémentées en utilisant logiciel de comparaison pour assurer des résultats optimaux. Figure II.16 montre la conception finale et l'antenne fabriquée en utilisant techniques de photolithographie et de gravure.

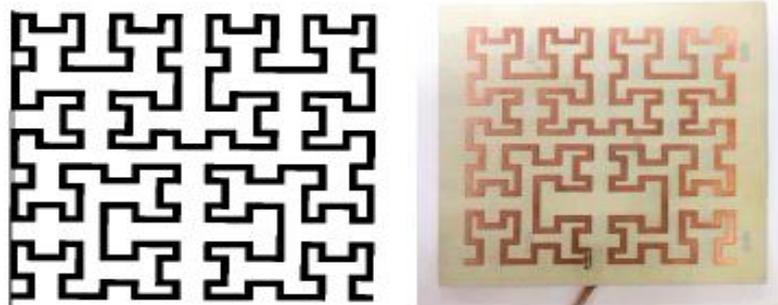


Figure II.16 : Antenne conçue et fabriquée.

Les spécifications de conception de l'antenne conçue sont les suivantes:

- 4^{ème} Ordre ($n = 4$).
- La dimension latérale ($L = 100$ mm).
- Le diamètre du conducteur ($b = 2$ mm)

- L'épaisseur de la carte ($K = 1,5 \text{ mm}$)
- Le constant diélectrique de la PCB ($\epsilon_r = 4.4$)
- Méthode d'alimentation coaxiale ($Z_0 = 50\Omega$)

Cette antenne fractale de Hilbert de 4^{ème} ordre a une perte de montrée dans la figure II.17. Le S11 simulé montre des résultats prometteurs en ayant plusieurs fréquences de résonance allant de 100 MHz à environ 3 GHz.

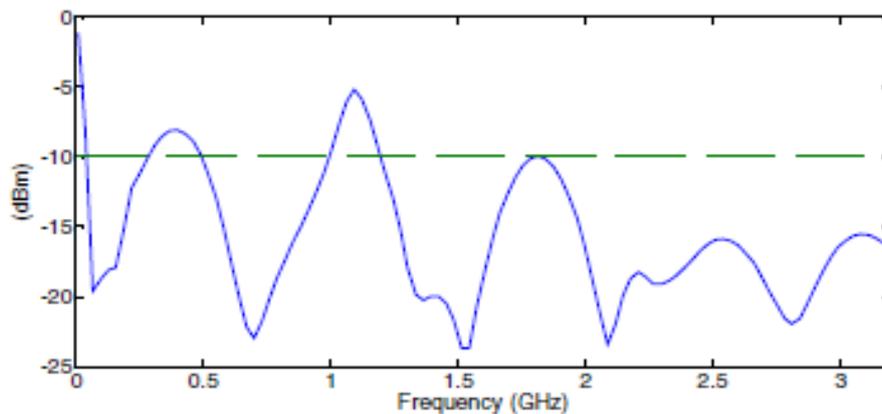


Figure II.17 : Paramètre S11 pour l'antenne Hilbert de 4ème ordre.

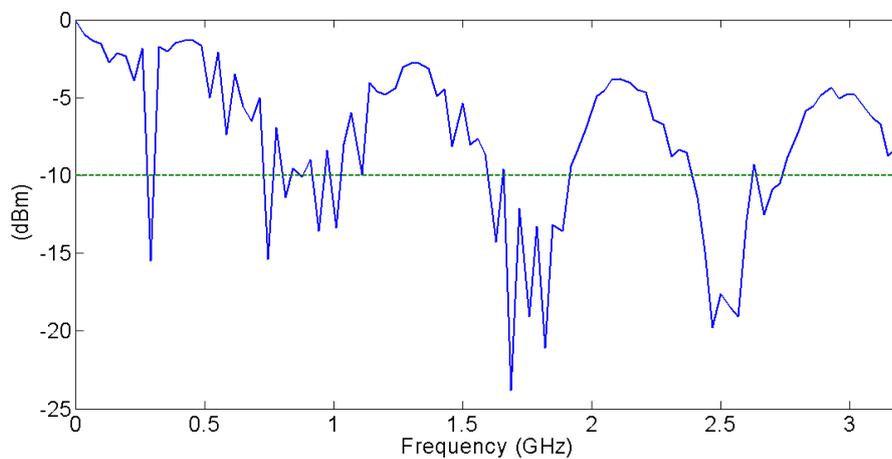


Figure II.18 : Le paramètre S11 de l'antenne conçue.

Le résultat obtenu montre que l'actuel 4^{ème} ordre Hilbert antenne a des caractéristiques de fréquence similaires à celui conçu en utilisant HFSS.

La première fréquence de résonance est autour de 0.2 GHz, comme indiqué dans les figures II.17 et II.18. En outre, la bande passante l'antenne est étendue à quelques GHz et couvre la plage comprend les activités de DP. Cependant, la conception même de l'antenne

Hilbert montre plus d'oscillation et un petit changement dans fréquence, ce qui est attendu en raison de la nature des matériaux de l'antenne.

II.7.4. Antenne UHF à courbe Hilbert fermée pour le test de décharge partielle sur site

Une antenne Hilbert à ultra-haute fréquence (UHF) a été proposée dans ce document pour satisfaire les exigences de décharges partielles (PD) sur site. De plus, nous avons amélioré la courbe fractale de Hilbert traditionnelle en ajoutant une courbe parallèle connectée avec l'original pour former une antenne Hilbert avec structure empilée.

Les résultats des tests montrent que l'antenne Hilbert UHF fermée a un gain maximum de -8 dBi, et obtient une large bande passante. Des expériences de DP ont été menées en laboratoire et les modèles typiques de défaut d'isolation artificielle ont été détectés par la nouvelle antenne et une antenne Hilbert existante.

Les résultats expérimentaux ont montré que la nouvelle antenne a été trouvée être plus sensible et plus efficace pour les tests sur site PD UHF [80].

II.7.4.1. Simulation de l'antenne Hilbert fermée UHF

Les résultats de recherches antérieures [81] montrent que l'impédance bande de l'antenne fractale de Hilbert existante entre 300 MHz à 1000 MHz est limitée. Par conséquent, le troisième ordre de la courbe Hilbert a été modifié avec une courbe parallèle comme montré dans la Figure II.19 (b). Les deux extrémités sont connectées à l'original courbe pour former un chemin fermé. Les fréquences de résonance de courbe Hilbert modifiée augmenteraient, et élargir la bande de l'antenne Hilbert modifiée.

Afin d'obtenir de meilleures performances, la structure empilée était appliquée dans l'antenne Hilbert incluse. Le modèle de simulation de l'antenne de Hilbert incluse est représenté dans la Figure II.20. Le haut et les patches inférieurs ont été imprimés sur le côté supérieur de la substrats, formés par des courbes de Hilbert modifiées. Les classes des substrats sont h_1 et h_2 , et la couche d'air est t . L'alimentation de patch inférieure avec couplage spatial. Le flux de patch supérieur avec sonde. En outre, afin d'augmenter le couplage entre le patch supérieur et le patch inférieur, un patch supplémentaire était imprimé sur le côté inférieur du substrat supérieur [82].

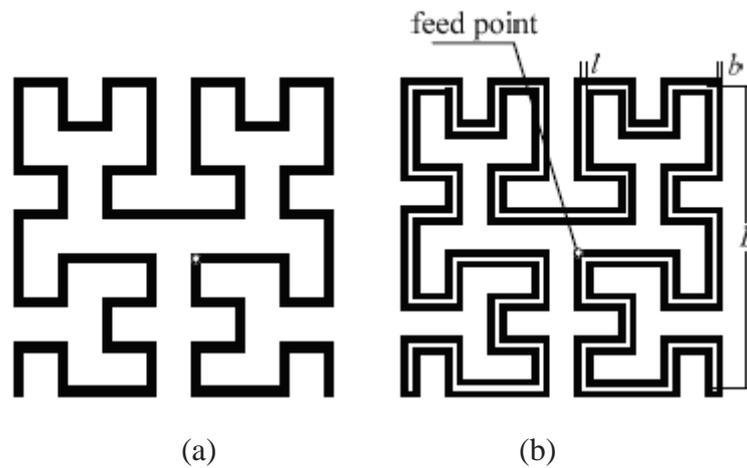


Figure II.19 : Les troisièmes patches d'antenne fractale de Hilbert. (a) courbe d'origine.
(b) courbe modifiée.

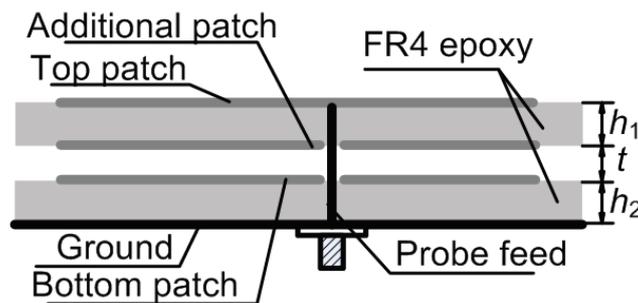


Figure II.20 : Configuration de l'antenne Hilbert incluse.

Grâce à l'étude de simulation, les paramètres de l'antenne de Hilbert fermée sont déterminés comme $L = 70$ mm, $b_1 = b_2 = l = 2$ mm, $h_1 = 5$ mm, $h_2 = 3$ mm, $t = 4.5$ mm. Le substrat est composé de FR4 époxy, et le constant diélectrique est de 4.4. Le point d'alimentation est représenté sur la Figure II.35.

La Figure II.21 montre le VSWR simulé de l'UHF Antenne Hilbert. Le résultat de la simulation indique que le travail fréquence (VSWR <5) de l'antenne Hilbert UHF incluse sont de 450 MHz à 695 MHz, de 730 MHz à 830 MHz et 850 MHz à 1000 MHz.

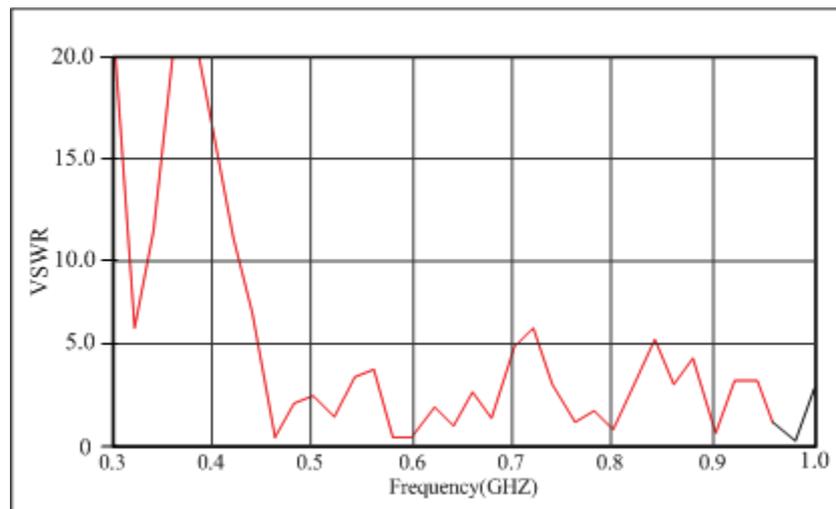


Figure II.21 : Simulation VSWR de l'antenne Hilbert incluse UHF.

II.8.Conclusion

Au cours de ce deuxième chapitre nous avons présenté quelques types des antennes fractales et leurs avantages et inconvénients, les applications d'antennes fractales. Parmi ces types nous avons parlé de l'antenne Hilbert et nous avons donné des exemples d'applications de ce type d'antenne a partir de la littérature .

Dans le chapitre suivant, nous allons concevoir des structures d'antenne Hilbert Ultra Large Bande par le logiciel CST Microwave Studio.

Chapitre III

Présentation des résultats de simulation

III.1. Introduction

Plusieurs application actuelles nécessitent la conception d'antenne à couverture large telles que les applications Wi-Fi, Bluetooth ou Radar.

Ce chapitre propose de mettre en évidence les principales dimensions de l'antenne simulé ainsi que leurs résultats trouvés. La conception est effectuée pendant ce travail par le logiciel CST Microwave Studio. Nous avons étudié une nouvelle approche pour améliorer l'efficacité d'élément rayonnement et la variation de la taille d'antenne à plan de masse partielle de type Hilbert sur une large bande de fréquence allant de 1 GHz jusqu'à 12 GHz.

III.2. Choix de l'outil de simulation

Une des priorités de ce mémoire était de concevoir des antennes ultra Large Bande, afin de bénéficier à la fois d'un encombrement minime, et gardons les meilleurs caractéristiques de l'antenne d'un point de vue bande passante et adaptation. Pour cela, nous avons choisi un outil de simulation CST Microwave Studio.

Une fois qu'on accède l'outil, on détermine les caractéristiques de la structure étudiée qui peuvent être visualisées sous différentes formes : paramètres [S], diagramme de rayonnement à 2D et 3D et ensuite le gain en fonction de la fréquence.

III.3. Le substrat utilisé

Le substrat utilisé pour la simulation de cette antenne est de type FR4 avec une permittivité relative $\epsilon_r=4.3$, tangente de perte $\text{tg } \delta=0.018$ et une épaisseur $h=1.54\text{mm}$.

III.4. Simulations et résultats

Dans ce travail, nous allons étudier les antennes pour un fonctionnement ultra large bande qui alimenté par un ligne micro-ruban ,en utilisant la troisième itération de la courbe Hilbert qui possède une taille $6.4 \times 6.4 \text{ mm}^2$ au niveau de plan de masse partielle et autre fois dans l'élément rayonnement.

III.4.1. Étude d'une antenne rectangle à plan de masse partielle de type Hilbert

La forme ci-dessous montre une antenne ultra large bande à plan de masse partiel avec patch rectangulaire et leur différents dimensions (figure III.1).

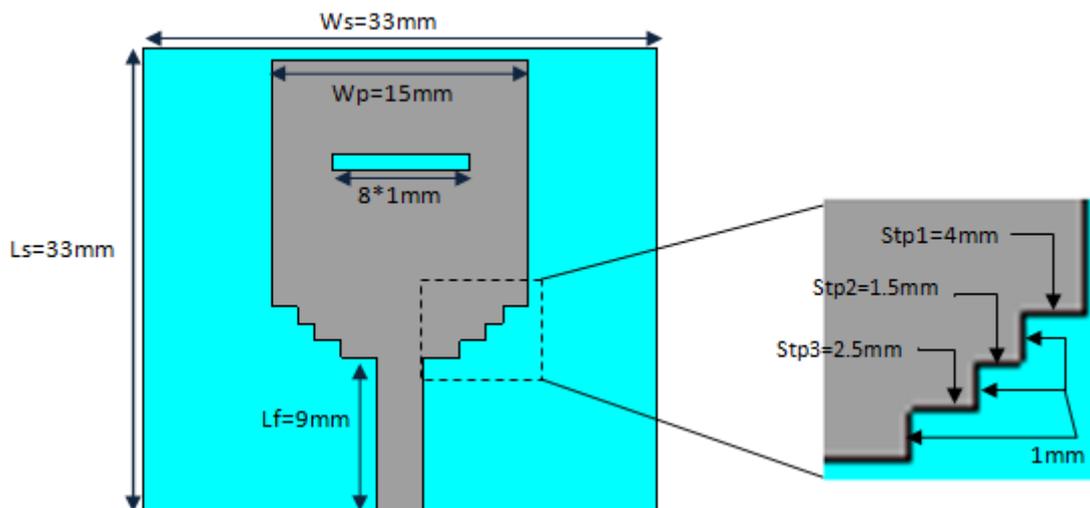


Figure III.1 : La géométrie de l'antenne monopole rectangle.

Dans cette section, la courbe d'Hilbert est placée au centre du plan de masse partielle qui résulte en une nouvelle structure d'antenne telle que représentée par la Figure III.2.

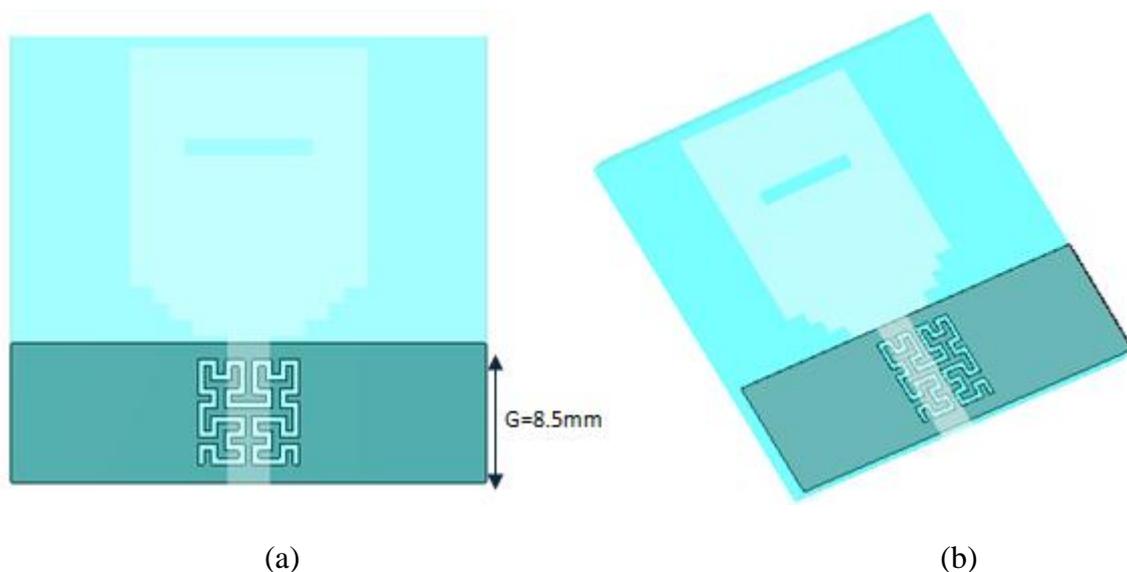


Figure III.2 : structure de l'antenne. (a) Vue de face. (b) Vue en perspective.

Après simulation, nous pouvons visualiser plusieurs paramètres. Celui qui nous intéresse le coefficient de réflexion S11, représenté dans la bande de fréquence à partir de 1 jusqu'à 12 GHz.

La figure III.3 ci-dessous, nous observons que la résonance de l'antenne est correctement prédite deux pics -39.47 dB et -33.73 dB qui correspondent les fréquences 3.69 et 7.03 GHz respectivement.

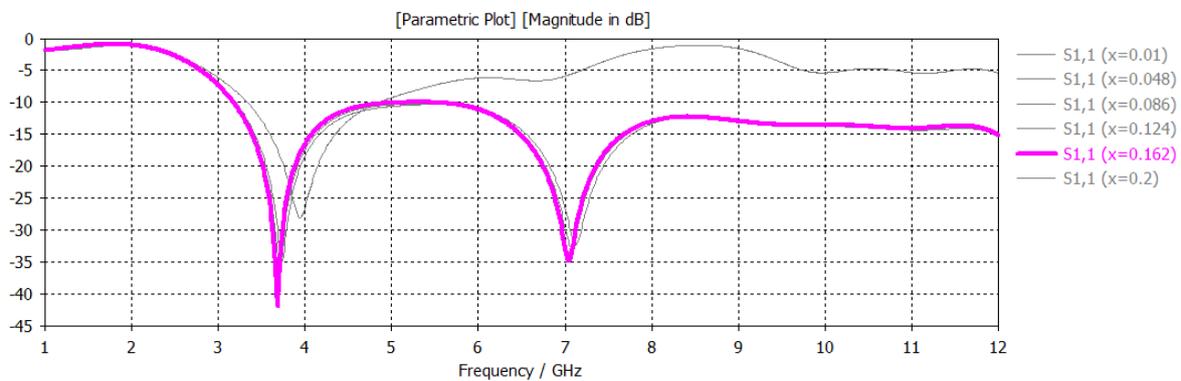
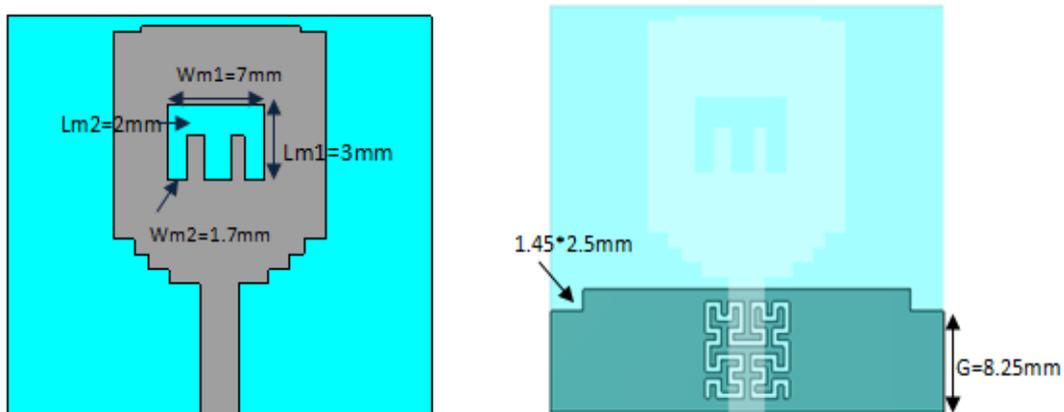


Figure III.3 : Coefficient de réflexion (S_{11}).

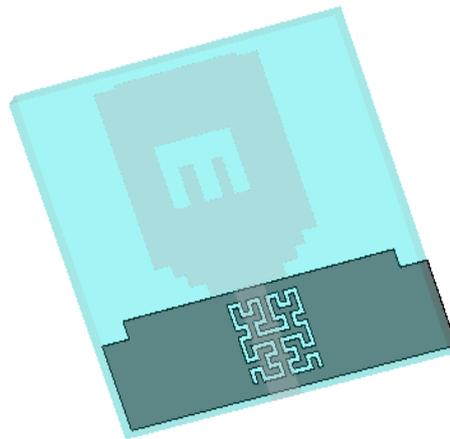
III.4.1.1. Influence de changement de la fente

La fente peut prendre différents formes, grâce à plusieurs simulation faites et on voit l'influence de cet changement sur la largeur de la bande passante.

La figure suivant présente la nouvelle structure de l'antenne :



(a)



(b)

Figure III.4 : Structure de l'antenne modifiée. (a) Vue de face. (b) Vue en perspective.

Dans la figure III.5 l'évolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. Les résultats de simulation présentent une bonne adaptation à la fréquence de résonance 3.6 GHz qui appartient à la bande de fréquence de réseau Wi-Fi [2.4-5GHz] avec un pic de coefficient de réflexion inférieur à -10 dB.

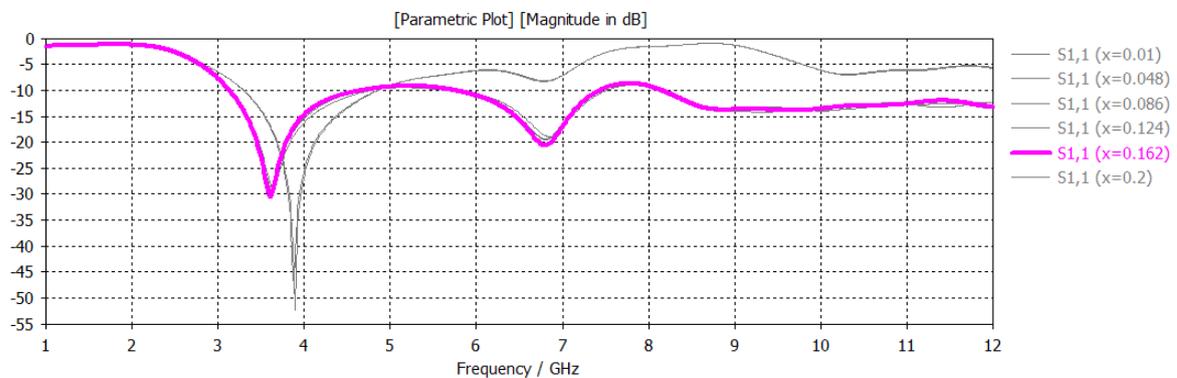
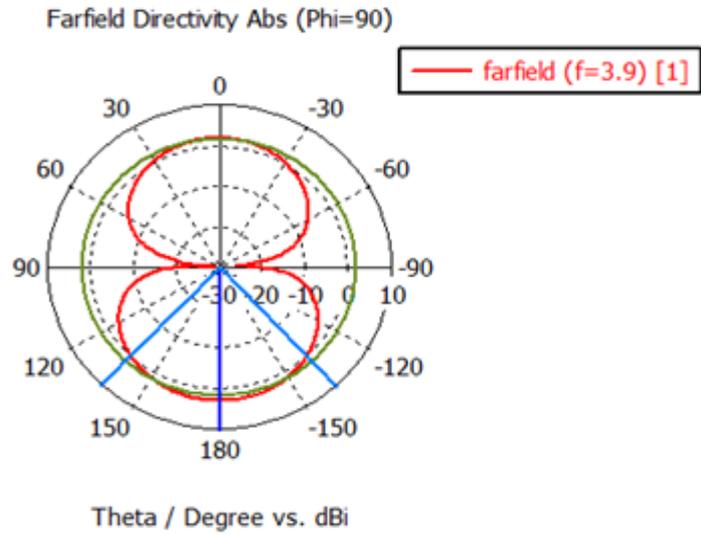


Figure III.5 : Coefficient de réflexion de l'antenne.

Les figures illustrent les diagrammes de rayonnement de l'antenne à différentes fréquences en coordonnées polaires et 3D.

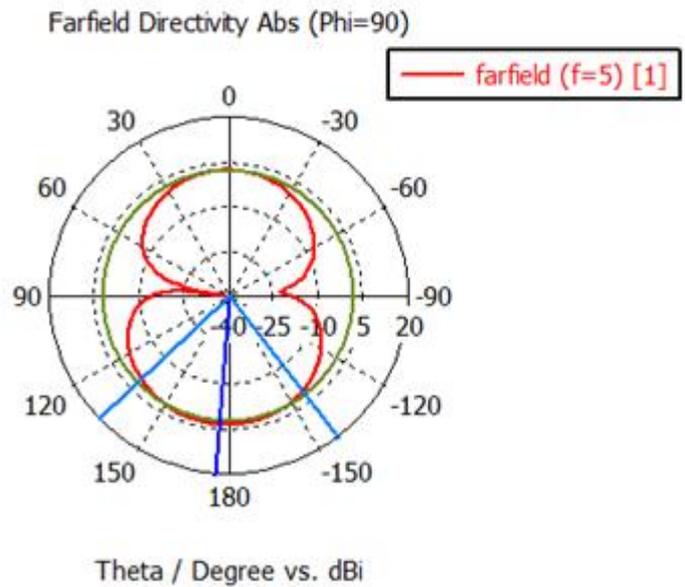
Le diagramme de rayonnement 3D est montré pour mieux voir le comportement du rayonnement de l'antenne dans l'espace.

Frequency = 3.9
 Main lobe magnitude = 2.74 dBi
 Main lobe direction = 180.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 86.4 deg.
 Side lobe level = -0.9 dB



Farfield Directivity Abs (Phi=90)

Frequency = 5
 Main lobe magnitude = 3.11 dBi
 Main lobe direction = 176.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 84.2 deg.
 Side lobe level = -1.0 dB



(a)

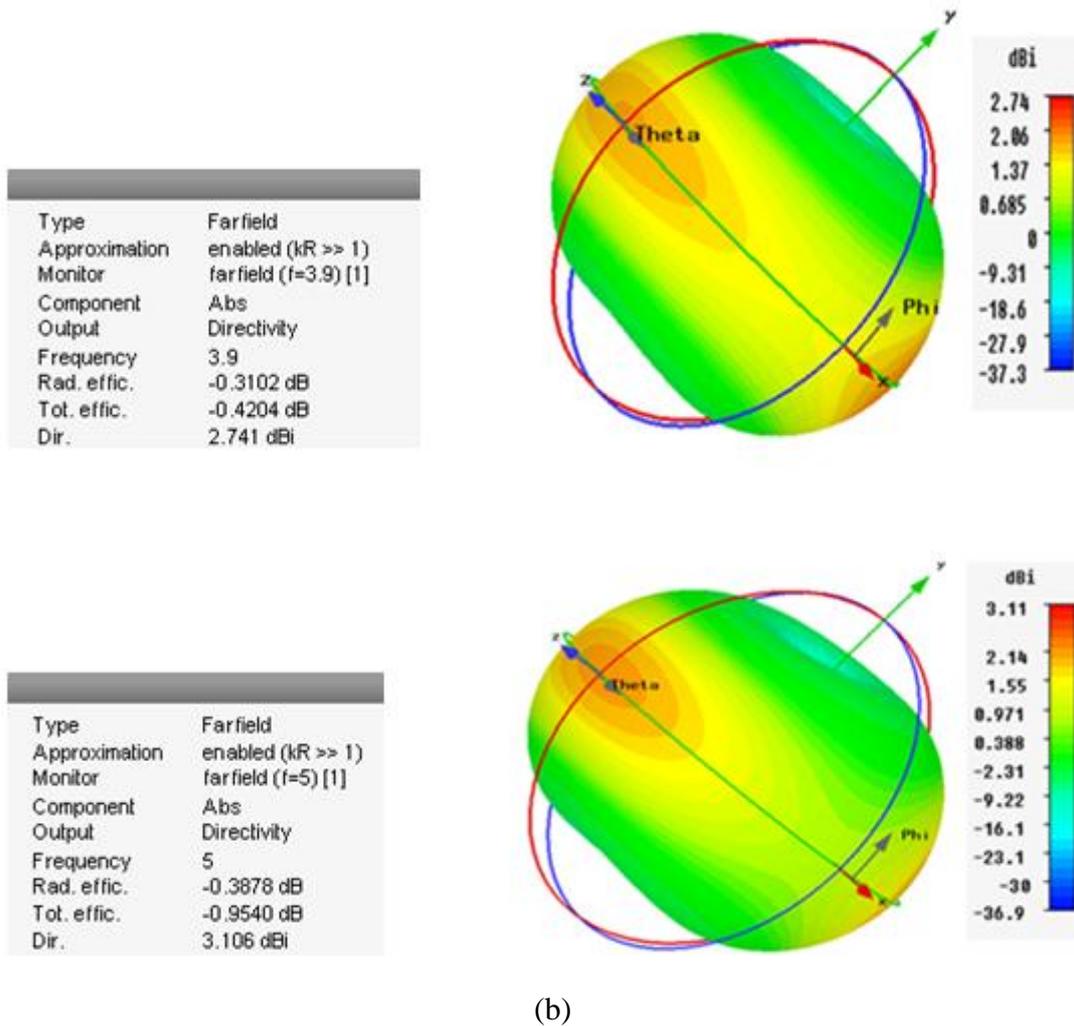


Figure III.6 : Diagrammes de rayonnements à $f=3.9$ GHz et $f=5$ GHz.

(a) en polaire. (b) en 3D.

➤ Le gain et l'efficacité de l'antenne

Le gain de cette antenne est représenté sur la figure suivante :

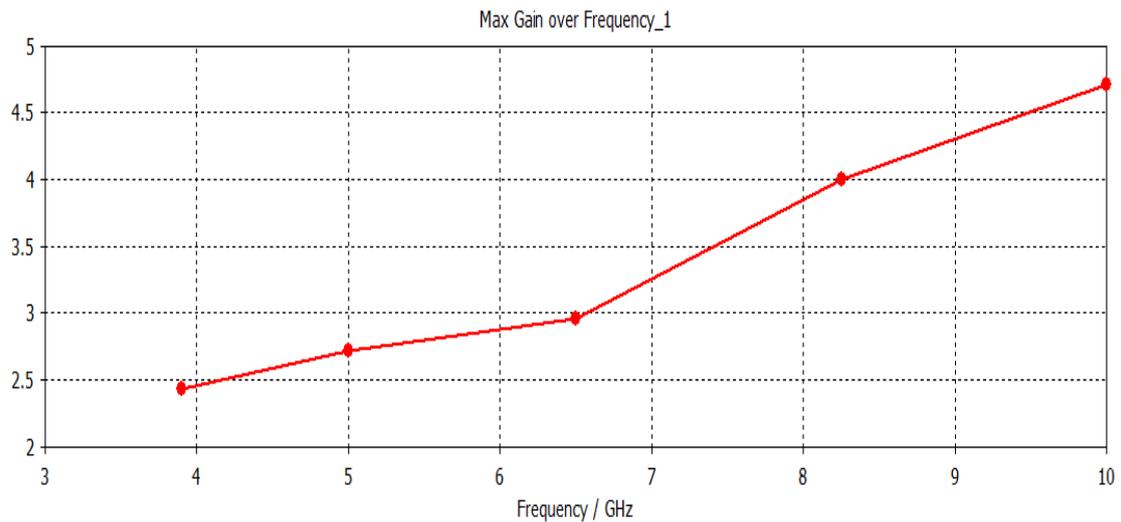


Figure III.7 : gain de l'antenne en fonction de la fréquence.

Le gain de l'antenne est proportionnel à la fréquence, il augmente en fonction de la fréquence tel que la valeur de fréquence est élevée plus le gain est élevé.

L'efficacité de l'antenne est 90% donc il est bien adapté.

III.4.2. Étude d'un monopole rectangle

La forme ci-dessous montre une antenne ultra large bande a une forme rectangle et leur différents dimensions (figure III.8).

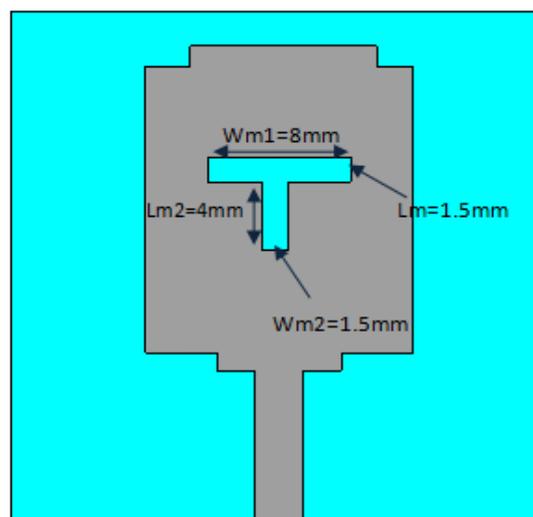


Figure III.8 : La géométrie de l'antenne.

III.4.2.1. Étude d'un monopole rectangle à plan de masse partielle de type Hilbert

Dans cette antenne on va placée la courbe d'Hilbert au milieu de plan de masse comme le montre sur la figure III.9.

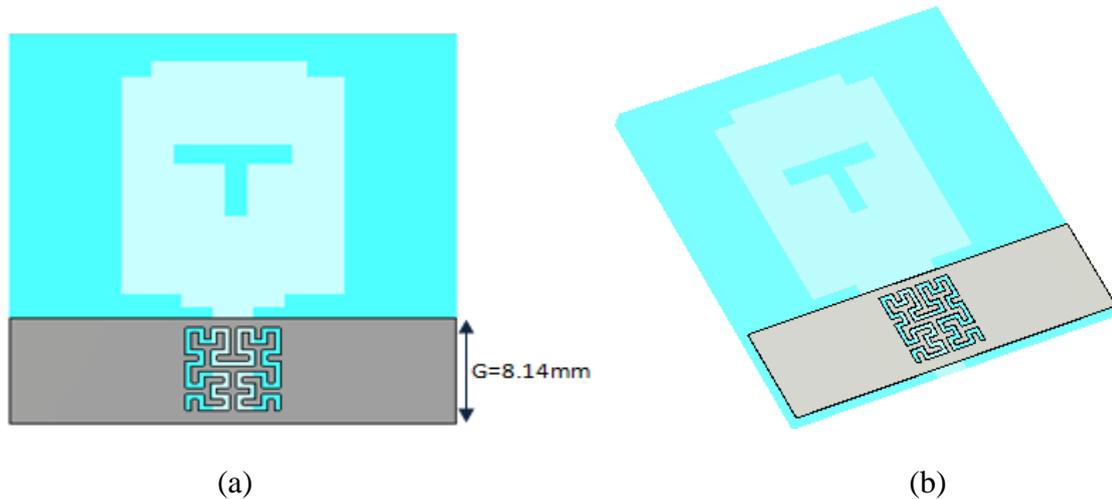


Figure III.9 : structure de l'antenne (a)Vue de face, (b)Vue en perspective.

Les résultats dans la figure III.10 de simulation présentent une bonne adaptation à la fréquence de résonance 3.5 GHz avec un pic de coefficient de réflexion inférieur à -10 dB.

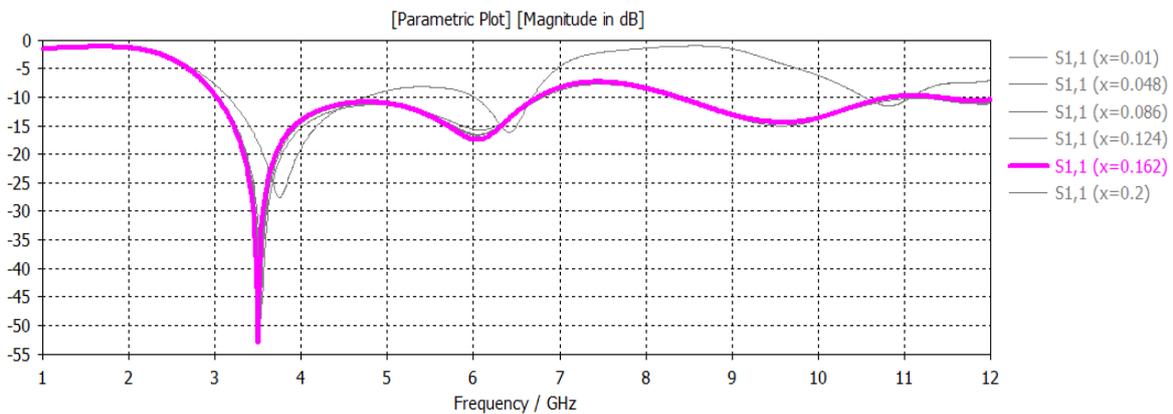


Figure III.10 : Coefficient de réflexion.

Maintenant, nous avons simulé la même antenne mais avec deux courbes de Hilbert sur les côtés du plan de masse.

La nouvelle structure de l'antenne et leurs résultats de simulation présente dans la figure III.11. Nous avons obtenu presque les mêmes résultats précédents.

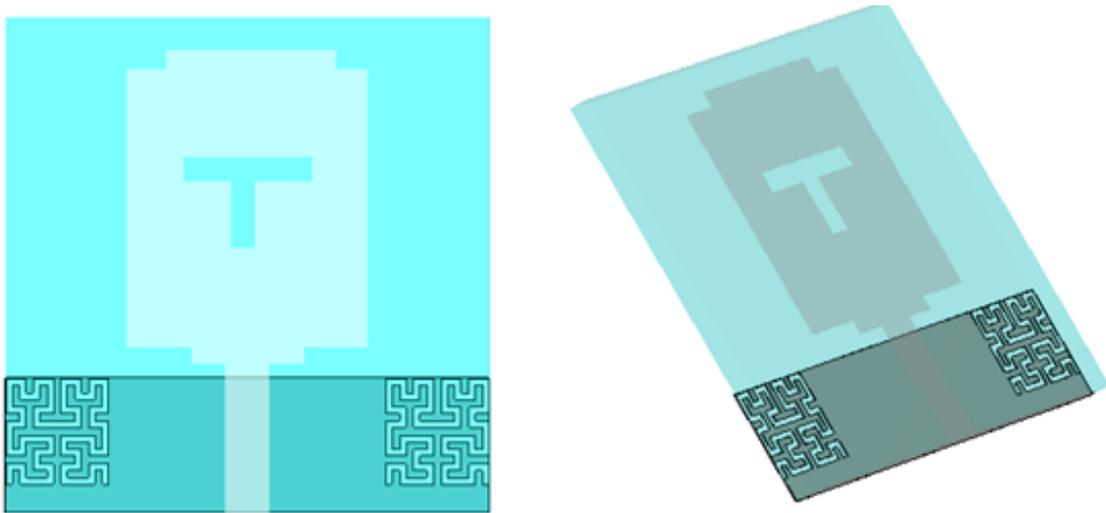


Figure III.11 .a: Structure de nouvelle antenne. (a) Vue de face , (b) Vue en perspective.

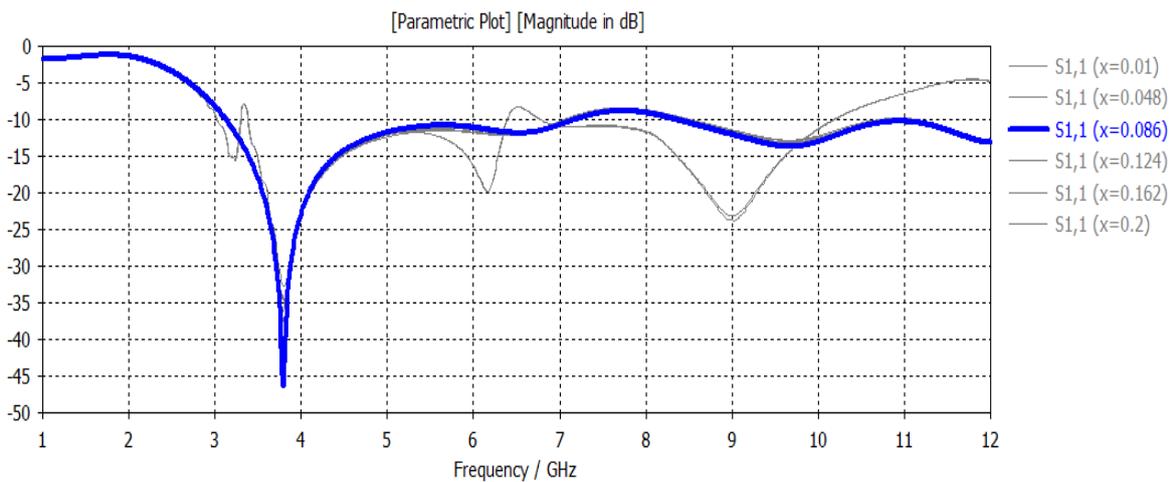
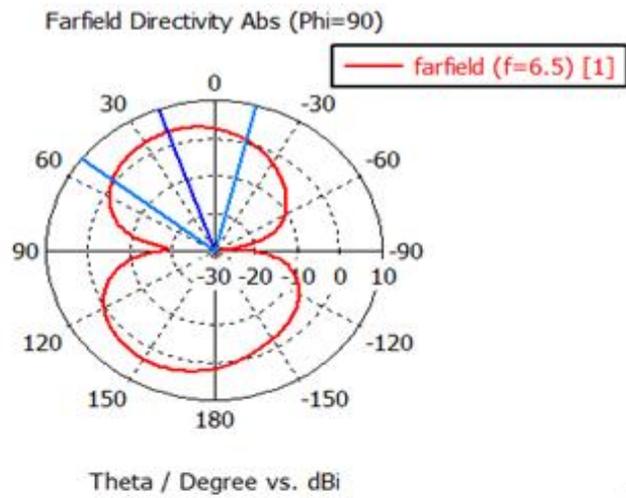


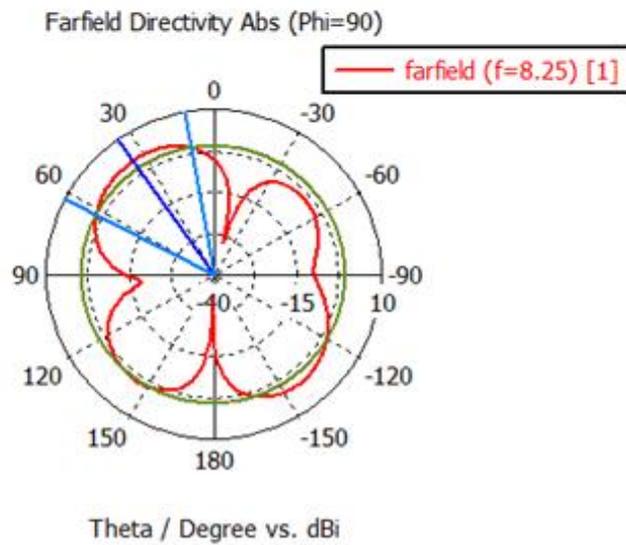
Figure III.11 .b: Coefficient de réflexion S_{11} .

Sur la Figure III .12 on représente les diagrammes de rayonnements polaires dans lesquels on observé un rayonnement omnidirectionnel et aussi les diagrammes 3D pour les deux fréquences de résonance 6.5 et 8.25 GHz.

Frequency = 6.5
 Main lobe magnitude = 3.47 dBi
 Main lobe direction = 19.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 66.1 deg.

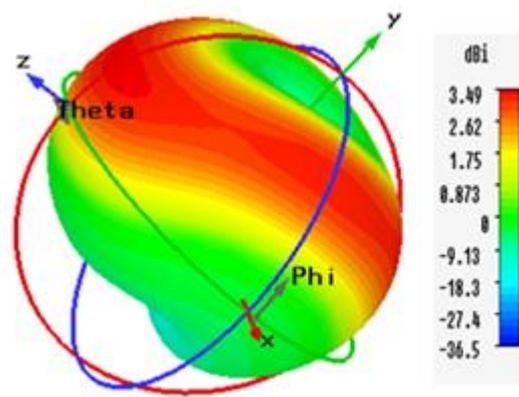


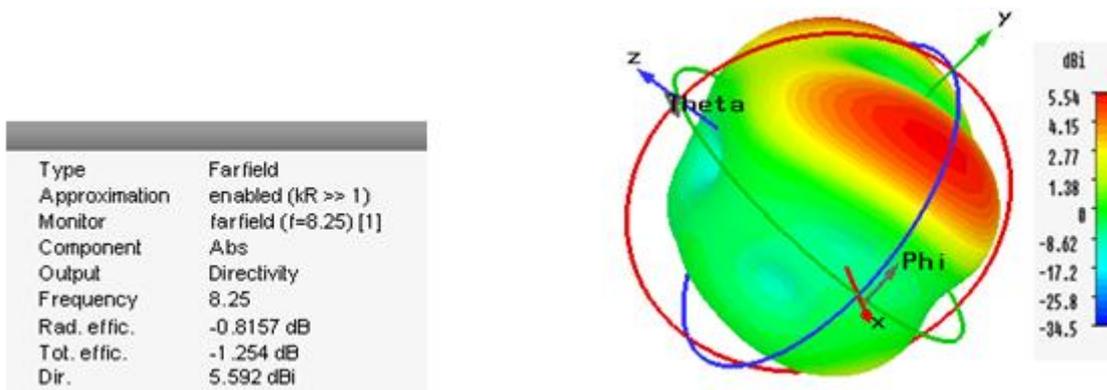
Frequency = 8.25
 Main lobe magnitude = 2 dBi
 Main lobe direction = 35.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 52.6 deg.
 Side lobe level = -2.6 dB



(a)

Type	Farfield
Approximation	enabled ($kR \gg 1$)
Monitor	farfield (f=6.5) [1]
Component	Abs
Output	Directivity
Frequency	6.5
Rad. effic.	-0.4630 dB
Tot. effic.	-0.7562 dB
Dir.	3.470 dBi





(b)

Figure III.12 : Les diagrammes de rayonnement à $f=6.5$ et 8.25 GHz.

(a) Diagramme polaire (b) diagramme en 3D.

Le gain de l'antenne croît en fonction de la fréquence, d'après la figure III.13, le gain atteint une valeur maximum de 5 dB à 10 GHz.

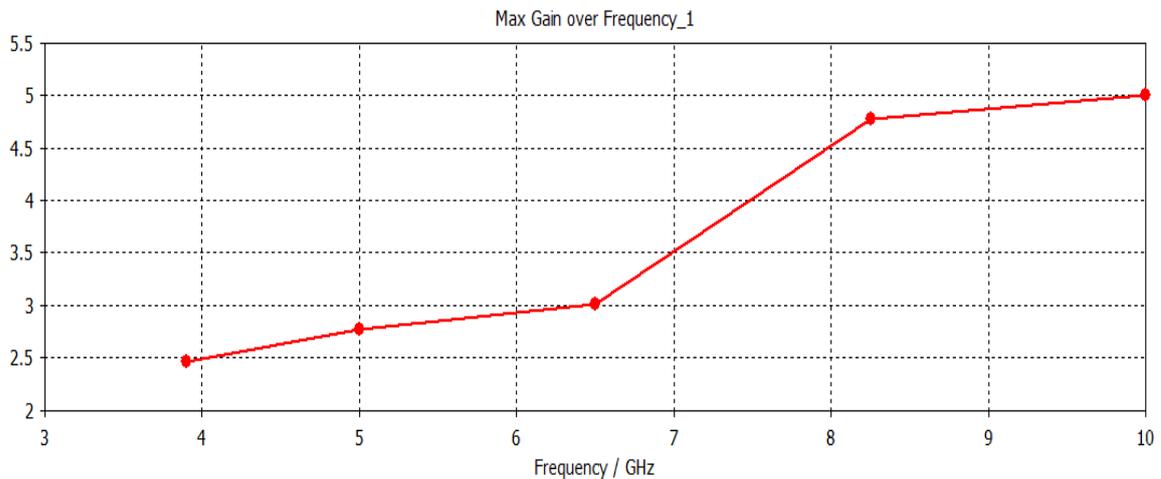


Figure III. 11. Le gain en fonction de la fréquence.

III.4.2.2. Étude d'un monopole rectangle dans l'élément rayonnement de type Hilbert

Cette fois on va placer la courbe d'Hilbert sur l'élément rayonnement de même antenne Représentant sur la Figure III.8.

➤ Sans fente

La figure III.14 montre la géométrie de l'antenne avec différentes visions.

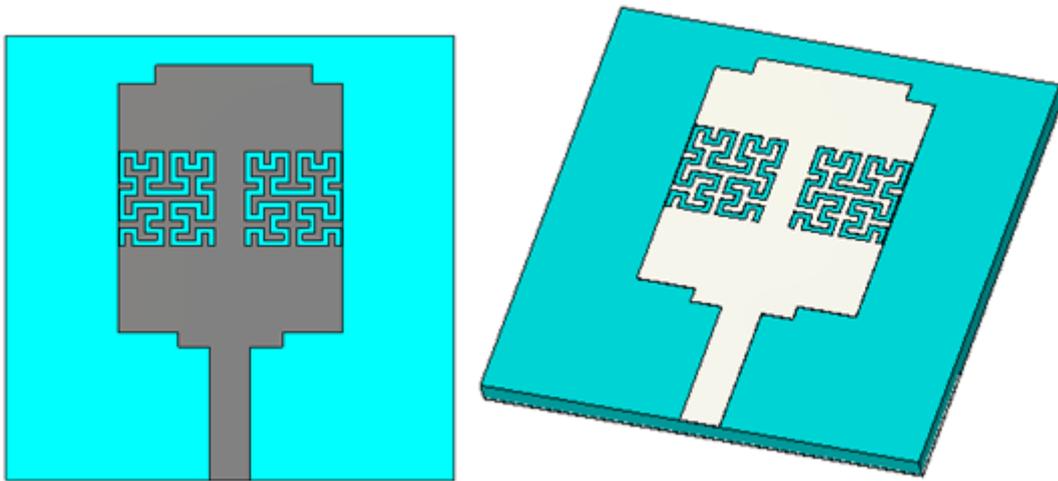


Figure III.14 : Structure de l'antenne.

Le coefficient de réflexion est présenté sur la figure ci-dessous. Les résultats de conception montrent que la puissance réfléchie contient trois fréquences de résonance de valeur : 3.7 GHz et 6.9 GHz et 7.95 GHz. Ces résultats traduisent une très bonne adaptation de l'antenne.

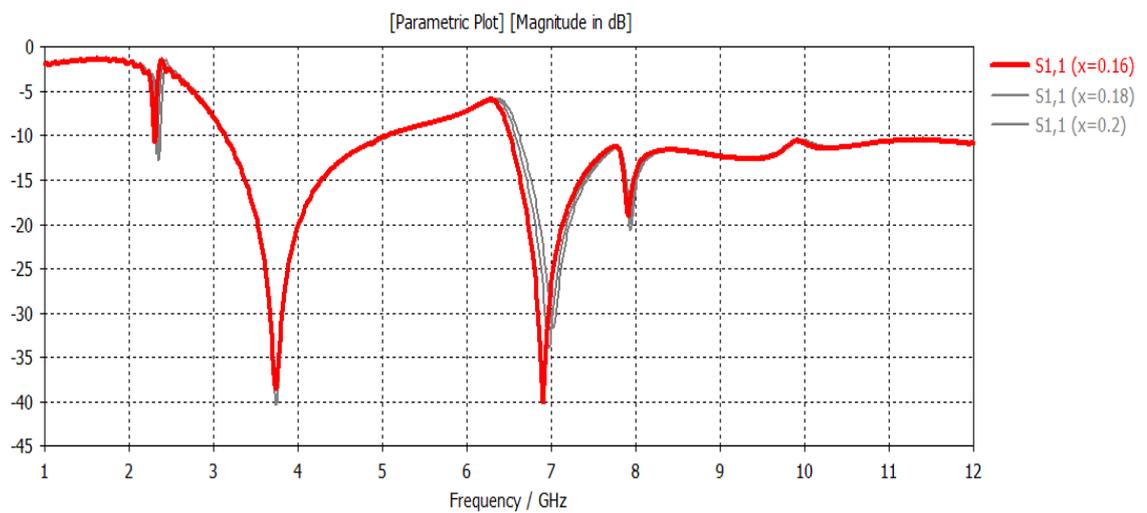


Figure III.15 : Coefficient de réflexion S11 avec différents valeur de " x ".

➤ **Avec fente**

La structure de notre antenne a une forme rectangle avec une fente sous forme T au centre de l'élément rayonnement, la figure III.16 montre cette structure.

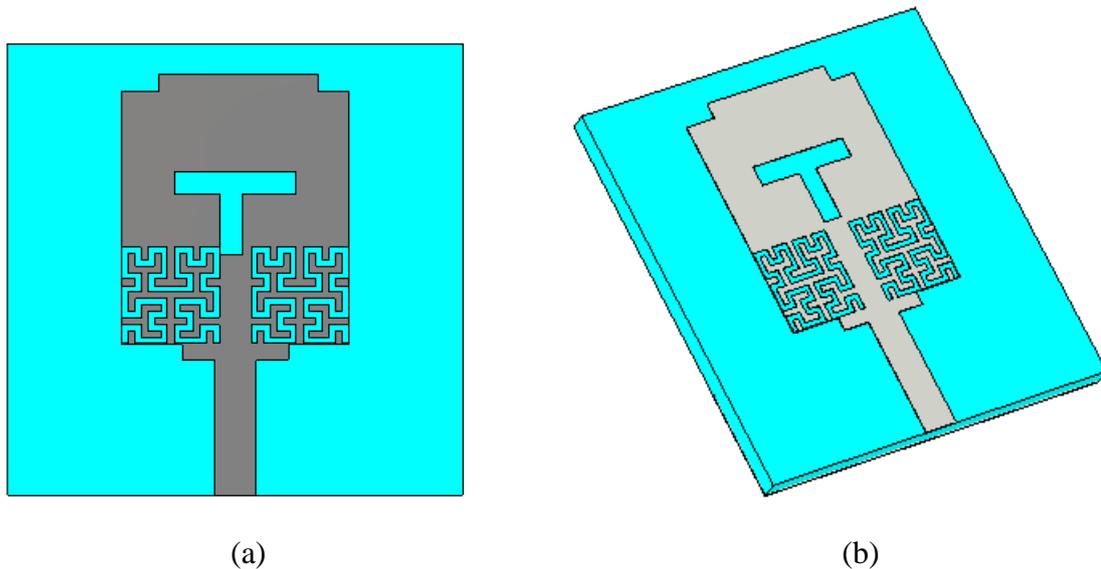


Figure III.16 : Structure de l'antenne. (a) Vue de face. (b) Vue en perspective.

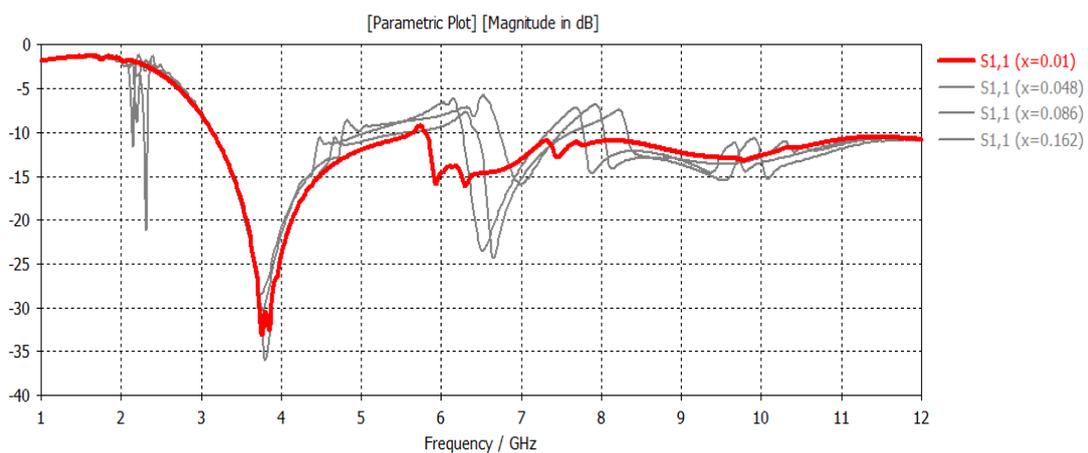
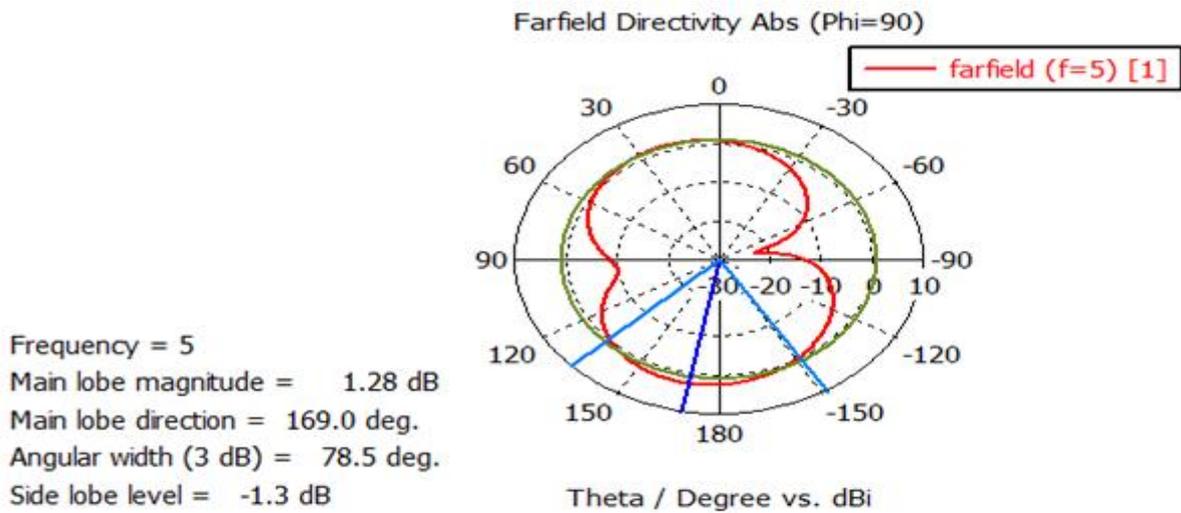


Figure III.17 : Coefficient de réflexion S_{11} .

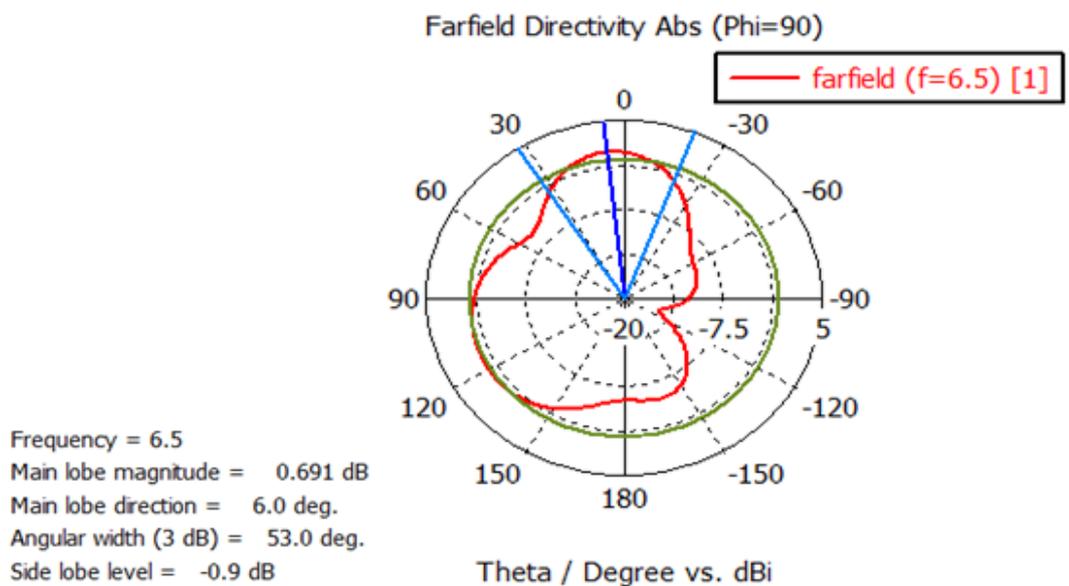
D'après la figure ci-dessus une bonne adaptation à la fréquence de résonance 3.75 GHz avec un pic de coefficient de réflexion à -33 dB. La largeur de bande de fréquence est de 3.1 à 12 GHz ce qui reflète un fonctionnement ultra large bande.

Les diagrammes de rayonnement (2D) à deux fréquences $f=5$ GHz et $f=6.5$ GHz sont montrés à la figure III.18.

La puissance est rayonnée principalement dans l'hémisphère gauche et droit, La puissance est dirigée vers 169 et 6 degrés avec une amplitude de lobe principal de 1.28 dB 0.691 dB correspondent les deux fréquences précédentes respectivement.



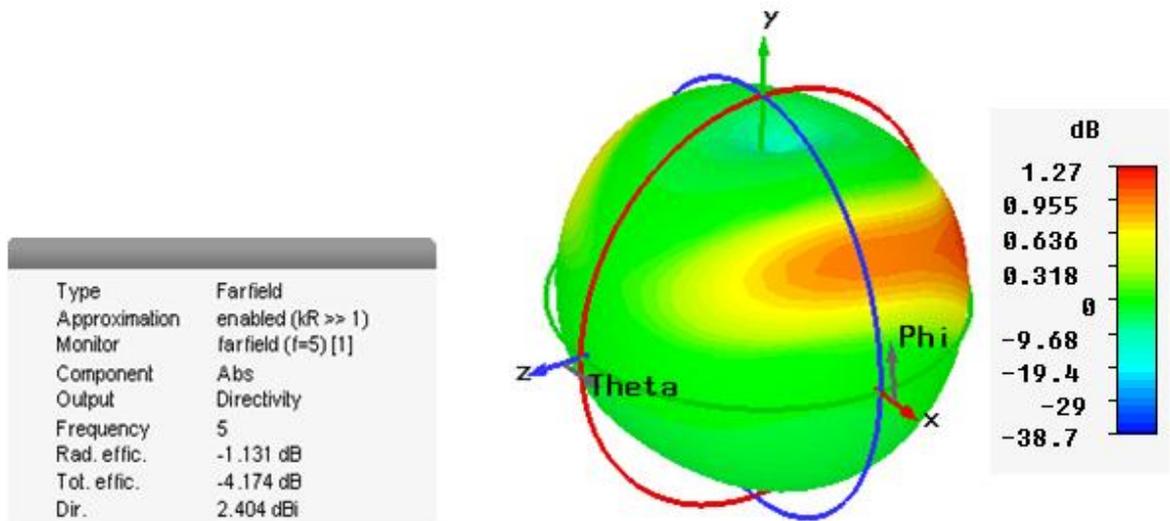
(a)



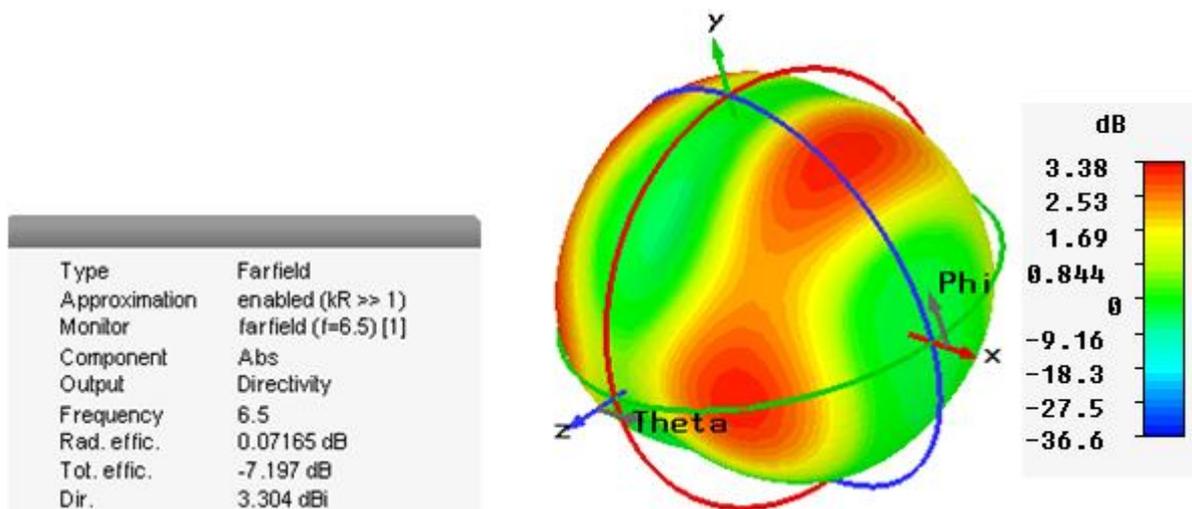
(b)

Figure III.18 : Les modèles de rayonnements 2D. (a) $f=5$ GHz, (b) $f=6.5$ GHz.

Les diagrammes de rayonnements omnidirectionnel sont montrés en 3D a la figure III.19 les résultats montrent la directivité de 2.404 dBi à $f=5$ GHz et 3.304 dBi à $f=6.5$ GHz



(a)



(b)

Figure III.19 : Les Modèles de rayonnements 3D (a) $f=5$ GHz, (b) $f=6.5$ GHz.

➤ **Le gain et l'efficacité de l'antenne**

Le gain de cette antenne n'est pas régulier, on remarque des diminutions et des augmentations, à la fréquence 10 GHz le maximum de gain observé est de 3.67dB.

Pour l'efficacité de l'antenne est égale 38% à la fréquence 5 GHz et 19% à la fréquence 6.5 GHz donc on observe que l'efficacité est bon tell que la fréquence diminue.

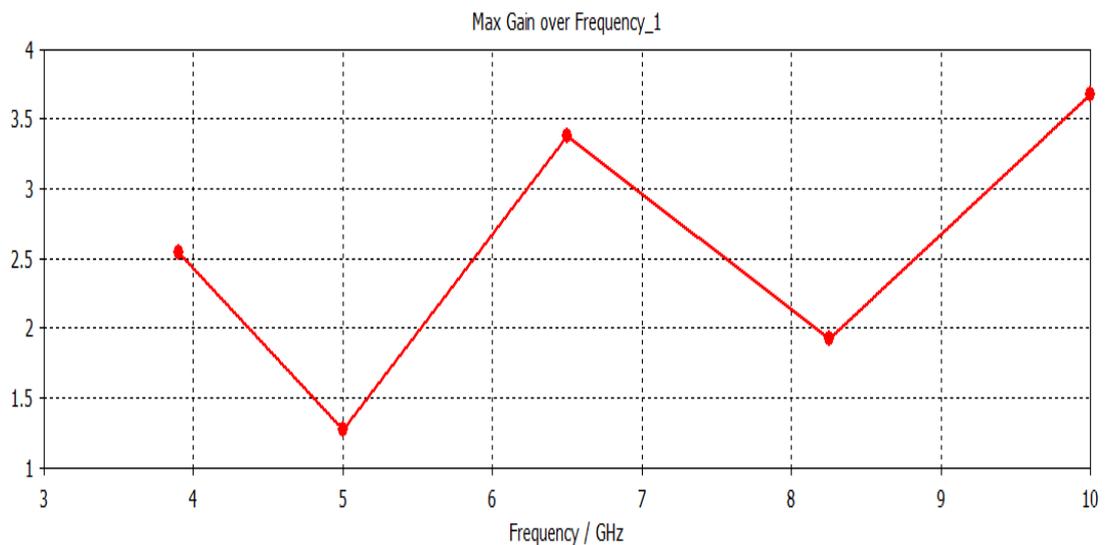


Figure III.20 : La variation de gain en fonction de fréquence.

III.4.3. Étude d'un monopole demi-disque dans l'élément rayonnement de type Hilbert

La forme ci-dessous (figure III.21) montre une antenne ultra large bande ayant une forme demi-disque avec courbe d'Hilbert au centre de l'élément rayonnement et leur différents dimensions.

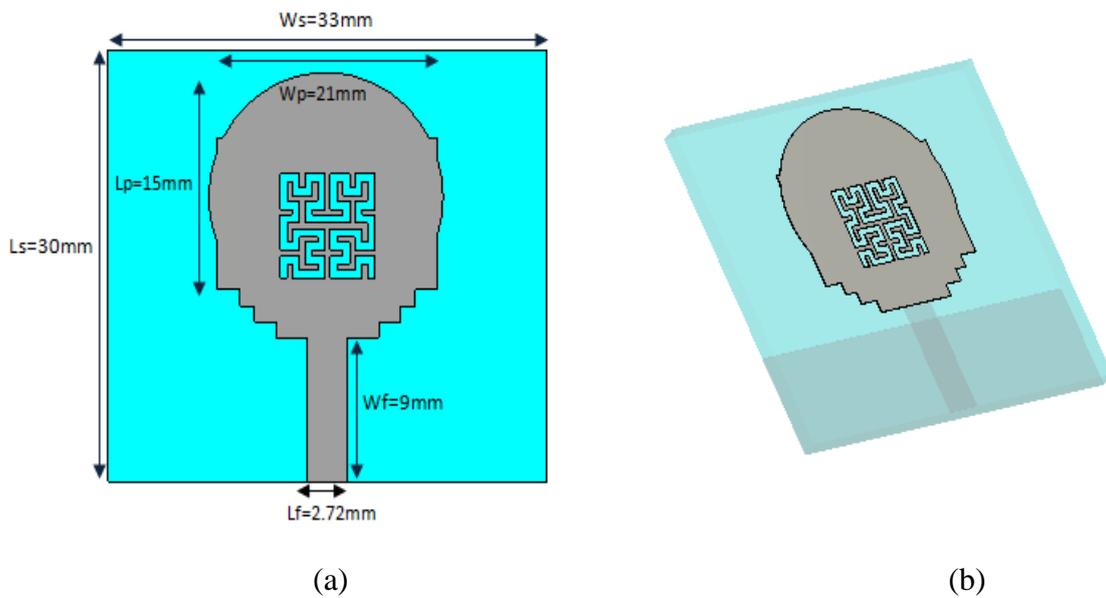


Figure III.21 : La géométrie de l'antenne. (a) Vue de face. (b) Vue au-dessous.

Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de conception d'antenne qui étudier est montrée sur le schéma III.22.

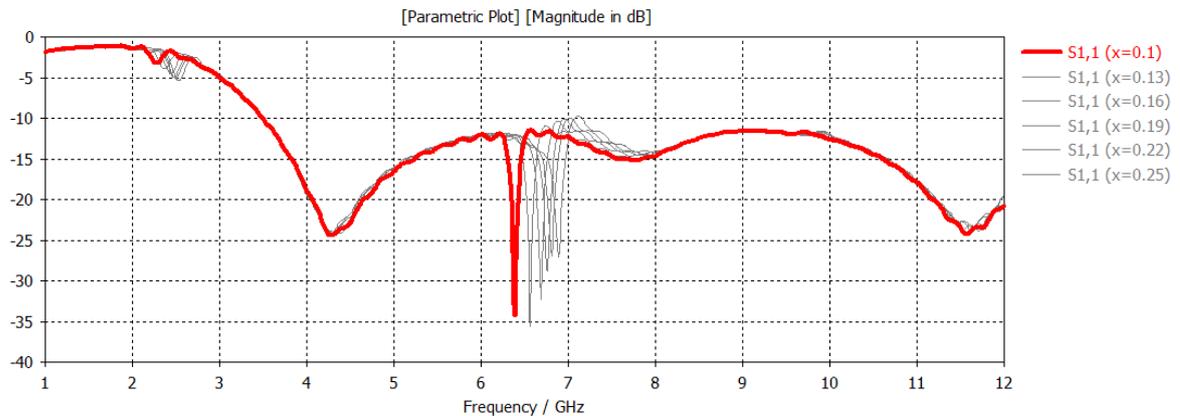


Figure III.22 : Coefficient de réflexion $S_{1,1}$.

D'après la figure III.22 on observe une bonne adaptation d'impédance à la fréquence de résonance 6.37 GHz avec un pic de coefficient de réflexion inférieur à -10 dB.

Les schémas de rayonnement en 2D et 3D de cette l'antenne à deux différentes fréquences sont illustrés sur la figure III.23, 24.

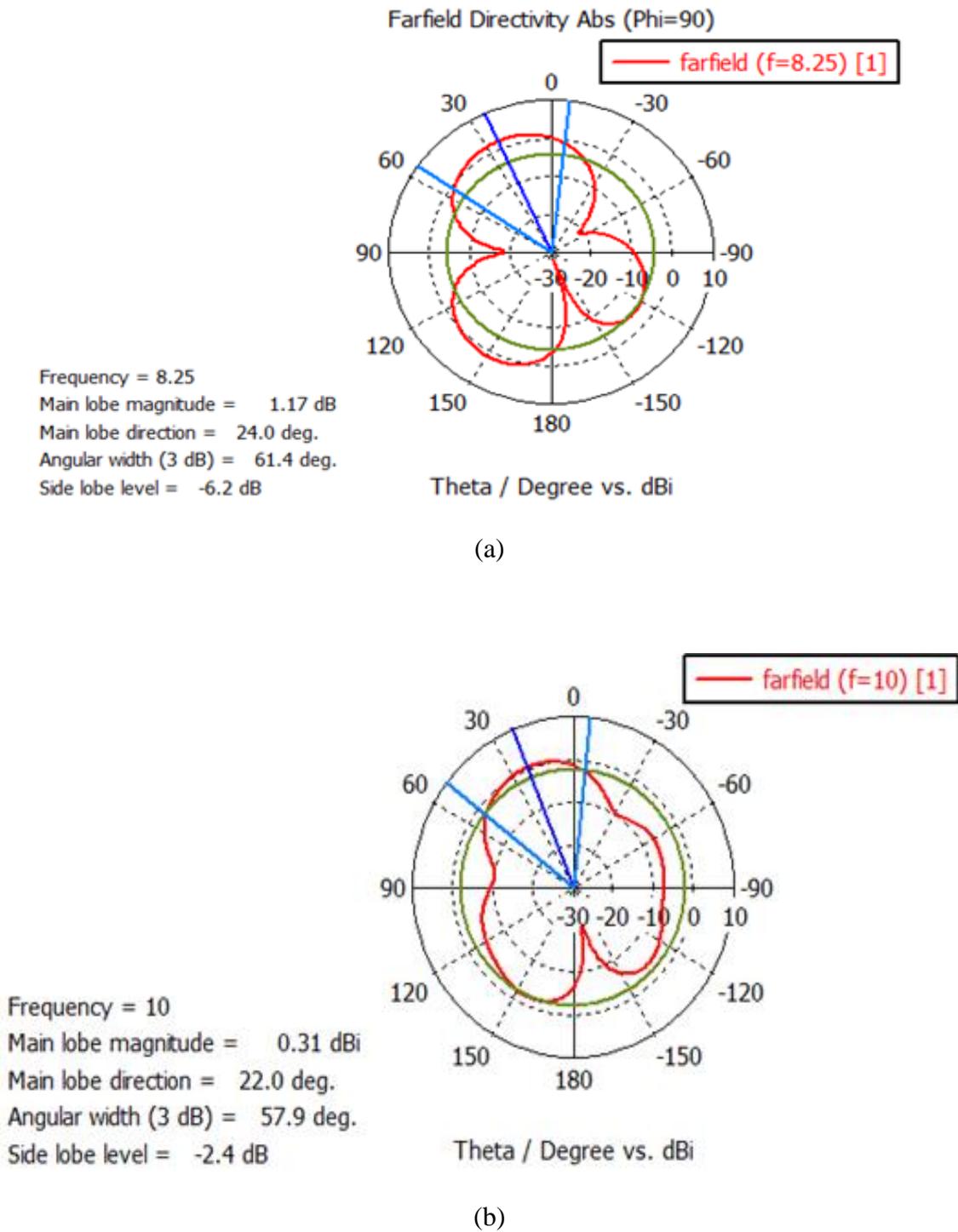
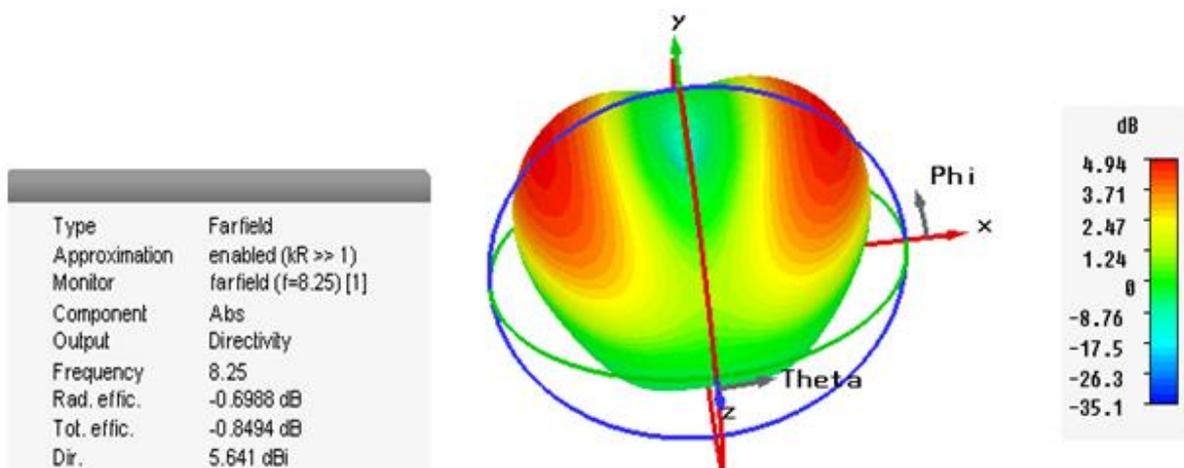
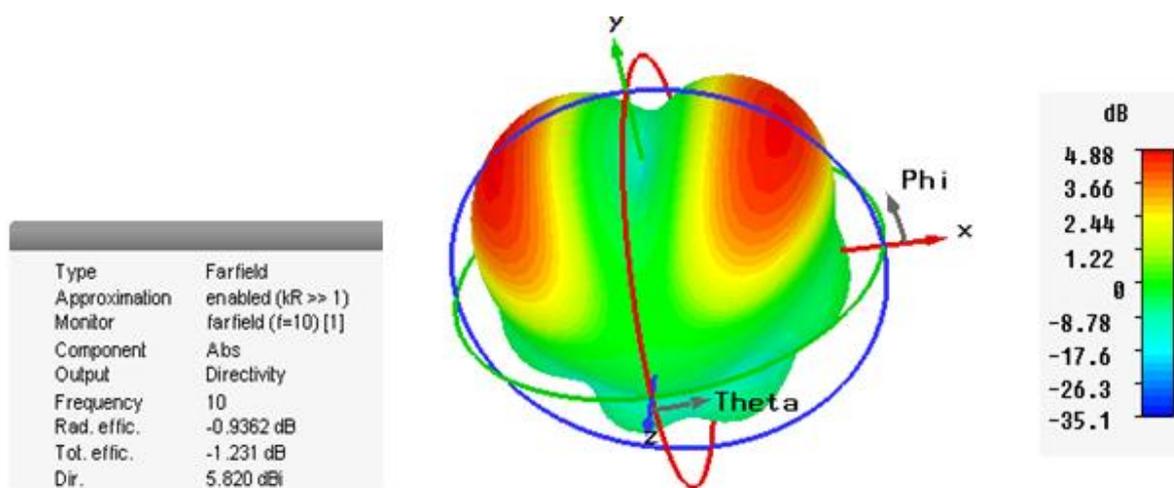


Figure III.23 : Les modèles de rayonnements 2D. (a) f=8.25 GHz. (b) f=10 GHz.



(a)



(b)

Figure III.24 : Les tracés de rayonnements 3D. (a) $f=8.25$ GHz. (b) $f=10$ GHz.

Le gain de l'antenne croît en fonction de la fréquence, d'après la figure III.25 d'ailleurs il atteint une valeur maximum de 4.99 dB. Le gain dans la direction normale varie entre 2.41dB sur toute la bande de [3.9 à 10 GHz]. On remarque qu'à la fréquence 8.27 GHz le maximum de gain observé est de 4.90 dB.

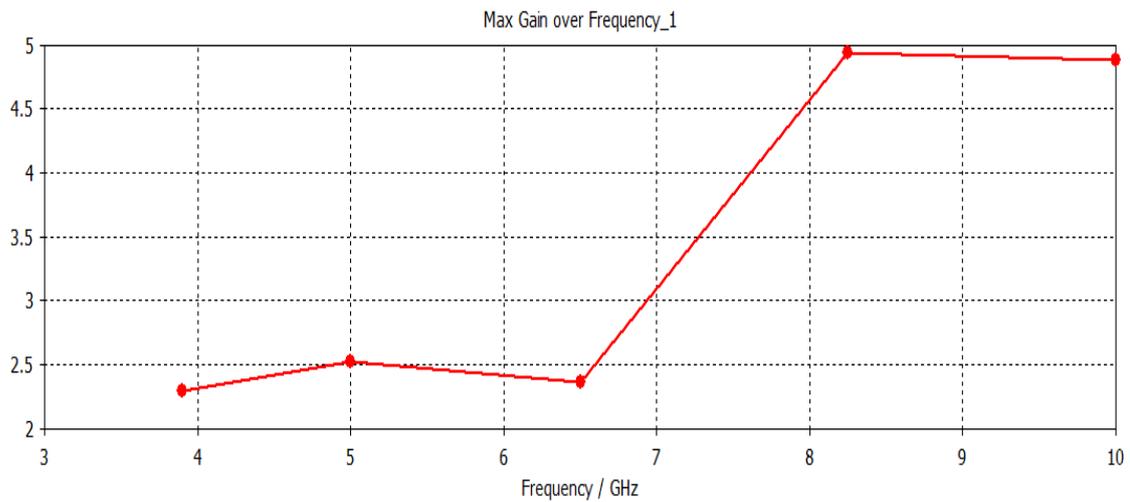


Figure III.25 : Le gain en fonction fréquence.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude sur quelques antennes Ultra Large Bande avec de cellules de type Hilbert une fois dans le plan de masse partielle et autre fois dans l'élément rayonnement. Le logiciel CST studio nous a permis de simuler les performances de ces antennes.

Les caractéristiques obtenues pour les antennes proposées (coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement et le gain de l'antenne) confirment son aptitude dans des systèmes de communication ultra large bande.

Conclusion générale

Nous nous sommes intéressés dans ce mémoire de Master à concevoir et à optimiser des antennes ULB de formes rectangulaires et demi-disque de type Hilbert. L'utilisation des fréquences d'opération dans la bande ULB a pour intérêt la réduction de la taille de ces antennes et leurs poids pour faciliter leurs intégrations dans les dispositifs de télécommunications sans fil.

En effet, nous avons exposé, dans une première étape des généralités sur les antennes, les antennes multi bandes et Ultra Large Bande.

Ensuite nous avons consacré un deuxième chapitre pour parler sur les antennes Hilbert et quelque application de ce type d'antenne.

Enfin, le troisième chapitre constitue le cœur du travail réalisé. Il a été consacré à la présentation des résultats de simulation en utilisant le logiciel CST MICROWAVE STUDIO qui porte sur la conception des antennes de fonctionnement Hilbert.

Les résultats obtenus montrent que ces antennes possèdent une large bande de fonctionnement, des caractéristiques de rayonnement directionnel, fiables et un gain modéré.

Toutes ses propriétés font que ces antennes sont de bonnes candidates pour un fonctionnement Ultra Large Bande et les applications d'imagerie.

En perspective à ce travail, nous avons envisagés les points suivants :

- L'étude de d'autres formes d'antennes de type Hilbert à fin d'améliorer d'avantages les performances de ces antennes.
- Les antennes ULB permettant la rejection d'une bande de fréquence ou plusieurs bandes de fréquences afin de permettre la coexistence de l'ULB avec d'autres systèmes de communications sans fils existants actuellement.

Annexe A :

A.1. La Ligne micro-ruban

La ligne micro-ruban comporte un substrat diélectrique métallisé sur la face arrière (le plan de masse) et un circuit métallisé sur la face avant [83].

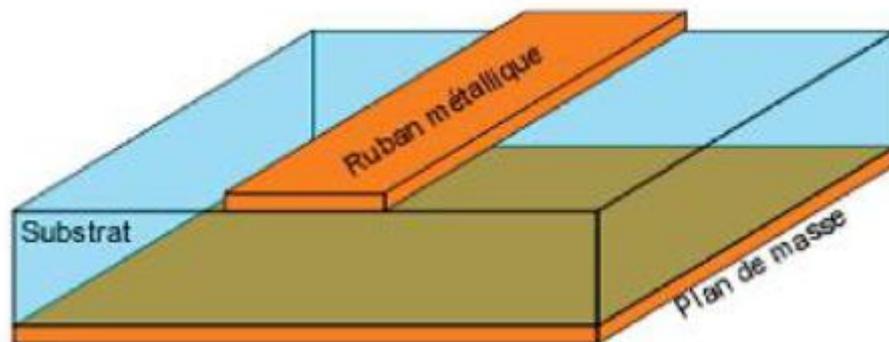


Figure A.1: Vue tridimensionnelle d'une ligne micro-ruban.

Les lignes micro-rubans sont constituées d'un ruban métallique sur un substrat diélectrique et un plan de masse sur la face arrière de ce substrat. Sur cette ligne, le mode de propagation est de type quasi-TEM et l'impédance caractéristique, pour une permittivité donnée, est déterminée par le rapport w/h (avec w la largeur de la ligne et h la hauteur du diélectrique). Les lignes de champs électromagnétiques sont situées principalement dans le substrat diélectrique [84].

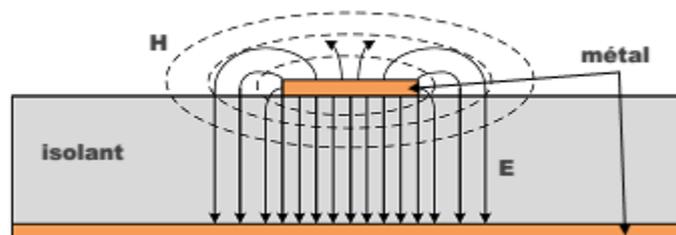


Figure A.2: Répartition des lignes de champs dans un micro-ruban, les traits représentent le champ électrique et les traits pointillés représentent le champ magnétique.

A.2. La Technologie Micro-ruban actuellement

Les antennes micro-ruban et particulièrement les patches qui ont été inventés durant les années cinquante, présentent l'avantage d'être facilement intégrées dans les surfaces planes, en plus ils présentent une rigidité, faible cout de production et une bonne performance en termes de résonance, mais cependant ils présentent quelques inconvénients comme une bande passante étroite et faible polarisation [85], en bref les avantages et les limitations du patch connus depuis longtemps sont :

A.2.1. Avantages

- Faible poids, et encombrement minimal.
- Faible coût de production, et possibilité de production en masse.
- Polarisation linéaire et circulaire.
- Multi-polarisation possible.
- Compatibilité avec les circuits MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuits).
- Réseau d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne. [86]

A.2.2. Limitations

- Bande étroite à cause des limitations physiques et géométriques et un faible gain arrivant jusqu'à 5 à 6 dB au maximum.
- Rayonnement dans le demi-plan.
- Puissance maximale de rayonnement est de 100W, alors une plus grande puissance d'alimentation provoque l'éclatement de l'antenne et de ses connexions.
- Pertes de radiation impliquées par les ondes de surface.

Quelques diverses applications de la technologie micro-ruban sont : applications mobiles comme le Wifi, application dans le domaine aéronautique comme plaquage d'une antenne au fond d'un avion pour se communiquer avec une station de sol... [87].

A.3. Caractéristiques d'une ligne micro ruban

Ses caractéristiques sont :

- La vitesse de propagation le long de la ligne V_p .
- L'impédance caractéristique Z_c de la ligne de transmission.
Elles dépendent notamment des paramètres suivants :
- La largeur du ruban W .

- L'épaisseur du substrat h .
- La permittivité relative du substrat ε_r [88].

Annexe B

B.1. Présentation du logiciel CST

CST Microwave studio est un logiciel complet pour l'analyse et la conception électromagnétique dans la gamme des hautes fréquences. Il simplifie le processus de saisie de la structure et la définition des équipements en fournissant une interface graphique de modélisation puissante et solide (Figure B.1). Après la modélisation du composant, une procédure de maillage automatique peut être appliquée avant que le moteur de simulation ne soit lancé.

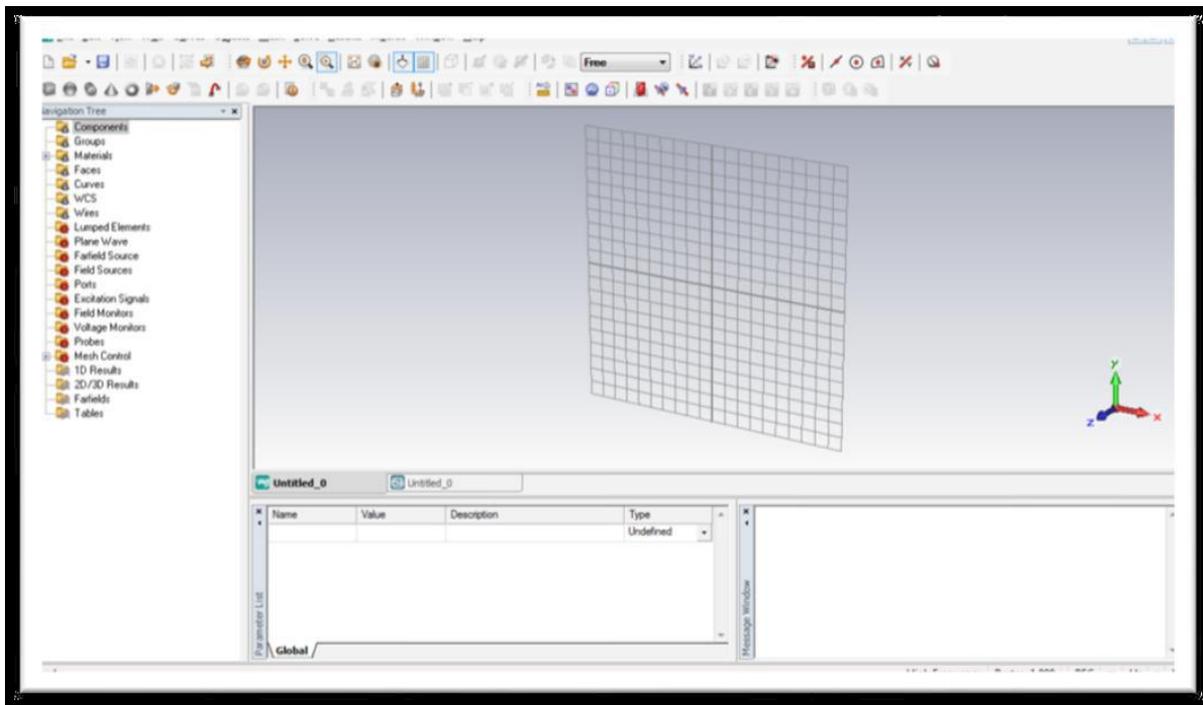


Figure B.1 : Interface graphique de CST Microwave studio.

CST Microwave studio est un module qui fait partie du logiciel CST STUDIO SUITE [et propose un certain nombre de solveurs pour différents types d'application [89]. Comme aucune méthode ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'application, le logiciel contient quatre techniques différentes de simulation à s'avoir le solveur transitoire, solveur fréquentiel, solveur d'équation intégrale et solveur de mode propre.

- **Solveur transitoire**



Il s'agit d'un module 3D général qui permet d'obtenir des simulations en temps réel, ce qui peut être intéressant pour étudier la propagation du champ dans un composant électronique en fonction du temps.

- **Solveur fréquentiel** 

Comme le solveur transitoire, il est constitué d'un solveur général basé sur une méthode fréquentielle. Selon la structure étudiée, le maillage peut être cartésien ou tétraèdre.

- **Solveur intégral** 

Ce solveur est dédié aux plus grandes structures électriques. Il se fonde sur la méthode des moments avec une formulation intégrale des champs électriques et magnétiques. L'approche MLFMM est utilisée Afin de réduire la complexité numérique.

- **Solveur modal** 

Ce solveur est dédié à des simulations de structures fermées résonantes. Les résultats qui peuvent être obtenus sont par exemple la distribution des modes ainsi que les fréquences de résonance de la structure.

Pour mieux répondre aux applications particulières. L'outil le plus flexible est le solveur transitoire, qui peut obtenir le comportement fréquentiel pour une large bande de fréquence par une seule et unique simulation. Il est basé sur la technique FIT qui a été introduite en électrodynamique. Ce solveur est efficace pour la plupart des types d'applications à haute fréquence tels que des connecteurs, des lignes de transmission, filtres, antennes ainsi de suite.

B.2. Les modules d'exécution du logiciel CST

Ils existent plusieurs modules d'exécution sous le logiciel CST, on va les sites comme suit:



Figure B.2 : Les modules d'exécution du logiciel CST.

B.3. D'autres méthodes numériques utilisées par CST

En plus de la méthode FIT utilisé par CST ce dernier utilise aussi les méthodes d'analyse numérique suivantes :

- Méthode des différences finies (FEM).
- Méthode des moments (MoM).
- Méthode de domaine de temps de différence finie (FDTD).
- Méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM).

Ces méthodes ne souffrent d'aucune approximation, et s'avèrent être très rigoureuses, puisqu'aucune supposition initiale n'est considérée. En outre, ces méthodes permettent d'étudier des formes très variées, mais font appel à des formulations ou calculs plus complexe et des temps de calcul plus importants.

Bibliographie générale

- [1] Hafedh Ben IBRAHIM GAHA,(Analyse et Conception des Antennes Fractales Applications aux Télécommunications Large Bande), Ecole doctorale GEET&Ecole doctorale STI, 18 Juillet 2007.
- [2] HELIER, M. : Techniques micro-ondes, Structures de guidage, dispositifs passifs tubes micro-ondes. Ellipses, Collection Technosup -Les cours de l'Ecole Supérieure d'Electricité, ISBN 2-7298-0497.April, 2001.
- [3] www.alexandre-boyer.fr
- [4] Z. N.Chen, K.M.Luk « Antennas for Base Stations in Wireless Communications,MacGraw Hill, 2009, 978-0-07-161289-0
- [5] cours-antennes,(INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE TOULOUSE)
- [6] http://www.telecom.ulg.ac.be/teaching/notes/total1/elen008/nodes92_mn.html
- [7] Yijun Zhou; Chi-Chih Chen; Volakis, IL., "Single-fed Circularly Polarized Antenna Element With Reduced Coupling for GPS Arrays," IEEE Trans. On Antennas and Propagation, vol.56,no.5, pp.1469-1472, May 2008.
- [8] GAHA, H. ; CHOUBANI, F. ; DAVID, J. ; BOUALLEGUE, A. : Intrinsic Correlated Parameters for Modified Sierpinski Multi-band Antenna Design. *La 4ème Conférence Internationale, JTEA ' 2006, Tunisie- 12-13-14- Mai 2006.*
- [9] H. Chaker, M. Abri and H. A. Badaoui , Hybrid Evolutionary Algorithm Genetical Swarm Optimization for 1D and 2D Annular Ring Unequally Spaced Antennas Arrays Synthesis, *Electromagnetics, Volume 36, Issue 08, pp 485-503, 2016.*
- [10]H. Chaker, M. Abri and H. A. Badaoui, Multi-Beam Ring Antenna Arrays Synthesis by the Application of Adaptive Particle Swarm Optimization, *Progress In Electromagnetics Research 50, 169-181, Vol. 50, 2016.*
- [11]ABRI. M., Boukli-hacene. N and Bendimerad. F. T., 'Application of the genetic algorithm to the ring printed antennas arrays synthesis', *International Journal of Modelling and Simulation. Volume 28, Number 2, pp. 174–181, 2008.*
- [12]ABRI. M., Boukli-hacene. N., Bendimerad. F. T. and Cambiaggio. E, 'Design of Ring Printed Antennas Array for Dual Band', *Microwave Journal, vol.49, no.5, p.228-232, 2006, May 2006.*
- [13]ABRI. M., Boukli-hacene. N et Bendimerad. F. T., « Application du recuit simulé à la synthèse d'antennes en réseau constituées d'éléments annulaires imprimés» *Annales des télécommunications, 60, N°11-12, pp. 1424-1440, 2005.*
- [14]Soumia Didouh, Mehadji Abri, Hadjira ABRI Badaoui, 'A New C and Ku-band Logarithmically Periodic Linear Bowtie Antennas Array Design Using Lum ped-element Equivalent Schematic Model', *AEU - International Journal of Electronics and Communications, 2015, 69, 12, pp. 1766–1772.*
- [15]Mohammed Moulay, Mehadji Abri, and Hadjira Abri Badaoui, 'Quad-Band Bowtie Antenna Design for Wireless Communication System Using an Accurate Equivalent Circuit Model', *International Journal of Microwave Science and Technology, Article ID 637607, 2015*

Bibliographie générale

- [16] Mohammed Moulay, Mehadji Abri, 'Bowtie Antennas Design for Bluetooth/Wimax/Wifi Applications', international journal of microwave and optical technology, international journal of microwave and optical technology, Vol. 9, N°4, pp. 282-287, 2014.
- [17] Mohammed Moulay, Mehadji Abri and Hadjira Abri Badaoui, 'ARBITRARY SHAPED TRIPLE BAND BOWTIE ANTENNA DESIGN FOR WLAN APPLICATIONS', International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing, ICOSIP'2015, 8-9 November, Tlemcen, Algeria.
- [18] M. MOULAY, M. ABRI, H. ABRI BADAOU, 'Triple Band Antenna Design for LTE2300/Wimax/WLAN Based on Equivalent Circuit Model', International Conference of ICT and Telecommunication, ICTTELECOM2015, 16-18 May 2015, Oran, Algeria.
- [19] M. MOULAY, M. ABRI and H. ABRI BADAOU, 'THREE BAND BOWTIE ANTENNA FOR LTE/BLUETOOTH/WLAN APPLICATIONS USING TRANSMISSION LINE APPROACH', Colloque international TELECOM'2015 & 9èmes JFMMA 13, 14, 15 mai 2015, Meknès- Maroc.
- [20] M. MOULAY, M. ABRI and H. ABRI BADAOU, 'Arbitrary shaped antenna design for LTE2300/LTE2500/WLAN applications', 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT), 25-27 May 2015, Tlemcen, Algeria.
- [21] Salim Mohammed Bahloul, Mehadji Abri, 'Bi-band Linearly and Circularly Polarized Antennas Array Design using the Log Periodic Concept', international journal of microwave and optical technology, Vol. 9, N°4, pp. 267-273, 2014.
- [22] M. ABRI, S. M. Bahloul and H. Abri Badaoui, 'Multi-Layered Ring Log-Periodic Antennas Array Design for GPS Systems', International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC), Vo. 4, No. 3, pp. 81-92, May-June 2012.
- [23] M. S. Bahloul, M. ABRI and F. T. Bendimerad, 'Stacked Printed Antennas Array For C Band Applications', international Journal of Distributed and Parallel systems (IJDPS), Vo. 3, N. 3, pp. 275-286. May-June 2012.
- [24] S. Didouh, M. ABRI, and F. T. Bendimerad, 'Corporate-Feed Multilayer Bow-Tie Antenna Array Design Using a Simple Transmission Line Model', Modelling and Simulation in Engineering, Volume 2012, Article ID 327901, 8 pages. Doi:10.1155/2012/327901.
- [25] B Haouzi, S Didouh, M Abri, Folded Log-periodic Bow-tie Antenna Array Modeling Using the Transmission Line Model: Ku band Application, INTERNATIONAL ACADEMY OF MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY 12 (3), 182-187, 2017.
- [26] S. Didouh, M. ABRI and F. T. Bendimerad, 'Multilayered BOW-TIE Antennas Design for RFID and Radar Applications Using a Simple Equivalent Transmission Line Model', International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC), Vo. 4, No.3, pp. 121-131, May-June 2012.
- [27] Soumia Didouh, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, 'A novel design of bow-tie antennas array for uplink C-band applications based on fast and efficient

Bibliographie générale

- computational equivalent model’, Seminar on Detection Systems Architectures and Technologies(DAT),1-6,2017.
<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7889176/>
- [28] M. ABRI, H. Abri Badaoui, M. A. Belhadi, I. Kalai, ‘Log Periodic Bow-Tie Antennas (Lpa) Design Using The Transmission Line Model’, journal of radio electronics, N7, pp. 1-19, 2012.
- [29] Mohammed Messaoudene, Mehadji Abri, ‘Series and Corporate Inset Fed Antennas Array Design For Wimax Applications Based on Modified Three Port Transmission Line Model’, international journal of microwave and optical technology, Vol. 9, N°4, pp. 274-281, 2014.
- [30] M. Messaoudene, M. ABRI and H. Abri Badaoui, ‘Conception et Optimisation des Réseaux d’Antennes à Encoches Par un Modèle Equivalent Rigoureux à Trois Ports Modifié Pour Systèmes UMTS’, 9ème Conférence sur le Génie Electrique Bordj El Bahri, 14 -15 Avril 2015.
- [31] M. F. Bendahmane, M. ABRI, F. T. Bendimerad and N. Boukli-Hacene, ‘A Simple Modified Transmission Line Model for Inset Fed Antenna Design’, IJCSI International Journal of Computer Science Issues, Vol. 7, Issue 5, pp 331-335, (2010).
- [32] ABRI. M., Boukli-hacene. N, Bendimerad. F. T., and Bousahla. M, “A Flexible Transmission Line Model for Series-line Antennas Array Design”. International Journal of Microwave and Optical Technology, ISSN 1553-0396, Vol 5, No. 2, pp. 69-75, mars 2010.
- [33] M. ABRI, H. Abri Badaoui, H. Dib and A. S. E. Gharnaout, ‘Bi-band bow-tie antennas array design using a simple equivalent transmission line model’, International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC) Vol.4, No.4, pp 279-290, July 2012.
- [34] M. ABRI, H. Abri Badaoui, H. Dib and A. S. E. Gharnaout, ‘Bi-band bow-tie antennas array design using a simple equivalent transmission line model’, International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC) Vol.4, No.4, pp 279-290, July 2012.
- [35] Souad BERHAB, Mehadji ABRI, Ramzi GHARBI, ‘Slotted Microstrip Patch Antenna Analysis Based on the Wave Concept Approach’, International Conference on Automatic, Telecommunication and Signals, ICATS 2015, November 16-18, annaba, Algeria.
- [36] Berhab Souad, Abri Mehadji and Gharbi Ramzi, ‘ New designs of Inset-Fed and Fractional printed Antennas Analysis base on WCIP Technique’, International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing, ICOSIP’2015, 8-9 November Tlemcen, Algeria.
- [37] S. Berhab and M. ABRI, ‘Analyse of Planars Structures By Using The Iterative Method In Multilayer Configuration’, 9ème Conférence sur le Génie Electrique Bordj El Bahri , 14 -15 Avril 2015.
- [38] Souad Berhab, Mehadji Abri, Ramzi Gharbi, Rigorous iterative full wave method for the analysis of multi-band arbitrary U shaped antennas, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 58, 10, pp. 2358-2364, 2016.

Bibliographie générale

- [39] Souaad Doucha and Mehadji Abri, 'New Design of Leaky Wave Antenna Based on SIW Technology for Beam Steering', International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC), Vol.5, No.5, September 2013.
- [40] Odile Picon et coll; " Les antennes Théorie, conception et applications "; DUNOD, Paris, 2009, ISBN 978-2-10-054245-1.
- [41] <http://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM08/RM08y/RM08y00.html>.
- [42] Soltane Samia «étude et caractérisation d'antennes imprimées pour system ultra-large bande», 17/11/2015
- [43] Zaoui Bachir «Modélisation d'une antenne micro ruban compacte », 02 juin 2015
- [44] P. Troughton, "High Q factor resonators in microstrip", Electronics Letters, vol. 4, pp. 520-522, 1968.
- [45] Yamina Tighilt; " Identification des antennes micro rubans multicouches par la méthode spectrale et les réseaux de neurones "; thèse de doctorat en Sciences, Département d'électronique, Université Ferhat Abbas, Setif, 23 juin 2011.
- [46] Raghvendra Kumar Chaudhary, Gautam Kumar Singh, Kumar Vaibhav Srivastava, Animesh Biswas, " Coaxial Fed Half-Split Multilayer Cylindrical Dielectric Resonator Antenna for Wideband Applications", Microwave Conference (EuMC), 41st European, IEEE, 2011
- [47] W. Huang, A.A. Kishk, "Compact wideband multi-layer cylindrical dielectric resonator antennas", Microwaves, Antennas & Propagation, IET, vol.1, Issue.5, 2007.
- [48] J. ROGER, « Antennes Techniques », Techniques de l'Ingénieur, traité Électronique, E3284.
- [49] Brahimi Ali, «Etude de la Technologie des Antennes Multi-bandes pour les Applications Spatiales», Ecole Doctorale des Technologies et Applications Spatiales, 2009.
- [50] Sami Hebib, «Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales», 16 Dec 2008
- [51] R. Mongia, I. Bahl, P. Bhartia, RF and Microwave Coupled-Line Circuits. Norwood, MA: Artech House, 1999 .
- [52] N Belgacem, M Abri, W Belgacem, A Compact Multi-band PIFA Antenna for UMTS and WLAN Mobile Applications, ACM International Conference Proceedings Series of International Conference on Computing Wireless & Communication Systems, ICCWCS'17, November 14–16, 2017, Larache, Morocco.
- [53] M. ABRI, N. BELGACEM and W. BELGACEM, 'NEW GSM, DCS and GSM/DCS PIFA ANTENNAS DESIGNS FOR WIRELESS NETWORKS APPLICATIONS ', Journal of Information & Network Security (IJINS), Vol.2, No.4, pp. 305-310, August 2013.
- [54] Y. Belhadef, N. Boukli-Hacene and M. ABRI, 'Miniature Wideband Antennas Cover 900 And 1800 MHz', Microwaves and RF journal, vol. 48, no. 9 , Sep 2009.
- [55] Agilent ADS 2006A, <http://www.agilent.com>

Bibliographie générale

- [56] AMEZIANE Djamel, Etude et Optimisation d'Antennes Fractales Plaquées, 20 mai 2009
- [57] A.Silvennoinen«Unlicensed reuse of licensed spectrum: case ULB»,Seminar on Networking Business,Nov.2004
- [58] Etude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsional , Préparée au laboratoire de l'Institut de Microélectronique, Electromagnétisme et Photonique dans le cadre de l'Ecole Doctorale "Electronique, Electrotechnique, Automatique, Traitement du Signal (EEATS)", Laurence BABOUR, le 7 mai 2009.
- [59] S.robert«Ultra large bande –une technologie de plus»,jubilee l'ITG,23 JUIN 2004.
- [60] L Douchet, M Sauzeix, S Tisserant, « Electronique MP», 2007.
- [61] M. ABRI, H. BADAoui and Z. BERBER, 'A Bow-Tie Bluetooth/Wimax Antenna Design for Wireless Networks Applications', International Journal of Information & Network Security (IJINS) Vol.1, No.3, August 2012, pp. 207-215 ISSN: 2089-3299.
- [62] T. Weiland, 'A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six component -eldest," Electronics and Communications AEUE, vol. 31, no. 3, pp. 116-120, 1977.
- [63] BOUTEHLouLA Sarra ,«Conception des Diviseurs Optimales à base de la Technologie SIW pour Télécommunication Spatiales»,juin 2015
- [64] David M. Pozar, Daniel H. Schaubert , "Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays",2002.
- [65] Ghriti Khanna ECE Department, Narinder Sharma, "Fractal Antenna Geometries: A Review" International Journal of Computer Applications Volume 153 – No7, November 2016.
- [66] Ankita Tiwari, Dr. Munish Rattan, Isha Gupta, " Review On: Fractal Antenna Design Geometries and Its Applications" IJECS Volume3 Issue9 September, 2014.
- [67][Ahmed Azeez Khudhair Al-Zabee^{1,2}, Saba Qasim Jabbar¹, Desheng Wang¹ ¹School of Information and Communication Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China ²General Directorate of Electricity Distribution for Middle Euphrates, Ministry of Electricity, Iraq engahmedazeez1@yahoo.com)
- [68] Z. Du, K. Gong, J. S. Fu, B. Gao, "Analysis of microstrip Fractal patch antenna for multi-band communication," Electronics Letters, vol. 37, no. 13, Jun. 2001, pp. 805-806.
- [69](D. Fazal, Q.U. Khan and M.B. Ihsan, "Use of partial Koch boundaries for improved return loss, gain and sidelobe levels of triangular patch antenna," Electronics Letters, Vol. 48, No.15 ,pp. 902-903, July 2012.)
- [70] A. Nagpal, S.S. Dhillon and A. Marwaha, "Multiband E-Shaped fractal microstrip patch antenna with DGS for wireless applications," In Proceedings of International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks (ICCICN-2013), Mathura, India, pp. 22-26, 2013.

Bibliographie générale

- [71] J. C. Liu, D. C. Chang, D. Soong, C. H. Chen, C. Y. Wu, L. Yao, "Circular Fractal antenna approaches with Descartes circle theorem for multiband/wideband application," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 44, no. 5, Mar. 2005, pp. 404-408.
- [72] (J. Pourahmadazar, C. Ghobadi, and J. Nourinia, "Novel Modified Pythagorean Tree Fractal Monopole Antennas for UWB Applications," *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, Vol. 10, pp. 484-487, 2011.)
- [73] J.Q. Howell, "Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Vol.23, pp. 90-93, Jan 1975.
- [74] (Saloni Upadhyay Lalit Jain, "Fractal Antenna for UWB Applications: A Review" *International Journal of Computer Applications* Volume 145 – No.9, July 2016.)
- [75] Study of Compact Hilbert Curve Fractal Antennas for Implantable Medical Applications , October 2012.
- [76] M.A.Azad and M.Ali, 2006, "A Miniaturized Implantable Antennas for GPS Application," *IEEE*.
- [77] M. F. Abedin and M. Ali, "Modifying the ground plane and its effect on planar inverted-F antennas (PIFA's) for mobile phone handsets," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 2, no. 15, pp. 226-229, 2003.
- [78] J. Zhu, A. Hoorfar, and N. Engheta, "Bandwidth, cross-polarization and feed point characteristics of matched Hilbert antennas," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 2, pp. 2-5, 2003.
- [79] Abdalmonam H. Zahed «Design of Hilbert Fractal Antenna for Partial Discharge Detection and Classification»
- [80] UHF Enclosed Hilbert Antenna for Partial Discharge On-site Testing WANG Peng1, KUANG Fen2, LIU Mingjun1, ZHOU Qiukuan1
- [81] Li Jian, Ning Jiabin, Jin zhuorui, Wang Youyuan, Li Ming, "Research on UHF Hilbert fractal antenna for online transformer PD monitoring," *Electric Power Automation Equipment*, vol.27, no.6, pp.31-35, 2007
- [82] Vinoy K J, Jose K A, Varadan V K, Varadan V V, "Hilbert curve fractal antennas with reconfigurable characteristics," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol.3, pp. 381-384, 2001.
- [83] Ain Rahman, « Microstrip Design in a Silicon Technology using Closed Form Analytical Expressions transition », *High frequency electronics*, April 2007.
- [84] Stéphane PINON, "Etude de la reconfigurabilité de circuit R par des réseaux fluidiques. Conception et fabrication de microsystèmes intégrés sur substrat souple. », Thèse de doctorat, Université de Toulouse, Décembre 2012.
- [85] [<http://membres.multimania.fr/aliouneba/pdf/partie2.pdf>]
- [86] Rabih SLIM & Khalil HAYDAR, Conception d'une Antenne Patch ou Réseau d'antennes A gain fort et haute Directivité pour Applications Wifi 2.45 GHz, Université Antonine
- [87] M. HASSAD, "MODÉLISATION D'UNE ANTENNE PATCH RÉALISÉE SUR UNSUBSTRAT À TENSEURS DE PERMITTIVITÉ ET DE

Bibliographie générale

- PERMÉABILITÉ DIAGONAUX», thèse pour l'obtention de la Magistère en électronique, pp. I.8-17, Uni. BATNA, ALGERIE.
- [88] ESINSA option télécommunication-téledétection *analyseur de réseaux et circuits HF *TP télécom.
- [89] [7] T. Weiland, "A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six component -eldest," Electronics and Communications AEUE, vol. 31, no. 3, pp. 116-120, 1977.

Résumé

La technologie Ultra Large Bande est utilisée dans plusieurs domaines et applications ce qui nécessite des antennes adaptées. Ce mémoire étudie et analyse quelques antennes ULB particulières appelées antennes de Hilbert. La modification des paramètres géométriques ainsi que la technique alimentation, améliore l'adaptation, élargie la bande passante et réduit l'encombrement. Grâce à ces antennes on obtient un rayonnement optimal à cout limité.

L'objectif de ce travail de mémoire est de proposer des structures originales des antennes ULB à base de cellules de type Hilbert pour les application sans fil.

Les résultats fournis par le logiciel CST Microwave Studio montre une très bonne adaptation avec un fonctionnement Ultra Large Bande. Ces antennes peuvent donc répondre aux normes appropriées selon les fréquences désirées.

Mots clés : Antenne ULB, Hilbert, plan de masse partielle, simulation.

Abstract

Ultra Wide Band technology is used in many areas and applications which requires suitable antennas. This thesis studies and analyzes some particular ULB antennas called Hilbert antennas. The modification of the geometrical parameters as well as the feeding technique, improves the adaptation, widens the bandwidth and reduces the congestion. Thanks to these antennas we obtain an optimal radiation with limited cost.

The objective of this memory work is to propose original structures of ULB antennas based on Hilbert type cells for wireless applications.

The results provided by the CST Microwave Studio software show a very good adaptation with Ultra Wide Band operation. These antennas can therefore meet the appropriate standards according to the desired frequencies

Keywords: ULB antenna, Hilbert, partial mass plan, simulation.

ملخص

تستخدم تقنية النطاق الواسع في العديد من المجالات والتطبيقات التي تتطلب هوائيات مناسبة. تقوم هذه الأطروحة بدراسة وتحليل بعض الهوائيات ذات النطاق الواسع خاصة التي تسمى هوائيات هيلبرت. يعمل تعديل المعلمات الهندسية وتقنية التغذية على تحسين عملية التكيف وتوسيع النطاق الترددي وتقليل الازدحام. بفضل هذه الهوائيات نحصل على إشعاع مثالي بتكلفة محدودة.

الهدف من هذه المذكرة العمل و اقتراح الهياكل الأصلية للهوائيات ذات النطاق الواسع على أساس خلايا نوع هيلبرت للتطبيقات اللاسلكية.

تظهر النتائج التي يوفرها برنامج المحاكاة تكيفا جيدا جدا مع تشغيل تقنية النطاق الواسع وبالتالي يمكن لهذه الهوائيات أن تلبى المعايير المناسبة وفقا للترددات المرغوبة.

كلمات البحث:

خطة كتلة جزئية ، محاكاة Hilbert هوائي واسع النطاق.