

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR



ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université SAAD DAHLEB de Blida 1

Institut d'aéronautique et des études spatiales

Département de la navigation aérienne



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER 02 EN
AERONAUTIQUE

Option : CNS/ATM

Thème :

**Etude de l'influence de la géométrie des
structures aérodynamiques sur les antennes
Ultra Large Bande**

Réalisé par :

SEMARA Ouahiba

BENMAZOUZ Chikh Oussama

Encadré par :

Dr/HAMOUDA Zahir

Promotion: 2017

ملخص

يقدم هذا المشروع تصميمًا لهوائي ثنائي القطب منحنى على شكل أسطوانة. هذا النوع من الهوائيات له خصائص كهربائية وميكانيكية هوائية مميزة تسمح باستخدامه في تطبيقات تتطلب خصائص المرنة. الهوائيات ثنائية القطب مطبوعة و مسطحة ستصمم على شكل أسطوانات ذات نصف قطر $R1=50$ مم و $R2=80$ مم و NACA0012. البرنامج HFSS Ansoft يسمح بمحاكاة خصائص الهوائيات. المحاكاة سوف تجري في نطاق التردد [1-8 GHz] حيث نستعمل في المحاكاة ركيزة ذات خصائص ميكانيكية مرنة Rogers RT/Duroid و ذات سماحية العزل 2.2 و ظل زاوية الضياع 0,0009.

كلمات مفتاحية : معامل الإنعكاس، ثابت العازل، هوائي قابل لإعادة التشكيل، برنامج HFSS.

Résumé

Ce projet présente la conception des antennes reconfigurables. Ce type d'antennes possède des propriétés électriques et mécaniques intéressantes pour une utilisation dans des applications nécessitant des propriétés de flexibilité. Les antennes seront conçues sous forme de deux cylindres de diamètres $R1=50$ mm, $R2=80$ mm et NACA0012. Le logiciel HFSS-Ansoft permet de simuler les caractéristiques d'antenne. La simulation sera réalisée dans la bande de fréquence [1-8 GHz] et le substrat diélectrique utilisé est le Rogers RT/Duroid. Dont la permittivité diélectrique relative est de 2.2 avec une tangente de perte de 0,0009.

Mots clés : Antenne reconfigurable, coefficient de réflexion, permittivité diélectrique relative, HFSS-Ansoft.

Abstract

This work presents the design of a reconfigurable antenna. This type of antennas has important electric and mechanical properties for use in many applications that need flexible properties. The antennas will be designed in two cylinders form with diameters $R1 = 50$ mm, $R2 = 80$ mm and NACA0012. The HFSS-Ansoft software allows to simulate the properties of antennas. The simulation will be carried out in the frequency band [1-8 GHz] and the dielectric substrate used is the Rogers RT/Duroid with a relative dielectric permittivity of 2.2 and a loss tangent of 0.0009.

Keywords: reconfigurable Antenna, Reflection coefficient, Relative dielectric permittivity, HFSS-Ansoft.

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, nous tenons à remercier "**DIEU**" le **Tout Puissant** de nous avoir donné le courage, la volonté, la force et la patience pour mener ce travail.

Nous exprimons notre gratitude à notre encadreur **Dr HAMOUDA ZAHIR** d'avoir accepté de diriger ce travail, nous sommes touchés par ses compétences et sa rigueur et pour l'aide précieux qu'il nous a apporté pour mener à bien notre projet.

Nos remerciements s'adressent également aux membres de jury qui ont accepté de juger notre travail.

Finalement, nous tenons remercier toute personne qui a contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

B.Oussama

S.Ouahiba

Dédicace

C'est avec profonde gratitude et sincères mots, que je dédie ce modeste travail de fin d'étude à mes chers parents ; qui ont sacrifié leur vie pour ma réussite et m'ont éclairé le chemin par leurs conseils judicieux.



J'espère qu'un jour, je peux leur rendre un peu de ce qu'ils ont fait pour moi, que dieu leur prête bonheur et longue vie.

Je dédie aussi ce travail à mes frères et ma sœur, ma famille, mes amis, tous mes professeurs qui m'ont enseigné et à tous ceux qui nous sont chers. Sans oublier mon cher ami "Imad" à qui je souhaite un grand avenir plein de succès et de joie.

B. OUSSAMA

Je dédie cette thèse à ...

Mon très cher père

Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu pour vous.

Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien être.

Ce travail est le fruit de tes sacrifices que tu as consentis pour mon éducation et ma formation.

Ma très chère mère

Tu représentes pour moi le symbole de la bonté par excellence, la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi.

Je te dédie ce travail en témoignage de mon profond amour. Puisse dieu, le tout puissant, te préserver et t'accorder santé, longue vie et bonheur.

Mon très cher frère Hamada, son épouse Karima et leurs enfants

Les mots ne suffisant guère pour exprimer l'attachement, l'amour et l'affection que je porte pour vous.

Je vous dédie ce travail avec tous mes vœux de bonheur .de sante et de réussite.

Mon frère Mahfoud

Que dieu t'assiste.

Ma chère sœur Fatima, son mari et leurs enfants

Malgré la distance, vous êtes toujours dans mon cœur.

Ma chère petite sœur Amina

Je te souhaite un avenir plein de joie, de réussite et de sérénité.

Mes ami(e)s

Amine, Houssam, halla, Kawther, Hiba, Sihem, Dounia, Adila, Fatima très spécialement Zineb, Naima, Ryma. Vous êtes pour moi des frères, sœurs et des amis sur je peux compter.

Tous les membres de ma famille, petits et grands et en particulier mes professeurs à l'université.

S.Ouahiba 

Table des matières

| | |
|-----------------------------|------|
| Résumé..... | I |
| Remerciements..... | II |
| Dédicaces..... | III |
| Tables des matières..... | V |
| Liste des abréviations..... | VIII |
| Liste des figures..... | IX |
| Liste des tableaux..... | XII |
| Introduction générale..... | 01 |

CHAPITRE I: GENERALITES SUR LES ANTENNES

| | |
|---|----|
| I.1 Introduction..... | 02 |
| I.2 Généralités sur les antennes..... | 02 |
| I.2.1 Impédance d'entrée et coefficient de réflexion..... | 02 |
| I.2.2 Le rapport d'onde stationnaire..... | 03 |
| I.2.3 La bande passante..... | 04 |
| I.2.4 Diagramme de rayonnement..... | 04 |
| I.2.5 Le rapport avant/arrière..... | 05 |
| I.2.6 Les régions du champ électromagnétique..... | 05 |
| I.2.7 Le gain réalisé et la directivité..... | 07 |
| I.2.8 Le rendement de l'antenne..... | 07 |
| I.2.9 Bilan de puissance..... | 09 |
| I.3 Antennes patch..... | 10 |
| I.3.1 Les couches métalliques..... | 12 |
| I.3.2 Les substrats..... | 13 |
| I.3.3 Alimentation des antennes patch..... | 13 |
| I.4 Les pertes dans les antennes..... | 17 |
| I.4.1 Effet de peau..... | 18 |
| I.4.2 Pertes dans le substrat..... | 18 |
| I.5 Conclusion..... | 20 |

CHAPITRE II: ANTENNES ULTRA LARGE BANDE

| | |
|--|----|
| II.1 Introduction..... | 21 |
| II.2 Généralités sur la technologie Ultra Large Bande..... | 21 |
| II.2.1 Historique..... | 21 |
| II.2.2 Définition..... | 22 |
| II.3 Antenne ultra large bande..... | 23 |
| II.3.1 Les monopoles planaires..... | 24 |
| II.3.1.1 Les monopoles planaires à plan de masse infini..... | 24 |
| II.3.1.2 Les monopoles planaires à plan de masse réduit..... | 24 |
| II.3.2 Classification des antennes monopôles et le passage 3D/2D..... | 26 |
| II.3.3 Exemples d'antennes monopoles imprimées..... | 28 |
| II.4 Techniques d'alimentation des antennes monopôles imprimées..... | 29 |
| II.4.1 Alimentation par Rubans Coplanaires CPS "CoplanarStrip Line"..... | 30 |
| II.4.2 Alimentation par guide d'onde coplanaire CPW "CoplanarWaveguide"..... | 30 |
| II.5 Le logiciel de simulation HFSS..... | 31 |
| II.5.1 Présentation du logiciel..... | 31 |
| II.6 Modélisation par HFSS® d'antennes souples..... | 32 |
| II.6.1 Choix de la forme..... | 32 |
| II.7 Simulations et résultats..... | 33 |
| II.7.1 Antenne monopole Rogers RT/duroid 5880(tm)..... | 34 |
| II.7.1.1 La modélisation géométrique (Mesh ou maillage)..... | 34 |
| II.7.1.2 Le coefficient de réflexion..... | 34 |
| II.7.1.3 Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR)..... | 35 |
| II.7.1.4 Le diagramme de rayonnement et gain..... | 35 |
| II.7.1.5 Les répartitions des champs..... | 37 |
| II.8 Conclusion..... | 39 |

CHAPITRE III : CONCEPTION ET SIMULATION D'ANTENNES RECONFIGURABLES ULTRA LARGE BANDES

| | |
|--|----|
| III.1 Introduction..... | 40 |
| III.2 Les antennes reconfigurables Ultra Large Bandes (ULB)..... | 41 |
| III.2.1 Introduction..... | 41 |
| III.2.2 Conception des antennes reconfigurables et problèmes associés..... | 41 |
| III.2.3 Antennes sur substrats souple..... | 44 |
| III.2.4 Avantages et Inconvénients des antennes reconfigurables..... | 45 |

| | |
|--|----|
| III.3 Caractéristique d'antenne reconfigurable..... | 45 |
| III.3.1 Choix de la forme..... | 45 |
| III.4 Les résultats de simulation de l'antenne reconfigurable..... | 47 |
| III.4.1 Antenne reconfigurable Ra=50..... | 47 |
| III.4.1.1 La modélisation géométrique (Mesh ou maillage)..... | 47 |
| III.4.1.2 Le coefficient de réflexion..... | 47 |
| III.4.1.3 Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR)..... | 48 |
| III.4.1.4 Le diagramme de rayonnement et gain..... | 48 |
| III.4.1.5 Les répartitions des champs..... | 50 |
| III.4.2 Antenne reconfigurable Ra=80..... | 51 |
| III.4.2.1 La modélisation géométrique (Mesh ou maillage)..... | 51 |
| III.4.2.2 Le coefficient de réflexion..... | 51 |
| III.4.2.3 Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR)..... | 52 |
| III.4.2.4 Diagrammes de rayonnement et gain..... | 52 |
| III.4.2.5 Les répartitions des champs..... | 53 |
| III.4.3 Reconfigurable NACA..... | 55 |
| III.4.3.1 La modélisation géométrique..... | 55 |
| III.4.3.2 Le coefficient de réflexion..... | 56 |
| III.4.3.3 Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR)..... | 56 |
| III.4.3.4 Diagramme de rayonnement et gain..... | 57 |
| III.4.3.5 Les répartitions des champs..... | 58 |
| III.5 Conclusion..... | 60 |
| Conclusion générale..... | 61 |
| Bibliographie..... | 62 |

Liste des abréviations

HFSS : High Frequency Structure Simulation
ROS : Rapport d'Ondes Stationnaires
BW : Band Width
GHz: Giga Hertz
MMIC: Monolithic Microwave Integrated Circuit
ULB: Ultra Large Bande
MHz: Mega Hertz
GPR: Ground Penetrating Radar
IR : Impulse Radio
DSP : Densité Spectrale de Puissance
FCC: Federal Communications Commission
WLAN: Wireless Local Area Network
WPAN: Wireless Personal Area Network
OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
3D: 3 Dimensional
2D: 2 Dimensional
CPW: Coplanar Wave Guide
CPS: Coplanar Strip Line
TEM : Transverse Electromagnétique
TE : Transverse Electrique
SMA : SubMiniature Version A
TOS : Taux d'Ondes Stationnaires
VSWR: Voltage Standing Waves Ratio
PCS: Personnel Communications Services/System
GSM: Global System for Mobile communication
RF: Radio frequency
MEMS: Micro Electro Mechanical Systems
LCP: Liquid Crystal Polymer

Liste des figures

Chapitre I

| | |
|--|----|
| Figure (I.1): Diagramme de rayonnement pour différents types d'antennes..... | 05 |
| Figure (I.2) : Zones de champ autour de l'antenne..... | 06 |
| Figure (I.3): Puissances mises en jeu durant le processus de rayonnement..... | 08 |
| Figure (I.4) : Bilan de liaison entre deux antennes en communication..... | 09 |
| Figure (I.5) : Description d'une antenne imprimée..... | 11 |
| Figure (I.6) : Antennes imprimées à plusieurs formes rayonnantes..... | 12 |
| Figure(I.7) : Technique d'alimentation: (a)Par ligne coaxiale, (b)Par ligne microruban..... | 14 |
| Figure (I.8): Technique d'alimentation: (a) Par couplage par proximité, (b) Par couplage par Fente..... | 14 |
| Figure (I.9): Les ondes guidées..... | 18 |
| Figure (I.10): Les ondes rayonnées..... | 19 |
| Figure (I.11) : Les ondes de surface..... | 19 |

Chapitre II

| | |
|--|----|
| Figure (II.1) : Monopole sur plan de masse..... | 25 |
| Figure (II.2) : Stratégies d'optimisation de la taille du plan de masse..... | 25 |
| Figure (II.3) : Antenne ultra large bande circulaire, l'élément rayonnants et l'alimentation sur la face supérieur..... | 26 |
| Figure (II.4): Exemples d'antennes ultra large bandes 3D et son homologue 2D imprimée..... | 27 |
| Figure (II.5) : Antenne monopôle elliptique..... | 28 |
| Figure (II.6) : Antenne monopôle circulaire..... | 28 |
| Figure (II.7) : Antenne monopôle large fente..... | 29 |
| Figure (II.8) : Différentes structures des lignes coplanaires..... | 30 |
| Figure (II.9) : Rubans Coplanaires et Propagation des champs..... | 30 |
| Figure (II.10) : Ligne coplanaire et propagation des champs..... | 31 |
| Figure (II.11) : Schéma de l'antenne monopole..... | 32 |
| Figure (II.12) : Modèle numérique de l'antenne monopole..... | 33 |
| Figure (II.13): La géométrie des cellules..... | 34 |
| Figure (II.14) : Le coefficient de réflexion S_{11} pour \mathbf{r} | 34 |
| Figure (II.15): Le coefficient de réflexion pour \mathbf{D} | 35 |

| | |
|--|----|
| Figure (II.16) : Taux d'ondes stationnaires..... | 35 |
| Figure (II.17) : Modèles de rayonnement 2D/3D dans les plan H et E pour les fréquences (a) 1.8 GHz ;(b) 2.45 GHz ;(c) 5.2 GHz ;(d) 5.8GHz. plan E rouge, plan H noir..... | 36 |
| Figure (II.18) : Les répartitions des champs E/H (a) 1.8 GHz ;(b) 2.45 GHz ;(c) 5.8 GHz ;(d) 5.8 GHz..... | 37 |

Chapitre III

| | |
|--|----|
| Figure (III.1) : Conception top-down ou bottom-up d'une antenne reconfigurable..... | 42 |
| Figure (III.2) : Géométrie d'une antenne monopole reconfigurable basée sur un élément à enroulement..... | 43 |
| Figure (III.3) : photographie d'une antenne MEMS microruban reconfigurable..... | 43 |
| Figure (III.4) : Géométrie d'une antenne reconfigurable basée sur un substrat flexible..... | 44 |
| Figure (III.5) : Paramètres géométriques de l'antenne reconfigurable..... | 46 |
| Figure (III.6) : Modèle numérique de l'antenne reconfigurable..... | 46 |
| Figure (III.7) : La géométrie des cellules..... | 47 |
| Figure (III.8) : Comparaisons du coefficient de réflexion simulé et mesuré pour l'antenne plane et l'antenne reconfigurable 50mm..... | 48 |
| Figure (III.9) : Taux d'ondes stationnaires..... | 48 |
| Figure (III.10) : Diagrammes de rayonnement en 2D/3D (a) 1.8 GHz ;(b) 2.45 GHz ;(c) 5.2 GHz ;(d) 5.8 GHz..... | 49 |
| Figure (III.11) : Les répartitions des champs E/H (a) 1.8 GHz ;(b) 2.45 GHz ;(c) 5.2 GHz ;(d) 5.8 GHz..... | 50 |
| Figure (III.12) : La géométrie des cellules..... | 51 |
| Figure (III.13) : Coefficients de réflexion simulés et mesurés pour l'antenne plane et reconfigurables 50mm et 80 mm..... | 51 |
| Figure (III.14) : Taux d'ondes stationnaires..... | 52 |
| Figure (III.15) : Diagrammes de rayonnement en 2D/3D (a) 1.8 GHz ;(b) 2.45 GHz ;(c) 5.2 GHz ;(d) 5.8 GHz..... | 52 |
| Figure (III.16) : Les répartitions des champs E/H (a) 1.8GHz ;(b) 2.45GHz ;(c) 5.2GHz ;(d) 5.8GHz..... | 54 |
| Figure (III.17) : Modèle numérique d'antenne reconfigurable NACA..... | 55 |
| Figure (III.18) : La géométrie des cellules..... | 55 |
| Figure (III.19) : coefficients de réflexion simulé et mesuré pour l'antenne plane ; l'antenne reconfigurable 50mm et 80 ; NACA..... | 56 |
| Figure (III.20) : Taux d'ondes stationnaires..... | 56 |

| | |
|---|----|
| Figure (III.21) : Diagrammes de rayonnement en 2D / 3D (a) 1.8 GHz ; (b) 2.45 GHz ; (c) 5.2 GHz ; (d) 5.8 GHz..... | 57 |
| Figure (III.22) : Les répartitions des champs E/H (a) 1.8GHz ;(b) 2.45GHz ;(c) 5.2GHz ;(d) 5.8GHz..... | 58 |

Liste des tableaux

| | |
|---|----|
| Tableau (I.1) :Avantages et inconvénients des différentes méthodes d'alimentation..... | 15 |
| Tableau (II.1) : Paramètres de conception de l'antenne monopole..... | 33 |
| Tableau (III.1) : Avantages et inconvénients des antennes reconfigurable..... | 45 |
| Tableau (III.2) : paramètre de conception de l'antenne monopole reconfigurable..... | 47 |
| Tableau (III.3) : performances des monopoles avec différentes géométrie..... | 60 |

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale :

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique au cours des dernières années grâce à la forte demande de la population et de l'industrie. Parmi les préoccupations de ce domaine, on trouve les antennes. Ce sont des éléments obligatoires pour assurer une opération d'émission ou de réception des ondes électromagnétiques dans l'espace. Elles sont présentes dans tous les systèmes de communication sans fil.

Pour répondre aux besoins actuels du domaine de télécommunication, les concepteurs en hyperfréquences sont amenés à élaborer des dispositifs à base des antennes planaires. Ces antennes présentent des caractéristiques très avantageuses, surtout dans le cas où elles doivent opérer dans des fréquences élevées.

Dans notre mémoire on va étudier et caractériser des antennes ultra large bande en technologie imprimée. La caractérisation d'antennes imprimées consiste, premièrement, au dimensionnement géométrique de l'antenne imprimée fabriquée à base de substrat flexible, ensuite passer à la détermination de ses paramètres hyperfréquences (bande passante, diagramme de rayonnement, gain ...) à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique HFSS. Pour atteindre cet objectif notre travail est réparti sur trois chapitres.

Le premier chapitre a pour objectif de présenter les paramètres essentiels des antennes. Ainsi une description de la forme générale d'une antenne, ensuite les pertes dans les antennes.

Le second chapitre est consacré à la conception et la simulation d'une antenne monopole de forme plane par le logiciel HFSS après qu'on a fait la présentation de ce logiciel et des techniques d'alimentation des antennes monopoles imprimées.

Le troisième chapitre présente la conception, la simulation et l'étude des performances de trois antennes monopoles de forme reconfigurable $R=50\text{mm}$, $R=80\text{mm}$ et NACA.

En dernier lieu, une conclusion est donnée sur le travail accompli dans ce projet de fin d'études.

CHAPITRE I

Généralités sur les antennes

I.1. Introduction

Une antenne est un élément passif qui assure la transformation d'une puissance électrique en une onde électromagnétique et réciproquement. Elle permet le transfert d'énergie entre un système d'émission et un système de réception. Ainsi une antenne peut se définir par sa fonction : c'est un transducteur passif qui convertit les grandeurs électriques d'un conducteur ou d'une ligne de transmission en grandeurs électromagnétiques dans l'espace et inversement, les antennes sont indispensables aux systèmes de communication sans fil.

Elles sont le seul élément à pouvoir assurer l'émission et/ou la réception des ondes électromagnétiques. Elles peuvent prendre plusieurs formes et différentes tailles suivant la fréquence de fonctionnement et le type d'applications ^[1].

I.2. Généralités sur les antennes

Pour faciliter la lecture du manuscrit, il paraît utile de faire quelques rappels sur les notions fondamentales des antennes. Les antennes se caractérisent généralement par quelques paramètres importants qui permettent de comparer les structures entre elles, mais surtout qui fixent les performances, ces paramètres peuvent être mesurés ou simulés.

L'antenne a donc pour principales fonctions.

- ✓ La transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées.
- ✓ L'adaptation correcte entre les circuits électroniques terminaux et le milieu de propagation.
- ✓ La transmission la plus fidèle possible de l'information souhaitée.

Dans les parties qui suivent nous allons donc préciser les caractéristiques qui définissent une antenne.

I.2.1. Impédance d'entrée et coefficient de réflexion

Une chaîne de transmission radiofréquence est toujours composée au minimum d'un générateur et d'une charge, lorsque l'antenne est utilisée en émission, le générateur est constitué par le circuit de sortie de l'émetteur et la charge par l'antenne qui rayonne les signaux électromagnétiques. A l'inverse en mode réception, l'antenne constitue le générateur qui collecte les signaux électromagnétiques et le circuit d'entrée du circuit récepteur constitue la charge ^[2].

La réponse fréquentielle d'une antenne est caractérisée par l'évolution en fréquence de son impédance d'entrée. Celle-ci s'écrit :

$$Z_{in}(\omega) = R(\omega) + jX(\omega) \quad (I.1)$$

Avec $\omega = 2\pi f$ la pulsation et f la fréquence.

D'autre part, lorsqu'une onde incidente change de milieu de propagation ou rencontre une nouvelle interface ; une partie de cette onde incidente est réfléchi et l'autre partie est transmise dans le nouveau milieu. Le coefficient de réflexion Γ et le coefficient de transmission T , quantifient ces deux parties, respectivement.

On définit le coefficient de réflexion Γ par:

$$\Gamma = \frac{Z_{in}(\omega) - Z_0}{Z_{in}(\omega) + Z_0} \quad (I.2)$$

Où Z_0 est l'impédance caractéristique qui peut prendre différentes valeurs en fonction de l'application.

Les pertes par réflexion RL (en dB) sont alors données par la relation:

$$RL = -20\log|\Gamma| \quad (I.3)$$

Plus simplement, le coefficient de réflexion est un paramètre qui permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident, il permet de caractériser l'adaptation de l'antenne au circuit qui la précède.

Plus l'antenne est adaptée plus le coefficient de réflexion est faible, ainsi avec un coefficient de réflexion à -10 dB, 90% de la puissance est transmise à l'antenne.

Dans toute la suite de ce mémoire on considérera qu'une bonne adaptation se traduit par un coefficient de réflexion inférieur à -10dB.

I.2.2. Le rapport d'onde stationnaire

Une antenne reliée à une ligne de transmission et rayonnant en espace libre peut être considérée comme un dispositif de couplage entre une onde guidée le long de la ligne et une onde rayonnée dans l'espace.

Les lignes de transmission permettent aux ondes électromagnétiques de se propager dans les deux directions. Quand la source, la ligne de transmission et la charge ont toutes la même impédance, l'onde électromagnétique se propage de la source à la charge sans aucune perte du signal. Par contre, si la source n'a pas la même impédance que les autres éléments de

la chaîne de transmission, une partie de l'onde sera réfléchiée et renvoyée vers la source. Le rapport d'onde stationnaire ou ROS tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux éléments (ligne de transmission et antenne). Lorsque l'adaptation n'est pas parfaite, la partie de l'onde réfléchiée se superpose à l'onde incidente pour ne former qu'une seule onde, appelée onde stationnaire. Par conséquent, La tension est maximale lorsque les ondes incidente et réfléchiée sont en phase et minimale lorsqu'elles sont en opposition de phase.

L'équation donnant le ROS peut être facilement écrite en fonction du coefficient de réflexion.

$$ROS = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (I.4)$$

Le ROS indique donc directement à quel point l'adaptation d'impédance est bien faite ou non.

Lorsque l'impédance est parfaitement adaptée, le coefficient de réflexion est nul et le ROS égal à 1. Au contraire, dans le cas où une impédance de charge donnerait un facteur de réflexion qui tendrait vers l'unité, ce qui signifierait que toute la puissance serait réfléchiée, on mesurerait un ROS qui tendrait vers l'infini.

I.2.3. La bande passante

La bande passante est la région pour laquelle les propriétés électromagnétiques de l'antenne sont stables, elle est donc liée aux caractéristiques d'adaptation et de rayonnement. La bande passante d'adaptation correspond à la région des fréquences où l'énergie reçue par l'antenne est transmise le plus efficacement au dispositif situé derrière l'antenne. La bande passante d'une antenne définit la bande de fréquence (délimitée par les fréquences minimale et maximale f_{\min} et f_{\max}) dans laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil fixé. Dans toute la suite de ce mémoire la bande passante correspond à la bande de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur de -10 dB. En pourcentage, la bande passante (BW pour Band Width) est définie comme suit:

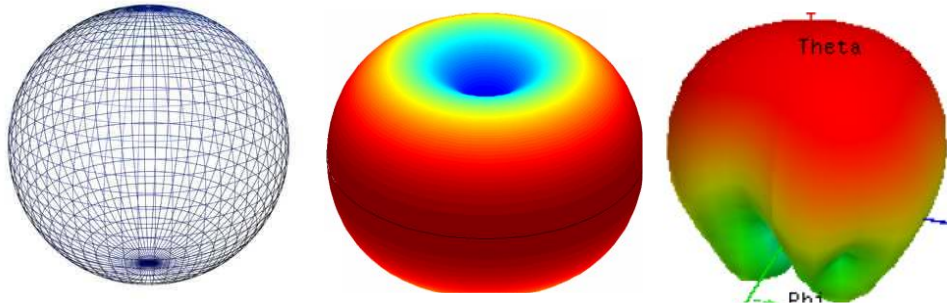
$$BW_{\%} = 100 \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \quad (I.5)$$

f_c : La fréquence centrale

I.2.4. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est une représentation géométrique de la façon dont une antenne collecte ou rayonne l'énergie électromagnétique dans l'espace. Il représente les

variations de la puissance que rayonne l'antenne par unité d'angle solide dans les différentes directions de l'espace ^[3]. Le diagramme de rayonnement change d'une antenne à une autre, il peut être omnidirectionnel comme dans le cas d'une antenne isotrope ou monopôle **figure(I.1-(a))**, ou directive comme dans le cas d'une antenne patch **figure (I.1-(c))**. Le diagramme de rayonnement d'une antenne permet de visualiser ses lobes dans les trois dimensions, dans le plan horizontal ou dans le plan vertical **figure (I.1)**.



(a) Antenne isotrope (b) Antenne omnidirectionnelle (c) Antenne directive

Figure (I.1) : Diagramme de rayonnement pour différents types d'antennes

Le diagramme de rayonnement est formé par deux types de lobes, un lobe principal c'est le lobe de rayonnement contenant le maximum d'énergie et la direction du maximum de rayonnement. Tous les autres lobes sont appelés lobes secondaires. Ils représentent le rayonnement de l'antenne dans les directions indésirables. Le niveau du lobe secondaire est en général exprimé sous forme de rapport entre la densité de puissance dans le lobe en question et celle du lobe principal. Ce rapport est appelé le niveau des lobes secondaires et il est exprimé en dB.

I.2.5. Le rapport avant/arrière

Il est relatif au lobe secondaire présent dans la direction opposée au lobe principal (à 180°). Le rapport avant/arrière est le rapport en dB de la puissance rayonnée dans la direction du maximum de rayonnement par rapport à celle rayonnée dans la direction opposée.

I.2.6. Les régions du champ électromagnétique

L'espace entourant une antenne peut être divisé en trois régions distinctes comme le montre la **figure (I.2)**

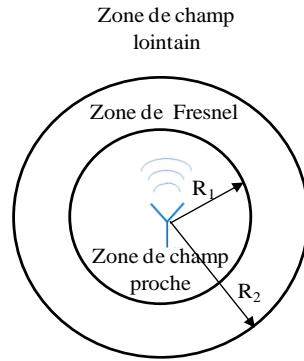


Figure (I.2) : Zones de champ autour de l'antenne

La structure du champ électromagnétique est différente en fonction de la distance à l'antenne. Les caractéristiques de rayonnement sont d'une façon générale données dans une zone dite de champ lointain.

La première zone, la plus proche de l'antenne est délimitée par une sphère de rayon R_1 autour de l'antenne.

$$R_1 = 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (\text{I.6})$$

D : est la plus grande dimension de l'antenne et λ est la longueur d'onde de l'onde émise, dans cette région appelée zone de Rayleigh le champ est principalement réactif.

La deuxième zone, aussi appelée zone de Fresnel, est définie par un volume compris entre deux sphères autour de l'antenne :

$$R_1 < \text{Zone de Fresnel} < R_2$$

Avec :

$$R_2 = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{I.7})$$

Dans cette région le champ rayonné prédomine et la distribution angulaire de champ dépend de la distance à l'antenne.

La troisième zone, la région de champ lointain (dite zone de Fraunhofer) est définie pour R , la distance à la source, supérieure à R_2 . Le champ rayonné prédomine et la distribution angulaire de champ ne dépend plus fortement de la distance à l'antenne. Dans cette zone la densité de puissance est inversement proportionnelle à la distance au carré, ce qui implique une forte chute de la puissance rayonnée.

Lorsque l'on parle des propriétés de rayonnement d'une antenne il est sous-entendu que l'on considère les propriétés observables en champ lointain (ou zone de Fraunhofer) car c'est

cette distribution du champ électromagnétique qui va être vue par l'autre antenne de la chaîne de transmission. C'est donc la zone de Fraunhofer qui nous intéresse dans le cadre de cette étude.

I.2.7. Le gain réalisé et la directivité

Le gain $G(\theta, \varphi)$ d'une antenne est un paramètre qui prend en compte ses performances électriques pour exprimer sa capacité à orienter le rayonnement dans une direction donnée. Le gain, qui s'exprime en fonction des angles d'orientation polaire (θ, φ) , est le rapport entre la puissance $P(\theta, \varphi)$ qu'elle rayonne par unité d'angle solide dans cette direction et la puissance qu'une source isotrope rayonnerait par unité d'angle solide, évidemment avec la même puissance d'alimentation P_a :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a/4\pi} \quad (\text{I.8})$$

Enfin, le gain d'une antenne peut se définir comme le rapport de la densité de puissance rayonnée par l'antenne sur la densité de puissance rayonnée par l'antenne isotrope de référence, dans la même direction, les deux antennes étant alimentées par la même puissance d'excitation.

Le gain maximal est relevé sur les diagrammes de rayonnement mesurés en chambre anéchoïque.

La directivité $D(\theta, \varphi)$ est le rapport entre la puissance $P(\theta, \varphi)$ par unité d'angle solide dans la direction (θ, φ) et la puissance que rayonnerait la source isotrope par unité d'angle solide, à condition que les puissances totales rayonnées soient les mêmes. De manière simplifiée, la directivité est égale au rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée par rapport à celle d'une source isotrope, si la direction n'est pas spécifiée, on considère qu'il s'agit de la direction de rayonnement maximal.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r/4\pi} \quad (\text{I.9})$$

I.2.8. Le rendement de l'antenne

Le rendement de l'antenne (η_{ray}) d'une antenne est exprimé par le rapport du gain G et de sa directivité D , qui correspond également au rapport de la puissance rayonnée par la puissance d'alimentation de l'antenne.

$$\eta_{\text{ray}} = \frac{G}{D} \quad (\text{I.10})$$

On distingue l'efficacité rayonnée de l'efficacité totale, alors que l'efficacité totale prend en compte les pertes de désadaptation, l'efficacité rayonnée dépend uniquement de la structure géométrique de l'antenne.

Elle est fixée par les dimensions, la forme, l'épaisseur et la largeur de métallisation, mais aussi par les pertes dans le substrat diélectrique. Elle représente bien un paramètre intrinsèque à l'antenne.

Le rendement de l'antenne (η_{ray}) ou encore efficacité de rayonnement d'antenne est donc aussi défini comme le rapport de la puissance utile rayonnée et de la puissance acceptée par l'antenne [3]. Avant de définir les différentes efficacités, il convient de considérer une antenne comme un système dont nous étudions la conservation de l'énergie.

La puissance fournie à l'antenne est dissipée par les pertes dans l'antenne et rayonnée dans l'espace libre. Une partie de cette puissance est réfléchi ($P_{\text{refléchi}}$) et n'entre pas dans la structure de l'antenne contrairement à l'autre partie qui est injectée ($P_{\text{injectée}}$) dans la structure de l'antenne. La puissance sortant de ce système, est la puissance rayonnée par l'antenne (P_r). La puissance acceptée ($P_{\text{acceptée}}$) est égale à la puissance injectée moins la puissance des pertes (P_{pertes}) dans la structure de l'antenne.

On peut donc distinguer les différentes puissances mises en jeu dans le processus de rayonnement comme indiqué ci-dessous **figure (I.3)**.

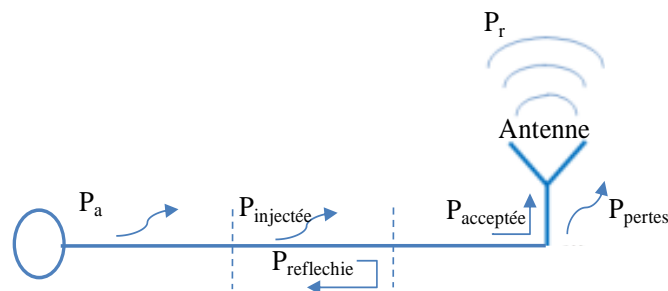


Figure (I.3): Puissances mises en jeu durant le processus de rayonnement

Le rendement d'une antenne est très important et caractérise globalement son comportement mais il peut être très difficile à déterminer. Par exemple, les antennes imprimées ont souvent une très bonne efficacité de rayonnement mais les pertes dues au réseau d'alimentation, au matériau (ou substrat) et aux ondes de surface réduisent considérablement le rendement d'antenne [2]. L'efficacité de rayonnement η_{ray} se traduit donc aussi par le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance d'alimentation. Elle est donc définie par l'expression :

$$\eta_{\text{ray}} = \frac{P_r}{P_a} \quad (\text{I.11})$$

I.2.9. Bilan de puissance

Le fonctionnement d'une antenne exprime la manière dont elle transmet un signal injecté au port d'alimentation sous forme d'onde électromagnétique qui se propage dans l'espace dans des directions spécifiques suivant le type de l'antenne. Lorsqu'une onde électromagnétique atteint l'antenne de réception, une partie de sa densité de puissance est captée puis convertie en un signal transmis via le port de sortie de l'antenne vers le récepteur.

Pour assurer la communication entre deux terminaux sans fil, il faut que la puissance captée par une antenne réceptrice dépasse un certain seuil. Ainsi, pour établir une communication et échanger des informations, il faut au moins deux antennes qui doivent respecter un bilan de puissance défini par la formule de Friis^[3]. La puissance de réception dépend de la puissance émise par l'antenne émettrice, de la fréquence de fonctionnement, de la distance qui sépare les deux antennes, des gains des antennes et des pertes dans le canal de transmission (de l'air, dans la plupart des cas). La **figure (I.4)** illustre la transmission entre deux antennes.

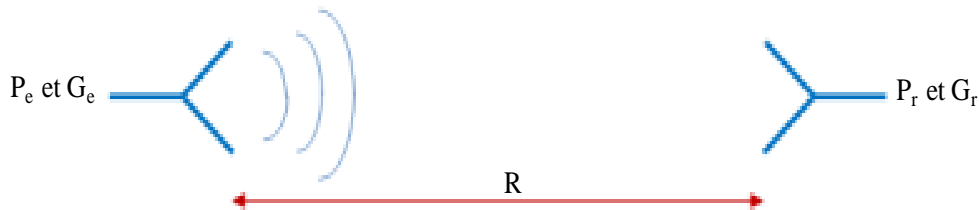


Figure (I.4) : Bilan de liaison entre deux antennes en communication

$$\frac{P_r}{P_e} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_r G_e \quad (\text{I.12})$$

G_r et G_e sont les gains effectifs des différentes antennes, R est la distance séparant les antennes, λ est la longueur d'onde, P_r la puissance reçue par l'antenne de réception et P_e la puissance émise par l'antenne d'émission, cette expression ne prend pas en compte les pertes de polarisation ou de désadaptions des antennes.

Les pertes dans l'espace libre $\left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$ varient de manière importante comme l'inverse du carré de la distance et de la fréquence. La distance R est supposée assez grande pour que les antennes soient en zone de champ lointain l'une par rapport à l'autre.

Pour recevoir une puissance suffisante au niveau du récepteur, il faut disposer d'antennes ayant de bons rendements et de forts gains dans la direction voulue (antennes directives).

Le bilan de liaison est couramment évalué grâce à la formule de Friis, cette relation n'est valable que dans un cas idéal, où les deux antennes communicantes sont parfaitement alignées et qu'il n'y a pas d'obstacle entre les deux.

Dans la partie suivante, on énonce quelques généralités sur les différents types d'antennes imprimées existantes. Tout d'abord la notion des antennes monopôle ultra large bande sera précisée et des exemples seront donnés.

I.3. Antennes patch

Ces dernières années, grâce aux avancées en termes de réduction de l'encombrement, les appareils de communication grand public sont devenus plus compactes et plus légers. Comme nous l'avons rappelé les antennes constituent des éléments essentiels dans la chaîne de communication radio, car situées à l'interface entre les signaux véhiculés dans les systèmes électroniques de l'émetteur ou du récepteur et le milieu de propagation. Il existe de nombreux types d'antennes comme les antennes filaires, à ouverture, réflecteurs, lentilles, imprimées ou encore en réseau, nous étudions dans cette partie les antennes imprimées.

Les antennes imprimées sont largement employées de nos jours puisqu'elles permettent de répondre à de nombreuses contraintes imposées par les systèmes. Le concept des antennes imprimées a été proposé la première fois en 1952 par Greig et Engleman^[4], et Deschamps en 1953^[5], mais ce n'est que dans les années soixante-dix que les premières applications de ce type d'antennes ont vu le jour. Faiblement profilées, leur forme et dimension favorisent leurs intégrations sur de nombreux systèmes en particulier dans les communications mobiles et personnelles. Dans sa forme la plus simple, une antenne imprimée est constituée d'un élément conducteur appelé patch imprimé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique, la face inférieure complètement métallisée constitue le plan de masse **figure (I.5)**.

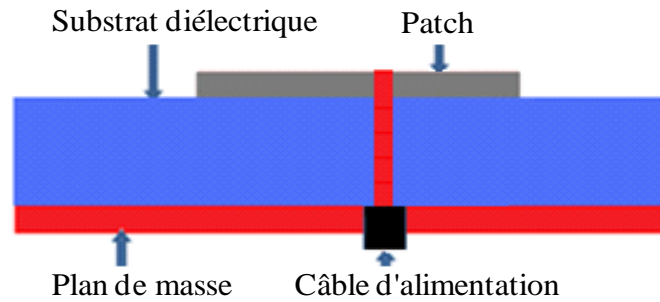


Figure (I.5) : Description d'une antenne imprimée

L'élément rayonnant peut-être de forme arbitraire, cependant les formes rectangulaires, circulaire, triangulaire et leurs dérivées sont les plus communément utilisées compte tenu de leur facilité d'analyse.

La technologie de ces antennes imprimées est issue de celle des circuits imprimés, ce qui leur confère certains avantages par rapport aux antennes classiques. On peut citer entre autres :

- ✓ Un faible poids, une épaisseur et un encombrement réduits,
- ✓ Une structure plane qui s'adapte facilement aux surfaces courbes (formes aérodynamiques),
- ✓ Une facilité de fabrication en grande série en utilisant les techniques des circuits imprimés donc faible coût,
- ✓ Une facilité d'intégration avec les circuits imprimés sur un même substrat,
- ✓ Une possibilité de polarisation linéaire et circulaire.

Toutefois, ce type d'antennes présente aussi quelques inconvénients limitant son efficacité tels que :

- ✓ Une faible bande passante (étroite),
- ✓ Un faible gain et une efficacité de rayonnement réduite,
- ✓ Une forte influence de la qualité du substrat utilisé sur leurs performances,
- ✓ Une limitation aux faibles puissances,
- ✓ Un rayonnement parasite de l'alimentation et des ondes de surface.

Les antennes imprimées sont plutôt de petite taille et appréciées pour des fréquences de fonctionnement avoisinant le GHz et au-delà (relation "taille-fréquence" acceptable pour des motifs de dimensions millimétriques et micrométriques). On distingue principalement trois

catégories d'antennes imprimées : les antennes patch, les dipôles et monopoles et les antennes à fente.

Les antennes patch conventionnelles sont très largement utilisées car elles sont de faible encombrement, elles sont conçues de telle manière que le maximum du diagramme de rayonnement est normal à l'élément rayonnant. Selon l'utilisation, on peut trouver plusieurs formes d'éléments rayonnants, différents types de substrats ou encore différents types d'alimentations.

I.3.1. Les couches métalliques

Dans la structure de base, une antenne imprimée est constituée d'une couche métallique d'épaisseur très fine placée sur un plan de masse métallique à une hauteur proportionnelle à la longueur d'onde et séparée par un substrat mince en matériau diélectrique **figure (I.6)**.

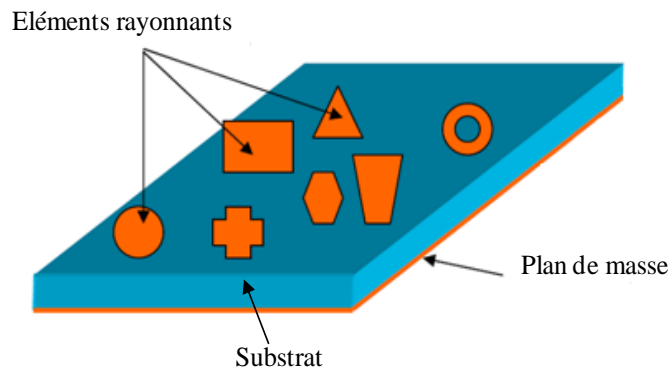


Figure (I.6) : Antennes imprimées à plusieurs formes rayonnantes

Le plan de masse est généralement réalisé avec de très bons conducteurs : le cuivre ($\sigma=5,7 \cdot 10^7$ S/m), l'argent ($\sigma=6,2 \cdot 10^7$ S/m) et l'or ($\sigma=4,1 \cdot 10^7$ S/m).

La couche supérieure peut comporter un ou plusieurs éléments métalliques qui s'appellent "éléments rayonnants ou patches en anglais", leur rôle principal consiste à rayonner l'énergie. Physiquement le patch est un conducteur mince (son épaisseur est de 17.5 ou 35 μ m en hyperfréquence et 9 μ m en millimétrique), qui selon les applications peut prendre des formes carrée, rectangulaire, triangulaire, circulaire, elliptique ou encore d'autres formes plus complexes **figure (I.6)**.

Comme indiqué précédemment les matériaux les plus utilisés pour réaliser les patches et les plans de masse sont généralement le cuivre, l'argent et l'or, mais d'autres matériaux sont actuellement envisagés comme solution alternative.

I.3.2. Les substrats

Le substrat diélectrique sert de support à l'antenne, son importance réside dans son influence directe sur la fréquence de résonance, la bande passante, et par conséquent le rayonnement de l'antenne, car une bonne partie des ondes se propagent dans celui-ci.

On préférera des matériaux de faible permittivité, évitant ainsi le confinement des champs à l'intérieur de la cavité (plans métalliques et substrat) et de faibles pertes diélectriques ($\tan \delta$) favorisant un meilleur rendement du patch.

La classe des valeurs du constant diélectrique du substrat s'étale de 2 à 12 pour opérer aux fréquences allant de 1 à 100 GHz. Les matériaux les plus couramment utilisés sont des composites à base de téflon ($2 \leq \epsilon_r \leq 3$ et $\tan \delta \approx 10^{-3}$), du polypropylène ($\epsilon_r = 2.18$ et $\tan \delta = 3 \cdot 10^{-4}$), du composite de résine époxy renforcé de fibre de verre ($\epsilon_r = 4.4$ et $\tan \delta = 0.14 \cdot 10^{-1}$), ainsi que des mousses synthétiques contenant beaucoup de minuscules poches d'air ($\epsilon_r = 10.3$ et $\tan \delta \approx 10^{-5}$)^[6].

I.3.3. Alimentation des antennes patch :

Un point important dans l'étude et la réalisation des antennes imprimées est leur alimentation, les différentes méthodes d'alimentation des antennes imprimées peuvent être regroupées en deux grandes catégories.

- ✓ Alimentation par contact directe **figure (I.7)**, les plus communément utilisées sont l'alimentation par sonde (sonde coaxiale) ou par ligne microruban. L'alimentation par ligne coaxiale peut être effectuée par connexion directe à une ligne coaxiale dont le conducteur central est connecté en un point situé sur l'axe de symétrie de l'élément. L'alimentation par ligne microruban peut se faire par connexion directe à l'élément rayonnant. A noter que, ce type d'alimentation peut produire un rayonnement additionnel et ainsi affecter le diagramme de rayonnement de l'antenne.

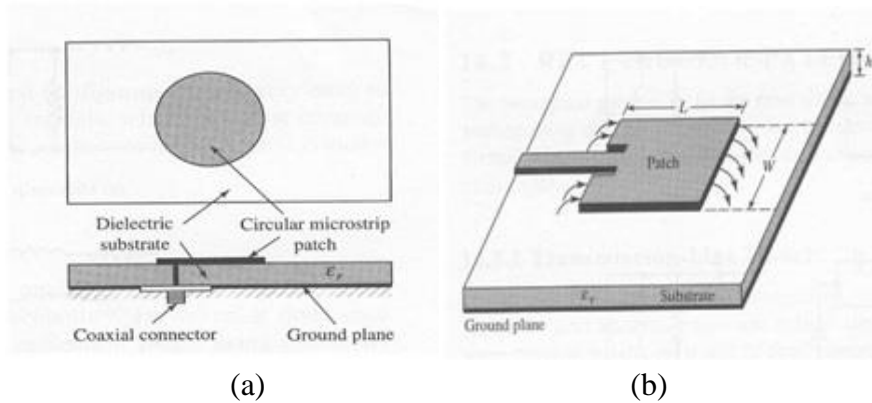


Figure (I.7) : Technique d'alimentation : (a) Par ligne coaxiale, (b) Par ligne microruban^[7].

- ✓ Alimentation par proximité **figure (I.8)**. L'élément rayonnant et la ligne d'alimentation ne sont pas connectés entre eux, l'excitation de l'élément rayonnant se fait par couplage électromagnétique par une ligne ou par une petite fente. Cette configuration permet une optimisation indépendante entre la ligne d'alimentation et le patch. Cette technique malheureusement peut compliquer la réalisation de l'antenne, suite à la présence de deux couches diélectriques.

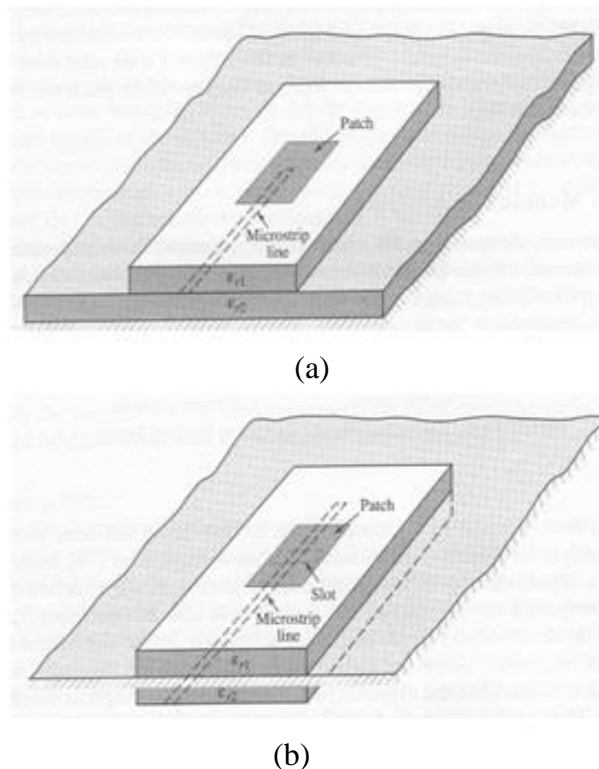


Figure (I.8) : Technique d'alimentation: (a) Par couplage par proximité, (b) Par couplage par Fente^[7].

Chapitre I : Généralités sur les antennes

Les avantages et les inconvénients de chacune de ces méthodes **figure (I.7)** et **figure (I.8)** ligne microruban, sonde liée à un câble coaxial, couplage par fente et couplage par proximité, sont résumés dans le **tableau (I.1)**.

| Méthodes | Avantages | Inconvénients |
|---------------------------|---|--|
| Alimentation par contacte | | |
| Sonde coaxiale | <ul style="list-style-type: none"> -pas de pertes par rayonnement de ligne. -Sélection possible d'un mode privilégié. -Obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde. -prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur. -technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz. | <ul style="list-style-type: none"> -Rayonnement parasite de la sonde de type mono polaire. -Partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte. -Technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique. -Rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité. |
| Ligne Microruban | <ul style="list-style-type: none"> -Procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation. -Adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant. | <ul style="list-style-type: none"> -Rayonnement parasite de la discontinuité ligne-aérien. -Rayonnement parasite possible du Circuit de distribution en millimétrique. -Structure figée après gravure. |

| Alimentation par proximité | | |
|------------------------------------|---|---|
| Ligne microruban en circuit ouvert | -Procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et de circuit alimentation. | -Rayonnement parasite possible du circuit de distribution de millimétrique. -Structure figée après gravure. -Paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne. |
| Ligne microruban en sandwich | -dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens. -Bande passante plus large par augmentation de la hauteur. | -Deux couches de substrat requises. -Difficulté pour l'intégration pour dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur. |
| Ligne à fente | -procédé technologique simple. -Facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante. | -Rayonnement arrière parasite possible de la fente. -Transition fente-ligne de transmission. |
| Guide d'onde coplanaire | -Mêmes avantages que cas précédent. -Faible rayonnement arrière. -Transitions simples pour l'intégration de dispositifs actifs et de circuits MMIC. | -Génération de modes de propagation parasites sur les guides d'ondes coplanaires après une discontinuité (coude ou tés) nécessitant des ponts à air en millimétrique |

| | | |
|---|---|--|
| <p>Couplage par fente</p> | <ul style="list-style-type: none"> -Réalisation du circuit de distribution et de l'aérien indépendantes. -Séparation électromagnétique des deux couches. -Possibilité d'élargir la bande en associant la résonance de l'élément à celle de la fente. | <ul style="list-style-type: none"> -Technologie plus couteuse et complexe (positionnement des 2couches, 4 faces de métallisation). -Intégration sur un support mécanique nécessitant des Précautions. -Rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément. |
| <p>Couplage par fente d'une ligne encastrée</p> | <ul style="list-style-type: none"> -Mêmes avantages que cas précédant. -Rayonnement d'arrière nul. | <ul style="list-style-type: none"> -Technologie très couteuse. -Apparition possible de modes parasites microruban de propagation entre le ruban conducteur et le plan de masse de la fente. |

Tableau (I.1) :Avantages et inconvénients des différentes méthodes d'alimentation

I.4. Les pertes dans les antennes

La résistivité finie des couches métalliques entraine des pertes par effet Joule dans les conducteurs, or au fur et à mesure que celles-ci augmentent, le champ magnétique généré par l'inductance induit des courants dont la densité est distribuée de façon non-uniforme, et ce à la fois dans le conducteur et le substrat.

Ces derniers, qui sont à l'origine de la majeure partie des pertes aux fréquences micro-ondes, sont essentiellement connus liés à l'effet de peau.

I.4.1. Effet de peau

Lorsqu'un courant alternatif circule dans un conducteur, un champ magnétique est créé autour de ce dernier. L'effet le plus important est sans aucun doute la propriété du courant à se concentrer sur les couches superficielles d'un conducteur lorsque la fréquence augmente. Ce phénomène est appelé effet de peau ou "skin effect". La densité du courant $J(z)$ décroît de façon exponentielle dans le conducteur.

Cette propriété permet de définir une grandeur caractéristique appelée "l'épaisseur de peau δ ". δ est inversement proportionnel à la fréquence et s'écrit:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad (\text{I.12})$$

Où σ est la conductivité du conducteur, f est la fréquence considérée et μ_0 est la perméabilité magnétique du vide.

Le champ magnétique généré par l'antenne étant lui-même variable en fonction du temps, le courant qui circule dans le patch, induit un courant image dans le substrat, on appelle cela l'effet de proximité, ce courant, appelé courant de Foucault "Eddy current", est orienté de telle façon à ce qu'il s'oppose aux variations initiales du champ magnétique (loi de Lenz-Faraday), ainsi des courants de Foucault vont apparaître à la fois dans le conducteur et le substrat.

I.4.2. Pertes dans le substrat

Les caractéristiques de rayonnement d'antennes imprimées ont largement été étudiées dans la littérature. On distingue trois types d'ondes responsables d'une augmentation du couplage.

- ✓ Les ondes guidées **figure(I.9)**. Elles traduisent une propagation du champ électromagnétique dans le substrat entre deux plans conducteurs, à savoir entre l'élément rayonnant (patch et ligne microruban) et le plan de masse. Cette propriété est très utile pour la propagation du signal le long d'une ligne microruban.

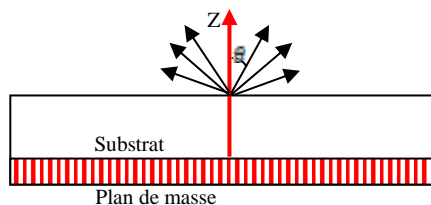


Figure (I.9) : Les ondes guidées.

- ✓ Les ondes rayonnées **figure(I.10)**. Elles proviennent du rayonnement émis par les différentes parties métalliques composant l'antenne. Celles-ci se propagent dans l'espace libre, le signal se disperse librement dans l'espace et contribue au rayonnement de l'antenne. Pour les antennes imprimées la totalité du couplage dans ce cas est liée aux ondes rayonnées.

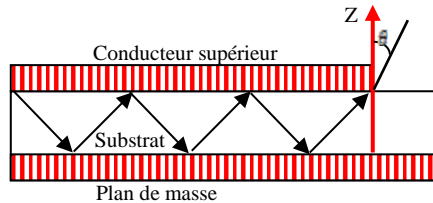


Figure (I.10) : Les ondes rayonnées.

- ✓ Les ondes de surface **figure (I.11)**, une étude complète sur les antennes imprimées doit prendre en compte les perturbations liées aux ondes de surface qui ont traversé le substrat avec un angle d'incidence θ variant entre $\pi/2$ et $(1/\sqrt{\epsilon_r})$. Ces ondes se propagent dans le diélectrique, c'est à dire entre le plan de masse et l'interface air-diélectrique. Lorsqu'elles atteignent les extrémités de la structure microruban, celles-ci sont réfléchies, diffractées et dispersées dans l'espace libre **figure (I.11)** causant une réduction du gain et une déformation du diagramme de rayonnement par un accroissement du rayonnement arrière et des niveaux de polarisation croisée. L'utilisation de substrats fins ayant une permittivité relative ϵ_r suffisamment faible permet de négliger ces effets.

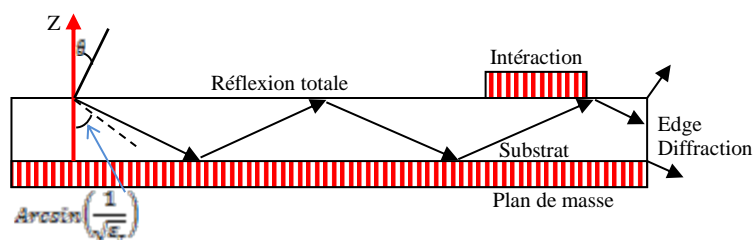


Figure (I.11) : Les ondes de surface.

Le choix des substrats est donc primordial afin de limiter au maximum les différentes pertes et d'optimiser les rendements des antennes conçues. En effet, le rendement des antennes sera d'autant meilleur que la constante diélectrique est faible et l'épaisseur du substrat limitée afin d'éviter les pertes dues aux ondes de surface qui sont inhérentes aux couches diélectriques. L'énergie perdue sous forme d'ondes de surface sera réduira l'efficacité de l'antenne.

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé les paramètres essentiels qui modélise les antennes tels que le gain, la directivité, le coefficient de réflexion ..., nous avons aussi présenté la forme générale d'une antenne imprimée (Patch), en dernier lieu nous avons parlé des pertes dans les antennes.

Dans le chapitre qui suit nous allons nous intéresser à la conception et l'étude des performances de ce type d'antennes, et visualisé les résultats de simulation accompagné par des commentaires.

CHAPITRE II

Antennes Ultra Large Bande

II.1. Introduction

La technologie à ultra large bande (ULB) est une technologie sans fil qui peut être exploitée à très faible densité de puissance pour la communication à des débits de données élevés sur de courtes distances, elle consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences.

On parle souvent d'une bande allant de 500 MHz jusqu'à plusieurs GHz.

La technologie ULB est mise au point à l'origine pour des applications militaires et on a commencé à l'utiliser dans des applications civiles. Puis suscitant un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique et industrielle, elle fut transportée aux applications de télécommunications.

Ces dernières, allant des systèmes de communications tels les échanges de données entre deux portables aux applications médicales, évoluent actuellement vers les systèmes de télécommunications dits "on body". Les propres caractéristiques de l'Ultra Large Bande comme son large support spectral et sa forte résolution temporelle permettent de proposer des systèmes de communications à très hauts débits, pouvant ainsi atteindre plusieurs centaines de Mbits/s, voire 1 Gbits/s. Cette largeur de bande est favorable pour des émissions en milieux perturbés tels les applications "indoor" où plusieurs fréquences et normes différentes y sont présentes.

II.2 Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

II.2.1 Historique

L'ULB a pendant longtemps désigné des formes d'ondes sans porteuse c'est-à-dire des signaux impulsionnels dont la durée peut-être de l'ordre de la nanoseconde. On trouve également d'autres désignations dans la littérature telles que : Impulse Radio (radio impulsionnelle), carrier-free radio (radio sans porteuse), time domain radio (radio du domaine temporel), large relative band with radio (radio à grande largeur de bande relative) ^[8].

Historiquement, l'utilisation de la technologie ULB remonte à 100 ans, à l'époque où G. Marconi réalise la toute première transmission sans fil longue distance d'un code morse reliant l'île de Wight à Cornwall en Angleterre ^[9]. Bien que l'utilisation des transmissions à distances sur fil remonte à l'époque du XIX^{ème} siècle, les techniques de télécommunications modernes doivent leurs fondements théoriques aux publications de Claude Shannon en 1948 depuis les travaux dans le domaine des télécommunications n'ont cessé d'évoluer. Néanmoins les travaux sur l'ULB ne débiteront réellement qu'à partir des années 60 aux Etats-Unis.

C'est à cette époque que les systèmes émettant des signaux non sinusoïdaux commencent réellement à être exploités, dans un premier temps dans les systèmes Radar, pour des applications militaires tel que le GPR (Ground Penetrating Radar) pour la surveillance et la détection des mines enfouies dans le sol ^[10].

Les systèmes émettant des impulsions brèves ont une bonne capacité de résolution temporelle, puisque la résolution est inversement proportionnelle à la largeur de leurs bandes : plus la durée d'un signal est brève plus son spectre est large.

En 1973, Gerald F. Ross et Kenneth W. Robbins déposent pour Sperry Rand Corporation le premier brevet sur un système de communications reposant sur l'émission et la réception d'impulsions d'une durée inférieure à la nanoseconde ^[11], ce brevet est considéré comme le premier dans le domaine des communications ULB.

A partir de 1994, les projets américains ne sont plus confidentiels, ce fait marquera, d'abord les Etats-Unis puis le monde entier avec une augmentation fulgurante des travaux de recherches sur la technologie ULB et suscite ainsi un intérêt important dans la communauté des communications car l'ULB laisse entrevoir la possibilité d'accéder à de très hauts débits depuis l'utilisation du terme ULB en 1989 et jusqu'en 2002, l'acronyme ULB désigne: l'impulse radio (IR), c'est-à-dire les techniques basées sur l'émission d'impulsions de très courtes durées soit inférieures à la nanoseconde et présentent un très faible rapport entre la durée de l'impulsion et sa période de répétition. Par conséquent, on a un signal dont la largeur de bande est extrêmement grande et possédant une très faible densité spectrale de puissance (DSP).

II.2.2 Définition

Dans le contexte d'antenne ULB, la définition la plus utilisée est celle de la FCC (Federal Communications Commission), qui consiste à calculer la bande passante à -10 dB pour un système ULB, la FCC exige une bande passante supérieure à 500 MHz ou une bande relative supérieure à 0.2. Précisons que la FCC utilise la définition arithmétique de la fréquence centrale.

$$BP_{\text{relative}} = 2 \frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{f_{\text{max}} + f_{\text{min}}} > 0.2 \quad (\text{II.1})$$

Où f_{max} et f_{min} désignent respectivement les fréquences limites hautes et basses du spectre de signal, fréquences prises à -10dB. Les deux conditions ne sont pas forcément remplies en même temps.

La plupart des concepteurs de systèmes ULB adoptent une autre définition, à savoir une bande passante à -10 dB supérieure à 1.5 GHz (ou une bande passante fractionnelle supérieure à 0.2 par rapport à la fréquence centrale du système).

En pratique, un système ULB impose des spécifications sur l'adaptation de l'antenne mais aussi sur le gain, le diagramme de rayonnement, la distorsion et d'autres caractéristiques. Par conséquent, la bande de fréquences dans laquelle la performance de l'antenne respecte les spécifications exigées, définit sa bande passante d'utilisation.

II.3 Antenne ultra large bande

Cette dernière catégorie ultra-large bande, regroupe une grande diversité d'antenne. Le développement de toutes ces antennes est lié à la parution en 2002 d'une décision de la commission Fédérale des communications des Etats-Unis (FCC) autorisant l'émission en-dessous d'un certain seuil, de signaux dans une bande de fréquence allant de 3.1 à 10.6 GHz. Cette technique de transmission radio consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquence, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. Cette disponibilité spectrale permet d'envisager notamment les communications à haut débit et conduit aussi à une résolution spatiale fine pour les radars.

La technologie ULB semble donc naturellement bien positionnée pour les communications à courte portée (WLAN, WPAN), offrant une alternative à la fois à bas coût et à faible consommation aux standards existants dans ces réseaux.

L'acronyme ULB regroupe aujourd'hui deux technologies standardisées mais distinctes. La première est fondée sur l'émission d'impulsion de très courte durée ; c'est l'approche mono-bande ou radio impulsionnelle (*Impulse Radio*). La deuxième approche est quant à elle basée sur l'utilisation simultanée de plusieurs porteuses. Il s'agit de la technique multi-bande, où la bande de fréquence est subdivisée en plusieurs sous-bande. La modulation utilisée dans chaque sous-bande est l'OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*).

Les avantages et les inconvénients des approches mono et multi-bande sont des questions sensibles et ont fait l'objet de multiples débats au sein des organismes de réglementation, une question particulièrement importante est la minimisation de l'interférence à l'émission et à la réception du système ULB.

Il y a donc deux contraintes fortes liées à l'apparition de la technologie ULB : la première est de réaliser des antennes compactes compatibles avec une insertion sur un objet nomade ou de petites dimensions (WLAN, WPAN) et la seconde, pour les antennes utilisées en mode

impulsionnel, est de ne pas déformé l'impulsion à rayonner. Pour respecter les deux contraintes énoncées précédemment. Il va de soi qu'il est préférable d'opter pour une structure monopole pour minimiser la taille de l'antenne.

Les géométries considérées peuvent être de formes évasées coniques, triangulaires rondes, elliptiques, voire rectangulaires, Cette classe d'antennes ULB est certainement la plus représentée et utilisée en télécommunications car elles conservent les caractéristiques intéressants rayonnements omnidirectionnel, ainsi que les principes de dimensionnement des antennes monopoles ou dipôles, ce qui on fait des structures relativement compactes.

II.3.1 Les monopoles planaires

II.3.1.1 Les monopoles planaires à plan de masse infini

Il existe beaucoup de travaux sur les monopoles planaires sur plan de masse infinis (ou pouvant être considérés comme tels). Les structures triangulaires et circulaires, et dans une moindre mesure carrées **figure (II.1)**, sont potentiellement des antennes possédant un caractère large bande et leur optimisation amène à des formes de monopoles très variée. La forme de l'élément rayonnant peut aussi être elliptique, mais un trop fort rapport d'ellipticité nuit à la bande passante^[12].

D'une manière générale, le rayonnement de ces antennes est quasi omnidirectionnel dans le plan azimutal. Dans le plan d'élévation, les variations du diagramme de rayonnement peuvent être importantes au fur et à mesure que la fréquence croît. Il apparait un minimum de rayonnement dans la direction perpendiculaire au plan de masse.

II.3.1.2 Les monopoles planaires à plan de masse réduit

Dès lors que l'on réduit la taille du plan de masse, le principe des images n'est plus adapté à la compréhension de ces antennes. Le plan de masse devient une partie intégrante de l'antenne et peut si l'on n'y prend pas garde, lui aussi rayonner.

Il y a des différentes stratégies utilisées pour réduire la taille de ce plan de masse. Il existe principalement deux modes d'alimentation pour ces antennes : par ligne micro-ruban ou par guide coplanaire **figure (II.2. (a), (b))**

Le couplage entre l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation limite les courants de retour en direction du connecteur et facilite l'intégration de l'antenne.

Une des techniques employées pour optimiser la bande passante d'adaptation de l'antenne est de modifier à l'aide de marche escaliers (*steps*) ou d'encoches (*notches*) la partie de l'antenne en regard du de masse **figure (II.2. (d))**^[13].

Que ce soit pour les antennes monopoles sur plan de masse ou à plan de masse réduit, l'optimisation des caractéristiques de rayonnement entraine la modification de la géométrie de l'antenne. Il existe aujourd'hui une multitude d'études sur le sujet : insertion de fente(s) alimentation en trident, géométrie fractale, etc. Cependant, toutes ces études s'appuient sur le principe de dimensionnement que nous avons énoncé précédemment et qui permettent à tout concepteur d'initier une réalisation d'antenne planaire large bande.

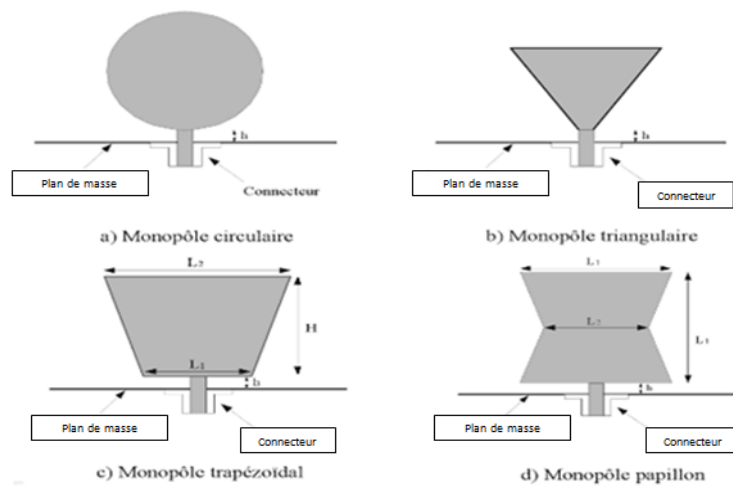


Figure (II.1) : Monopole sur plan de masse

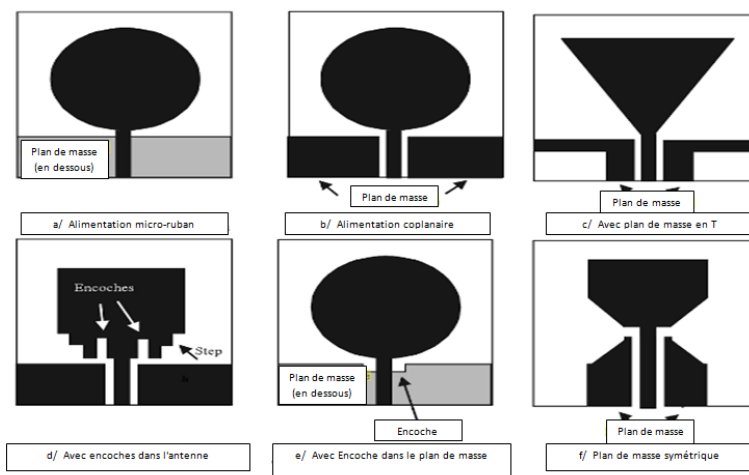


Figure (II.2) : Stratégies d'optimisation de la taille du plan de masse^[13].

II.3.2 Classification des antennes monopôles et le passage 3D/2D

Théoriquement une antenne monopole est constituée d'un brin placé au-dessus d'un réflecteur de dimension infinie. En pratique, le brin est placé au-dessus d'un plan métallique de grande dimension par rapport à la longueur d'onde. Selon la théorie des images, l'antenne monopôle fonctionne comme une antenne dipôle, l'image du monopôle par rapport au plan de masse reconstitue la partie manquante du dipôle.

Si on classifie les antennes d'après leur géométrie, deux familles d'antennes parmi les antennes ULB peuvent être définies.

La première famille est celle des antennes dites indépendantes de la fréquence. Un principe énoncé par Rumsey ^[14] souligne que si la géométrie de l'antenne peut être définie uniquement par ses angles, cette antenne est alors indépendante de la fréquence. On pense tout de suite aux antennes spirales (2D ou 3D). Vient ensuite l'antenne log-périodique qui est une évolution d'une antenne caractérisée par ses angles ^[15].

La seconde grande famille est celle des antennes à ondes progressives. Le principe consiste ici à étudier une structure capable de conserver une impédance caractéristique égale à 50Ω en tout point de l'antenne.

Plusieurs structures d'antennes ont été étudiées pour satisfaire cette forte demande d'antennes large bande. Parmi ces techniques, l'utilisation d'une structure monopole imprimée sur la face supérieure du diélectrique avec une ligne microruban insérée entre les deux plans masse latéraux et l'utilisation d'éléments rayonnants de forme circulaire est aussi une méthode efficace pour l'amélioration de la bande passante des antennes **figure (II.3)**.

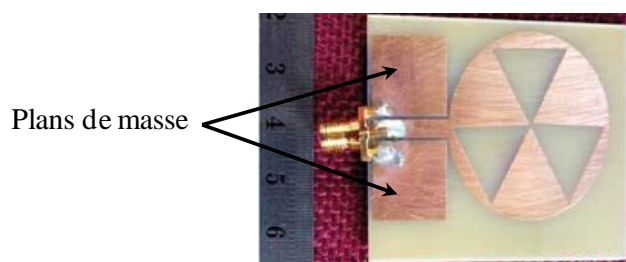


Figure (II.3) : Antenne ultra large bande circulaire, l'élément rayonnants et l'alimentation sur la face supérieur

Ce type d'antennes a fait l'objet de beaucoup de recherches depuis 2002. Différentes formes : rectangulaire, circulaire, elliptique, triangulaire sont proposées dans la littérature. En premier lieu, elles étaient conçues et étudiées en trois dimensions. L'élément rayonnant est connecté au potentiel positif, et surmonte un plan de masse perpendiculaire connecté au

potentiel négatif. Réalisées de cette manière, ces antennes sont assez fragiles et la connexion au point d'alimentation est délicate, rendant son intégration dans des systèmes de communications peu aisée.

Avec l'évolution de la technologie ULB, les recherches ont été poussées dans l'objectif d'intégrer ces antennes dans des systèmes commerciaux. Tout ceci aboutit à s'orienter vers une technologie consistant à remplacer le plan de masse perpendiculaire par un plan de masse parallèle, on passe alors dans la catégorie des antennes imprimées sur substrat. L'intérêt d'un tel passage de 3D à 2D est évident **figure (II.4)**. En gardant les mêmes performances que l'antenne 3D, ce qui demande des travaux d'optimisation, l'antenne imprimée devient compacte, légère, faible coût et beaucoup plus facile à manipuler. L'alimentation de l'élément rayonnant est assurée par une ligne coplanaire (CPW) et le plan de masse est imprimé au même niveau que l'élément rayonnant

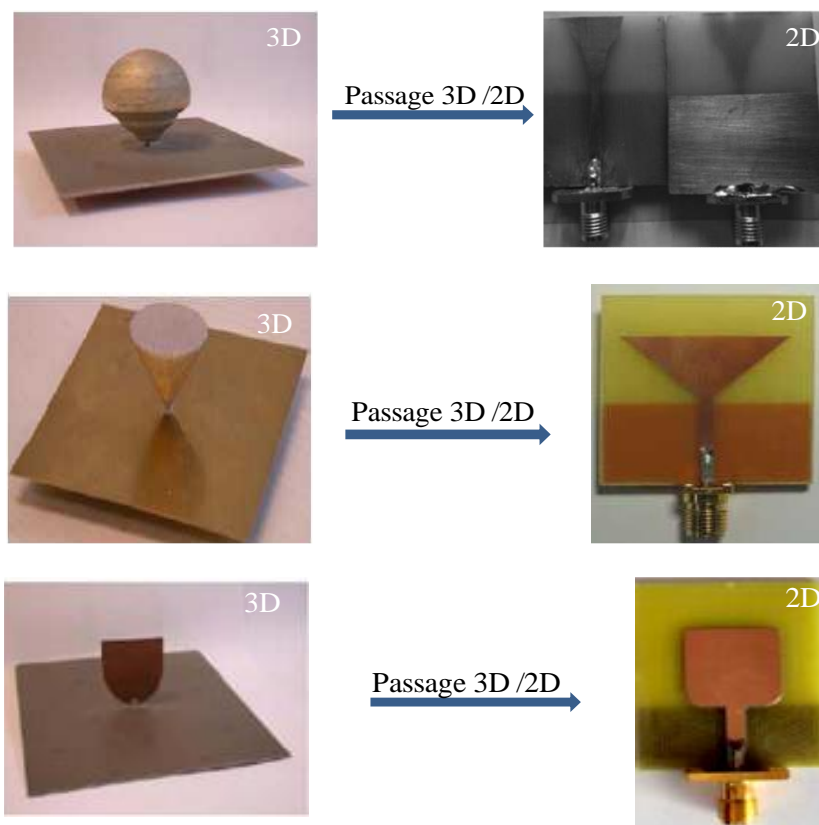


Figure (II.4): Exemples d'antennes ultra large bandes 3D et son homologue 2D imprimée

Le choix d'un substrat simple-face permet à l'antenne de rayonner de manière omnidirectionnelle. Dans un souci de miniaturisation des antennes, la forme imprimée semble être un bon point de départ. La présence du substrat fait que la direction de rayonnement de ces antennes varie fortement avec la fréquence.

Le passage d'un monopole en espace libre à un monopole imprimé sur un substrat modifie légèrement le comportement de l'antenne. On peut l'expliquer par les pertes dans le substrat qui présente une permittivité diélectrique supérieure à celle de l'air.

Sous leur forme volumique (3D) ces antennes sont adaptées sur une largeur de bande pouvant convenir à notre application, leur dimension principale étant de l'ordre de $\lambda_{max} / 2$. Dans le souci de miniaturisation des antennes, la forme imprimée est retenue pour notre étude.

II.3.3 Exemples d'antennes monopoles imprimées

Nous allons dans ce paragraphe, présenter les différents types d'antennes ULB qui sont communément utilisées, ces antennes ont été classées selon leurs particularités géométriques ou la spécificité du mode d'alimentation, toutes ces antennes possèdent une bande passante assez élevée.

La première catégorie est celle des antennes elliptiques ULB coplanaires **figure (II.5)** dans le sens où le plan de masse et la ligne microruban sont imprimés sur la même face du substrat

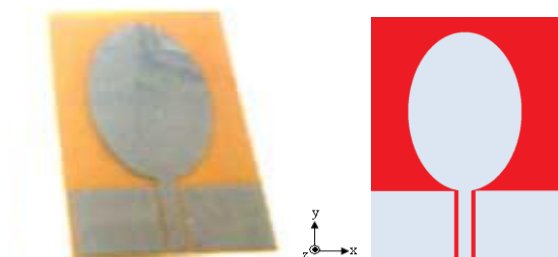


Figure (II.5) : Antenne monopôle elliptique

Les caractéristiques large bande de cette antenne résultent des différents modes de propagation établis entre la ligne coplanaire et l'ellipse.

La seconde catégorie est celle des antennes circulaires imprimées sur un substrat et alimentées par une ligne microruban dont le plan de masse se situe sur l'autre face du substrat **figure (II.6)**.

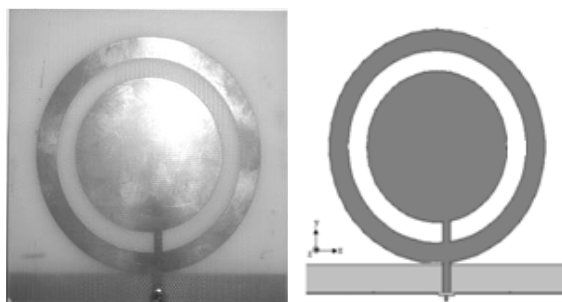


Figure (II.6) : Antenne monopôle circulaire

Le caractère large bande de cette antenne provient de la variation de la distribution des courants à la surface du disque en fonction de la fréquence.

La dernière catégorie d'antenne ULB est composée d'une ligne microruban en forme de fourche située entre deux substrats de même nature **figure (II.7)**. Un plan de masse sur lequel une fente est réalisée est imprimé de chaque côté de l'antenne. Les propriétés large bande de l'antenne sont essentiellement dues à l'utilisation conjointe de cette large fente et de la ligne en forme de fourche.

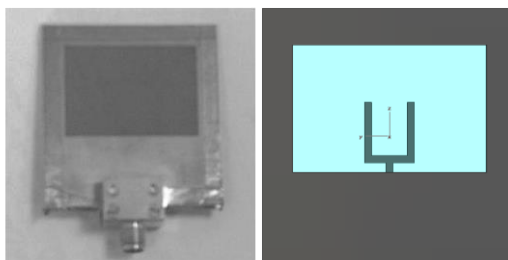


Figure (II.7) : Antenne monopôle large fente

Même si une grande variété d'antennes monopôles ULB existe dans la littérature ces exemples représentent les dispositifs les plus largement répandus.

II.4 Techniques d'alimentation des antennes monopôles imprimées

L'alimentation est l'étape la plus importante et la plus délicate dans la fabrication d'une antenne monopôle imprimée. Celle-ci peut modifier sensiblement les caractéristiques de l'antenne (le coefficient de réflexion, la bande passante et le diagramme de rayonnement) elle pourra être soit placée de manière centrée, soit arbitraire par rapport à la forme de l'élément rayonne.

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

Actuellement, la technologie microruban occupe une place privilégiée dans la conception des antennes planaires. En effet, en jouant sur la forme géométrique, il est aisé de concevoir des lignes d'alimentation ayant des formes originales et ainsi diminuer leur encombrement aux fréquences microondes. Deux configurations existent **figure (II.8)** le guide d'onde coplanaire (Coplanar Wave guide ou CPW) et les bandes coplanaires (Coplanar Strip ou CPS).

Dans la pratique, le guide d'onde coplanaire présente plusieurs types de structures qui se différencient les unes par rapport aux autres par l'épaisseur du substrat diélectrique et la largeur de la bande conductrice.

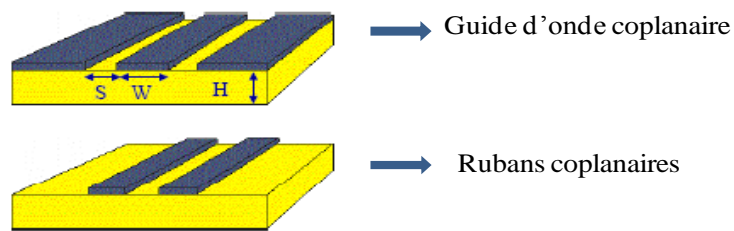


Figure (II.8) : Différentes structures des lignes coplanaires

II.4.1 Alimentation par Rubans Coplanaires CPS "Coplanar Strip Line"

Cette technique est très employée pour alimenter les antennes dipôles et papillon imprimées. La ligne coplanaire à rubans (CPS) est constituée d'une paire de rubans conducteurs déposés sur un substrat diélectrique **figure (II.8)** et **figure (II.9)**. Le mode de propagation est principalement TEM, partiellement dans le diélectrique et le reste dans l'air, de ce fait dans cette ligne de transmission, les lignes du champ électrique s'étendent à travers la fente et les lignes du champ magnétique entourent le ruban conducteur **figure (II.9)**. Cette structure présente l'avantage important d'être utilisable à des fréquences allant de quelques GHz à plusieurs dizaines de GHz.

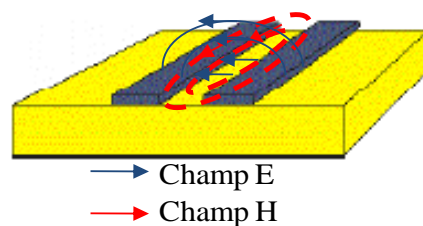


Figure (II.9) : Rubans Coplanaires et Propagation des champs

La largeur de la ligne influe sur l'impédance d'entrée. Plus précisément les principaux paramètres permettant de varier l'impédance de cette ligne sont : la constante diélectrique du substrat, l'épaisseur du substrat et la largeur de la fente entre les lignes.

II.4.2 Alimentation par guide d'onde coplanaire CPW " Coplanar Wave guide"

Le guide d'ondes coplanaire est une ligne de transmission efficace largement utilisée pour alimenter les antennes monopôles imprimées. Une ligne coplanaire est constituée de bandes conductrices situées sur le même plan (la métallisation se trouve sur un seul côté du substrat). Chacun des deux plans qui se situent sur les côtés est à la masse et la bande centrale transporte le signal **figure (II.10)**. Le signal se propage donc entre le conducteur central et les plans de masse équipotentiels (rubans latéraux).

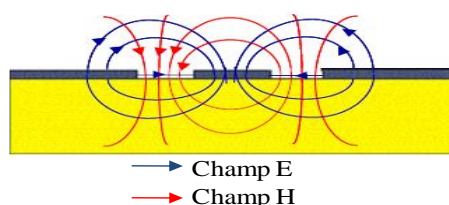


Figure (II.10) : Ligne coplanaire et propagation des champs

Les champs électrique et magnétique sont orthogonaux dans le plan transverse. La symétrie de la ligne fait apparaître deux modes de propagation **figure (II.10)**, un mode quasi TEM et un mode quasi TE (mode de fente) qui s'installe entre les rubans et qu'il convient d'éliminer. Chaque ligne CPW en mode quasi-TEM possède une impédance caractéristique qui dépend de ses paramètres géométriques et du substrat.

L'application de la technologie coplanaire aux antennes imprimées est relativement récente. Par exemple, une antenne monopôle a été réalisée à une gamme de fréquence 5 GHz sur un substrat de kapton de 0.25 millimètre d'épaisseur ($\epsilon_r = 2.18$ et $\tan \delta = 0.002$). Cette antenne présente une bande passante de 65 %, le gain mesuré est de 2 dB.

Le principal avantage de la ligne coplanaire est d'être une technologie uni planaire et de ne nécessiter qu'un niveau de métallisation.

De plus, elle permet de concevoir des antennes compactes. Néanmoins elle reste limitée par les pertes qu'elle engendre tout comme la technologie microruban, les lignes de transmissions de type coplanaire ont été l'objet de beaucoup de recherches basées sur le mode quasi-TEM.

De manière générale cette section nous a permis de rappeler les différents types de structures planaires. Nous avons vu les caractéristiques, les avantages et les inconvénients des lignes de transmissions planaires, ainsi que leurs structures et leurs utilisations.

La technique d'alimentation par ligne coplanaire sera la plus utilisée par la suite, puisqu'on peut facilement la déposer en même temps que le monopole. Le bon fonctionnement de l'antenne repose sur l'adaptation du linge d'alimentation sur toute la bande de fréquence.

II.5 Le logiciel de simulation HFSS

II.5.1 Présentation du logiciel

Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulation) v13.0 d'Ansoft Corporation est un simulateur électromagnétique de haute performance pour les modèles en 3D. Il intègre des simulations, des visualisations et une interface pour résoudre rapidement et de façon

efficace les problèmes électromagnétiques en 3D. Son code de calcul est basé sur la méthode des éléments finis. En général, cette méthode divise l'espace de résolution du problème en plusieurs milliers de régions plus petites et représente le champ dans chaque sous-région (élément) avec une fonction locale.

Il permet d'obtenir des graphiques performants pour donner à l'utilisateur des résultats et une perspicacité aux problèmes électromagnétiques en 3D [16].

Le HFSS peut être utilisé pour calculer des paramètres tels que le coefficient de réflexion, les fréquences de résonance, les diagrammes de rayonnements et les champs (électrique et magnétique) ...etc.

II.6 Modélisation par HFSS[®] d'antennes souples

Nous avons choisi de commencer par simuler une antenne monopole pour étudier l'effet des paramètres diélectriques des substrats sur les performances de l'antenne.

II.6.1 Choix de la forme

L'antenne proposée est un monopole alimenté par une ligne coplanaire. Les dimensions totales de l'antenne sont de $33 \times 48 \times 0.8 \text{ mm}^3$. L'alimentation de la ligne coplanaire se fait par un connecteur SMA (subminiature version A).

Les dimensions de la structure ont été optimisées à l'aide du logiciel HFSS[®] pour avoir un coefficient de réflexion minimum à l'entrée de l'antenne dans la bande de fréquence 1-8GHz. Les paramètres et les caractéristiques géométriques de l'antenne sont illustrés par la **figure (II.11)**. L'ellipse est caractérisée par deux principaux paramètres : le rapport entre le demi petit axe (d) et le demi grand axe (D) ainsi que la distance entre l'ellipse et la ligne coplanaire.

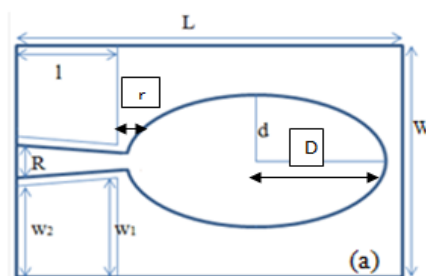


Figure (II.11) : Schéma de l'antenne monopole

Le modèle créé sous HFSS[®] comparé au dispositif expérimental n'inclus pas la connectique ainsi que les soudures **figure (II.12)**.

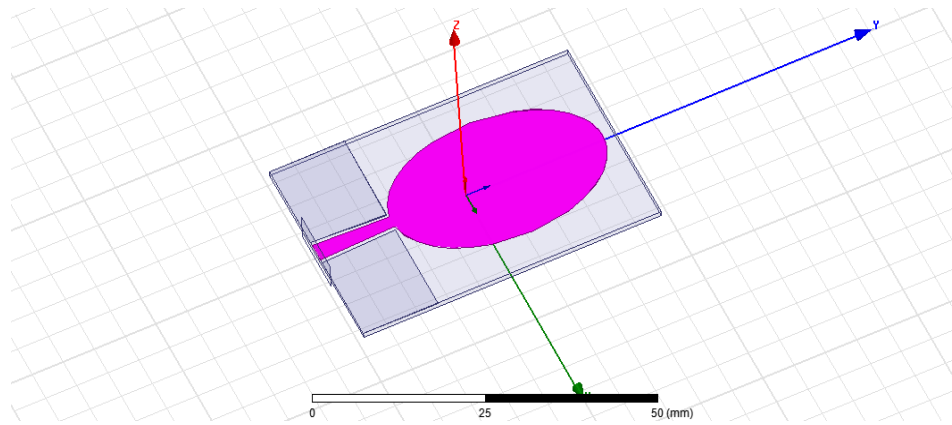


Figure (II.12) : Modèle numérique de l'antenne monopole

Puisqu'il y a des différences entre le modèle numérique et la structure réelle, cela engendrera également des différences entre les résultats obtenus numériquement et expérimentalement, il faut donc dans un premier temps étalonner le modèle en vérifiant que ces résultats soient suffisamment représentatifs.

Le cahier des charges imposant les valeurs caractérisant des différents éléments de l'antenne monopole alimentée par une ligne coplanaire est illustrée dans le **tableau (II.1)** :

| | | | | | | | |
|----------------------------------|--------------------------------------|---------------------|----------------|----|----------------|---|------|
| Antenne | Monopole (1– 8 GHz) | | | | | | |
| Type | Substrat Rogers RT/ duroid 5880 (tm) | | | | | | |
| Substrat | | | | | | | |
| Permittivité relative | | Tangente des pertes | | | Épaisseur (mm) | | |
| 2.2 | | 0.0009 | | | 0.8 | | |
| Les dimensions de l'antenne (mm) | | | | | | | |
| L | W | W ₁ | W ₂ | D | R | r | d/D |
| 48 | 33 | 15 | 14.5 | 17 | 3 | 2 | 0.65 |

Tableau (II.1) : Paramètres de conception de l'antenne monopole

II.7 Simulations et résultats

Les résultats de simulation obtenus sont comme suit :

II.7.1 Antenne monopole Rogers RT/duroid 5880(tm)

II.7.1.1. La modélisation géométrique (Mesh ou maillage) :

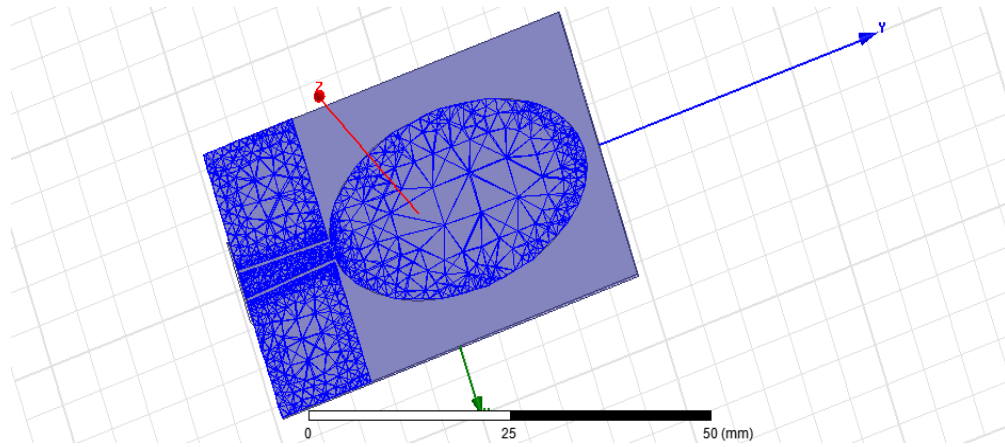


Figure (II.13) : La géométrie des cellules

L'objet d'un maillage est de procéder à une simplification d'un système par un modèle représentant ce système et éventuellement, son environnement (le milieu), dans l'optique de simulations de calculs ou de représentations graphiques.

La géométrie des cellules est triangulaire.

II.7.1.2 Le coefficient de réflexion

Le paramètre S est le coefficient qui préoccupe le plus les concepteurs des antennes imprimées car il représente le coefficient de réflexion qui joue le rôle de perturbation sur la transmission des données.

Figure (II.14) et figure (II.15) présentent la variation du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne pour des r et D différents.

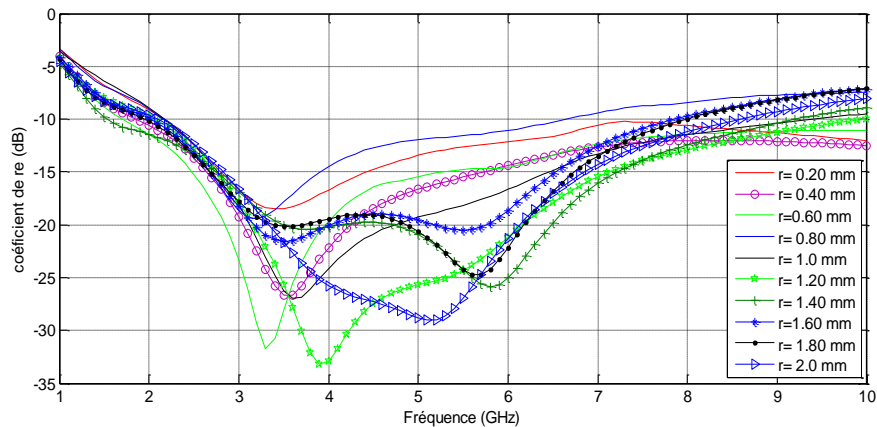


Figure (II.14) : Le coefficient de réflexion S11 pour r.

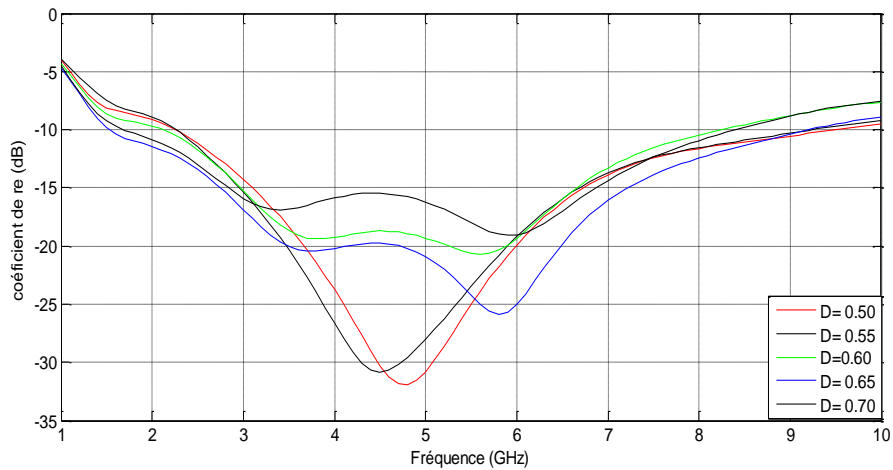


Figure (II.15) : Le coefficient de réflexion pour d/D .

Malgré la diminution du coefficient de réflexion à -26 dB dans le cas optimal $r=1.4$ et $d/D=0.65$ mais la bande passante est large (7.52 GHz).

II.7.1.3 Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR)

Le taux d'onde stationnaire nous donne l'appréciation de l'adaptation. Un TOS doit être égal à l'unité à la fréquence de résonance pour une antenne bien adaptée, c'est à dire qu'il n'y a pas des pertes de puissance par réflexion, la **figure (II.16)** Montre que nous avons une bonne adaptation dans la bande de fréquence visée.

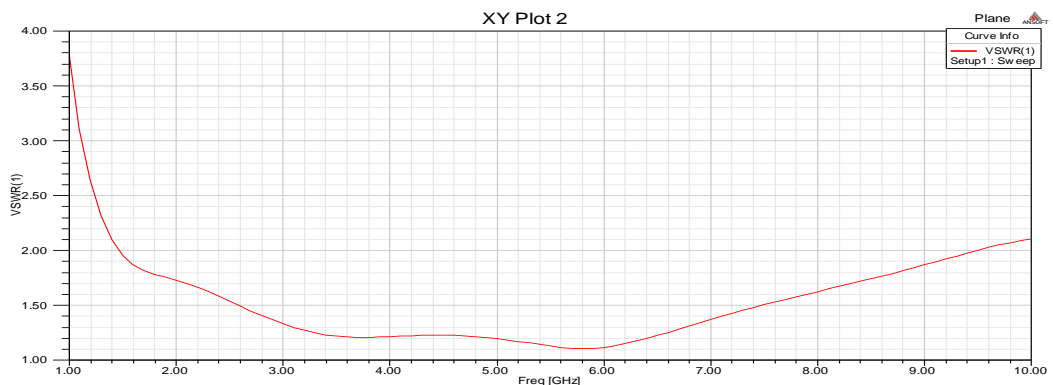


Figure (II.16) : Taux d'ondes stationnaires

II.7.1.4 Le diagramme de rayonnement et gain

Les figures ci-dessous représentent le diagramme de rayonnement du monopole plane dans les coordonnées polaires, suivant les plans H (plan xOy correspondant à $\theta = \pi/2$), et E (plan yOz correspondant à $\phi = \pi/2$). Aux fréquences 1.8 GHz, 2.45 GHz, 5.2 GHz et 5.8 GHz.

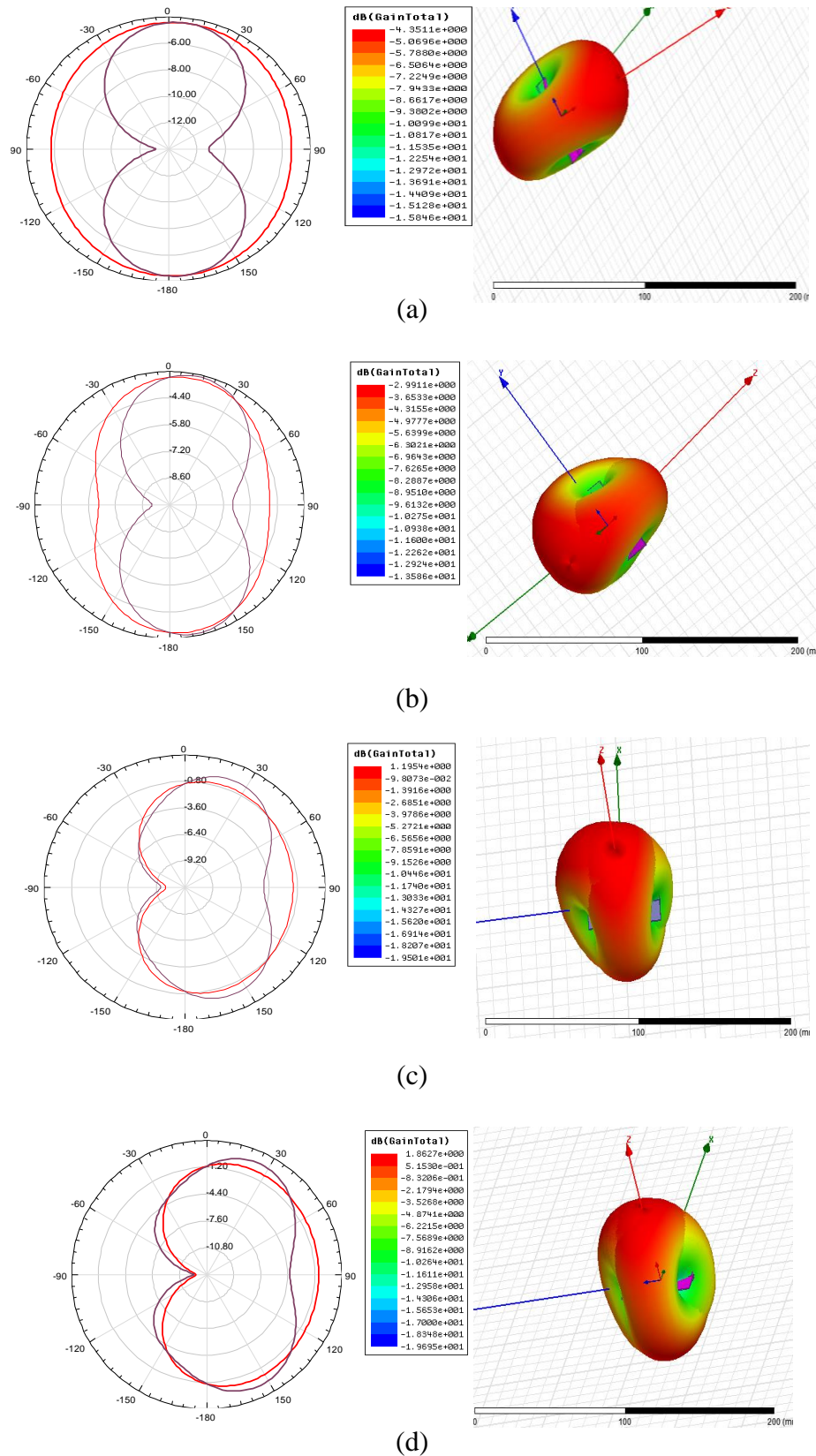


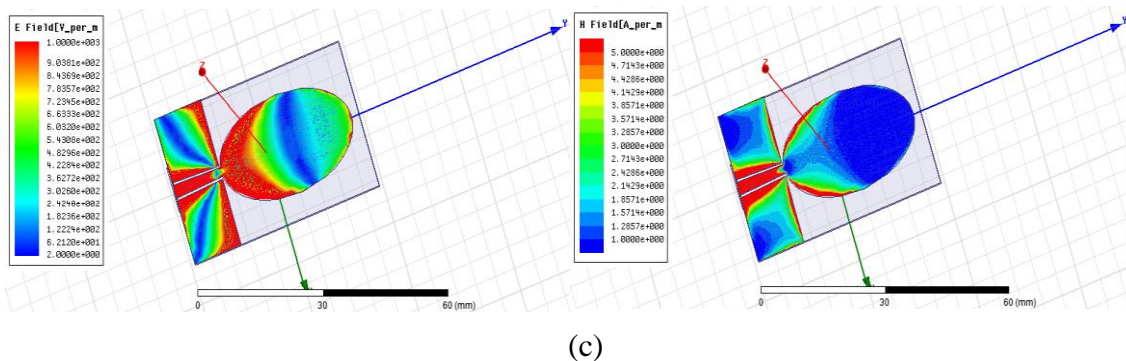
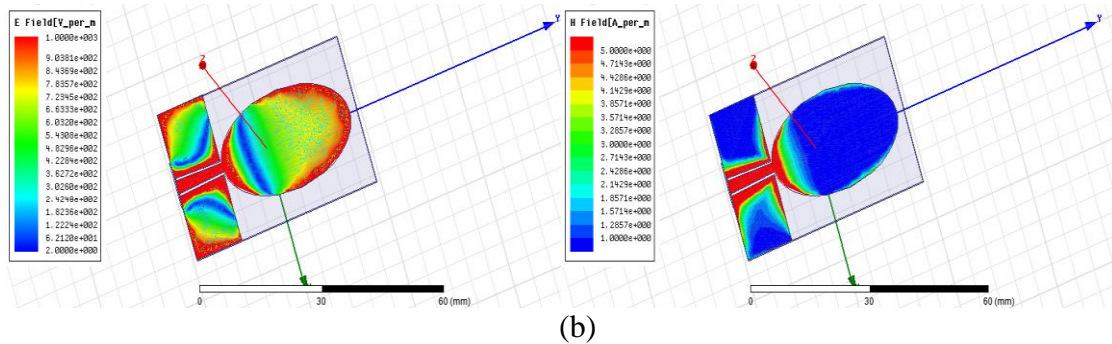
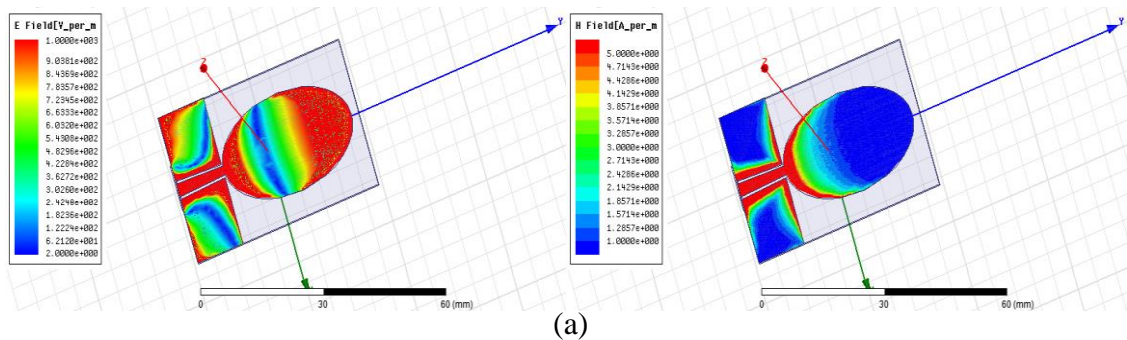
Figure (II.17) : Modèles de rayonnement 2D/3D dans les plan H et E pour les fréquences (a) 1.8 GHz ;(b) 2.45 GHz ;(c) 5.2 GHz ;(d) 5.8GHz. Plan E rouge, plan H noir.

Pour le plan H le diagramme de rayonnement reste omnidirectionnel mais varie avec la fréquence : Les gains maximum varient entre 1.86 et -4.37 dB.

Dans le plan E le diagramme de rayonnement reste directif sur toute la bande de fréquences. La direction du lobe principal reste à peu près constante lorsque la fréquence augmente.

II.7.1.5 Les répartitions des champs

On peut constater deux types de distribution du champ, la distribution du champ électrique E et le champ magnétique H dans le plan normal à l'antenne.



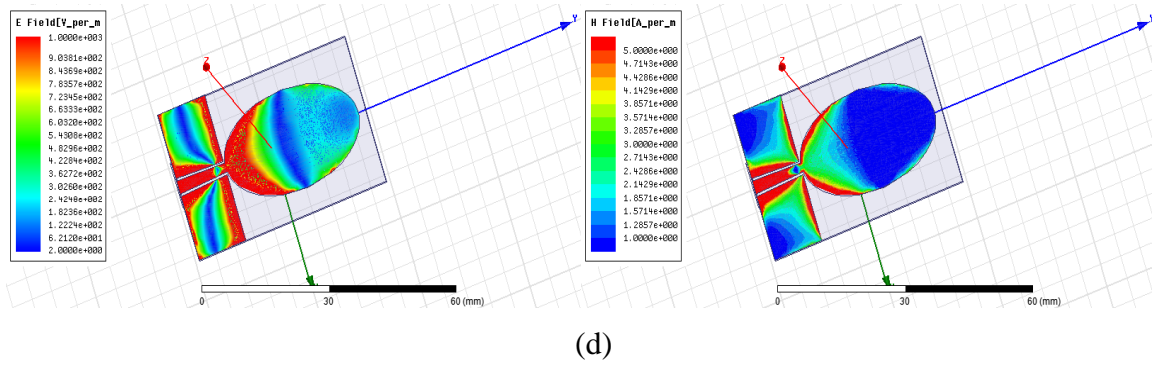


Figure (II.18) : Les répartitions des champs E/H (a) 1.8 GHz ;(b) 2.45 GHz ;(c) 5.8 GHz ;(d) 5.8 GHz.

Il est notable que le maximum de champ se trouve concentré aux extrémités de l'antenne et la ligne coplanaire pour les quatre fréquences. Ce qui explique le fait que le rayonnement de ce type d'éléments de notre antenne s'effectue principalement par ses bords et la ligne coplanaire, à $f = 1.8$ GHz le maximum du champ électrique est distribué aux extrémités de l'antenne et la ligne coplanaire et si on voit la deuxième fréquence on constate que le maximum du champ est à la ligne coplanaire a disparu dans l'antenne, et avec l'augmentation de la fréquence le maximum revient aux extrémités de l'antenne et la ligne coplanaire.

On remarque que Le champ H reste à peu près constant lorsque la fréquence augmente, et le maximum du champ se trouve condensé dans l'intersection de l'antenne et la ligne coplanaire pour $f = 1.8$ et $f = 2.45$ et avec l'augmentation de la fréquence le champ diminue sur les bords de l'antenne et la ligne coplanaire.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la conception et la simulation d'une antenne monopole de forme plane par le logiciel HFSS. Enfin, une présentation du logiciel HFSS à l'aide duquel nous avons pu simuler l'antenne monopole dans la bande 1–8 GHz. Dans cette partie, en plus des résultats qui ont permis de conclure à un bon fonctionnement des antennes proposées. Au terme des résultats obtenus pour le coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement et le gain, l'antenne proposée possède de bonnes qualités de rayonnement avec une large bande passante de 174.28% et un rayonnement omnidirectionnel.

Nous avons également pu vérifier le critère de flexibilité mécanique proposé par ces antennes, compte tenu de la qualité des résultats obtenus avec ces antennes à base de substrats flexibles, nous entreprenons dans le chapitre suivant l'étude et la simulation d'antennes ultra large bande dotées de la propriété de flexibilité.

CHAPITRE III

Conception et simulation d'antennes reconfigurables Ultra Large Bandes

III.1 Introduction

De nombreux services de communications se développent actuellement et attirent de plus en plus d'utilisateurs. L'accès à ces services d'un terminal unique nécessite l'utilisation d'antennes compactes multifréquences permettant notamment de recevoir simultanément la PCS (Personal Communication Service 1.8/1.9 GHz), l'internet (Wireless Local Area Network and Wireless networks). Il faut noter que les fréquences utilisées par ces diverses applications s'étalent sur plusieurs octaves et il est donc difficile de concevoir une structure unique réunissant les caractéristiques requises permettant l'accès à ces différents services. Compte tenu de la demande croissante pour le développement et le déploiement de ces nouveaux services sans fil, on est amené à concevoir des antennes ultra large bande. Dans le cas particulier des antennes monopoles flexibles, cela se traduit par des solutions multi-bandes novatrices.

Les systèmes de communication en espace libre utilisant des antennes présentent de nombreux avantages. Ces systèmes répondent aux contraintes de mobilité, de facilité d'accès et selon la fréquence utilisée ils peuvent avoir une portée suffisante sans amplification, le choix de l'antenne se fait en fonction des contraintes liées à de l'application, telles que la bande de fréquence, le gain, le coût, la couverture, ou encore le poids. Parmi les nombreux travaux de recherche et de développement sur les antennes au cours de ces dernières années, on peut citer les antennes monopoles imprimées dont la forme et les dimensions permettent d'être intégrées dans des modules d'émission ou de réception sur le même substrat.

Dans ce chapitre, nous présentons la conception de l'antenne compte tenu des contraintes imposées. Cette phase de conception se retrouve dans la réalisation de toute antenne. Celle-ci est généralement basée sur l'expérience de l'antenniste qui s'oriente naturellement vers des géométries répondant aux contraintes citées : structure volumique ou structure plane, rayonnement directionnel ou rayonnement omnidirectionnel, bande étroite ou bande large. Un critère discriminant pour sélectionner alors une géométrie possible est la simplicité de l'antenne de telle sorte que son comportement puisse se décrire de façon analytique ou intuitive, et dans un même temps, une géométrie qui, à priori, conviendra à l'ajout de fonctionnalités reconfigurables.

III.2 Les antennes reconfigurables Ultra Large Bandes (ULB)

III.2.1 Introduction

Les structures rayonnantes doivent être telles qu'elles permettent une couverture multi-bandes et/ou large bande. Mais pour les différents services, les fréquences utilisées sont soit très éloignées, soit adjacentes suivant les standards que l'on considère. Face à cette contrainte, il est donc extrêmement difficile d'imaginer une structure compacte réunissant les caractéristiques permettant l'accès à ces différents services simultanément. Cependant, les standards GSM (Global System for Mobile communication) (880MHz-960MHz), PCS (Personnel Communications Services/System) (1.85GHz-1.99GHz) et WLAN (Wireless Local Area Network) (2.4GHz-5.8GHz) sont relativement voisins du point de vue de leurs caractéristiques de rayonnement et des bandes de fréquences couvertes ^[17].

Par ailleurs, ces nouvelles technologies nécessitent aussi une certaine flexibilité au niveau du bloc RF. Les antennes d'aujourd'hui doivent être intelligentes et doivent être capables de s'adapter aux besoins en termes de fréquence de travail et de caractéristiques de rayonnement.

Ainsi, ce travail traite de l'utilisation des structures à base de formes aérodynamiques pour la conception d'antennes de faible encombrement ayant des performances en rayonnement améliorées, après une brève présentation des antennes imprimées reconfigurables. Nous étudions le rayonnement électromagnétique d'une antenne ULB conformée sur un support cylindrique. Ce type de support permet une réduction des dimensions de l'antenne et augmentation des performances en rayonnement (gain et efficacité). Enfin, Nous nous intéressons à la simulation et l'optimisation des antennes monopole au moyen du simulateur électromagnétique HFSS[®]. Les antennes sont conçues pour fonctionner dans la bande de fréquences [1-8 GHz]. La caractérisation est faite en termes du coefficient de réflexion, bande passante, diagramme de rayonnement et gain.

III.2.2 Conception des antennes reconfigurables et problèmes associés

Les antennes reconfigurables offrent par définition la possibilité d'un changement de polarisation, de fréquence de fonctionnement ou de diagramme de rayonnement.

Ceci permet une adaptation face aux changements des paramètres d'un système de télécommunications. En effet, une antenne classique est figée et ne peut fonctionner qu'aux fréquences pour lesquelles elle a été conçue à l'origine. Dans le cas d'une antenne reconfigurable, il est envisageable de pouvoir accorder sa fréquence de fonctionnement à un

standard qui n'existait pas ou n'avait pas été pris en compte lors de la création de la dite antenne, cela permet notamment d'accéder à de nouveaux standards ^[18].

Tout d'abord, d'un point de vue conception, on peut commencer par rechercher une géométrie d'antenne adaptée aux contraintes de l'application visée (dimensions, robustesse, fréquence etc....) et qui autorise à l'ajout de fonctionnalités reconfigurables. Mais le point de départ peut aussi être le composant de base de la structure antennaire. Si ce dernier possède des propriétés intéressantes dans le domaine des radiofréquences, Celles-ci peuvent être mises à profit. C'est le cas par exemple des antennes organiques pour lesquelles la reconfigurabilité est une application quasi naturelle. Enfin, suivant le point de départ est la recherche d'une fonctionnalité précise. Il faut alors associer dès le départ une géométrie et des composants pour essayer d'obtenir un comportement bien précis, on a donc une opposition entre deux démarches. La première dite "bottom-up" qui consiste à choisir des composants (respectivement une antenne), puis une antenne (respectivement des composants) se traduira par l'obtention de certaines fonctionnalités et au contraire une démarche "top-down" où l'on s'impose une fonctionnalité précise que l'on essaie d'obtenir en choisissant la structure d'antennes (géométrie et composants). Ces deux situations sont illustrées par le schéma de la **figure (III.1)** ^[18].

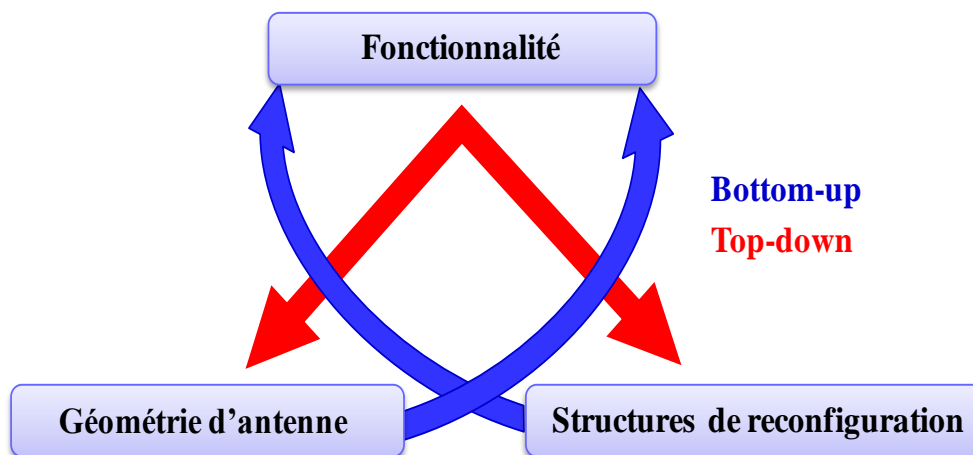


Figure (III.1): Conception top-down ou bottom-up d'une antenne reconfigurable.

Nous allons, dans ce travail, présenter des antennes monopoles qui sont communément utilisées. Ces antennes ont été classées selon certaines propriétés : particularités géométriques ou spécificité du diagramme de rayonnement (antenne omnidirectionnel), toutes ces antennes possèdent naturellement une bande passante assez élevée. Cette partie s'articule autour du design et du comportement des antennes reconfigurables. Nous traitons les antennes dont la reconfiguration est liée à des propriétés mécaniques.

Chapitre III : Conception et simulation d'antennes reconfigurables Ultra Large Bandes

Il existe plusieurs configurations mécaniques, pour modifier les propriétés électromagnétiques d'une antenne. La première concerne la déformation mécanique de l'élément rayonnant ^[19-20], soit par commande manuelle, comme en **figure (III.2)** soit par commande électrique comme dans le cas de l'antenne MEMS proposée en **figure (III.3)**.

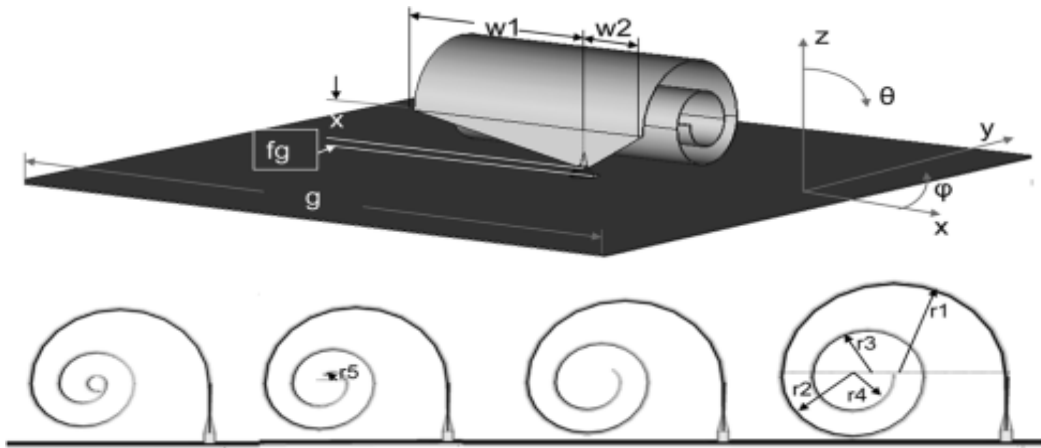


Figure (III.2) : Géométrie d'une antenne monopole reconfigurable basée sur un élément à enroulement ^[19].

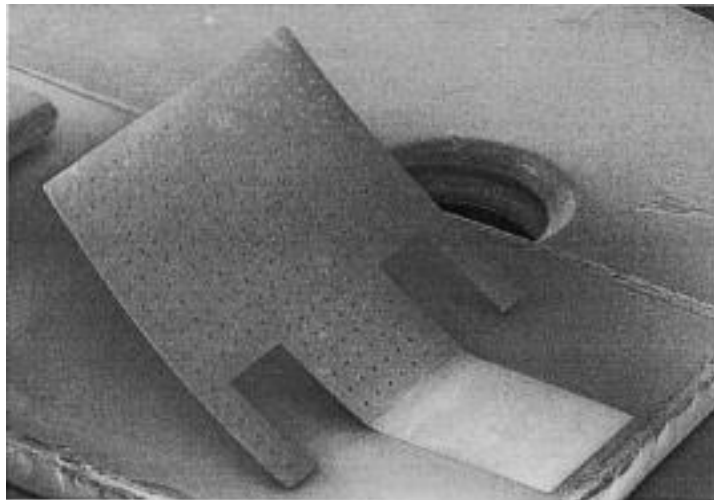


Figure (III.3) : photographie d'une antenne MEMS microruban reconfigurable ^[20].

Une autre possibilité concerne l'utilisation de substrats flexibles dont les caractéristiques mécaniques sont accordables et qui permettent de passer d'un état à autre **figure (III.4)**.

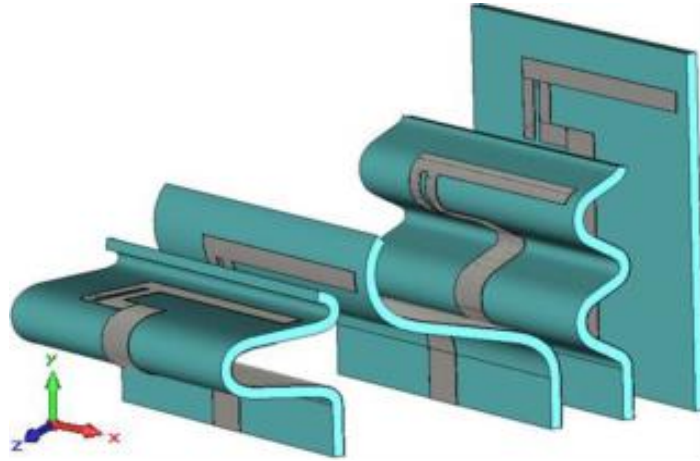


Figure (III.4) : Géométrie d'une antenne reconfigurable basée sur un substrat flexible.

La plupart des systèmes sans fils d'aujourd'hui comportent plusieurs antennes pour assumer les différents standards de communications qui existent. Cependant, il n'est pas recommandable d'avoir différentes antennes dans un système. L'espace disponible déjà limité devrait encore être partagé entre plusieurs antennes, ceci causerait un problème d'encombrement. L'utilisation d'antennes reconfigurables offre donc en particulier une meilleure exploitation d'espace.

III.2.3 Antennes sur substrats souple

La recherche de flexibilité mécanique dans le domaine des antennes a commencé avec le micro-usinage de matériaux rigides (silicium ^[21] et SiO₂ ^[22]). La flexibilité mécanique ou structurale d'antennes constitue une alternative prometteuse. Un des points clés est d'utiliser des matériaux possédant des caractéristiques électriques et mécaniques appropriées. Différentes équipes ont travaillé sur des substrats "souples" avec une recherche de matériaux toujours plus flexibles : Polyimide Kapton ($E_y = 5,5 \text{ GPa}$) ^[23, 24] et polymère cristaux-liquides (LCP : liquid crystal polymer, en anglais) ($E_y = 2,5 \text{ GPa}$) ^[25].

Comme énoncé lors de l'introduction, la première étape consiste à mettre en œuvre une structure sur un simulateur électromagnétique (HFSS[®]).

III.2.4 Avantages et Inconvénients des antennes reconfigurables

| Avantages | Inconvénients |
|--|--|
| Leur durée d'emploi. | Leur coût, bien plus élevé que celui d'antennes classiques. |
| Leur faculté d'intégrer des fonctionnalités au sein de l'antenne, ce qui contraste avec une conception plus classique par blocs séparés (antenne/circuit RF/circuit numérique). Le premier avantage de cette intégration est un gain en compacité de l'antenne, en contrepartie d'une diminution de la modularité du système (impossibilité de remplacer indépendamment les composants). | Leur consommation énergétique, aussi bien dans le domaine continu que dans le domaine RF. |
| Peut présenter un avantage volumique, par rapport à une antenne classique. | Le principal défaut des antennes reconfigurable est leur complexité, génératrice de nombreux problèmes. Le premier est lié à la complexité structurelle de l'antenne, due notamment aux structures de polarisation, qui se traduit par une fragilité matérielle. |

Tableau (III.1) : Avantages et inconvénients des antennes reconfigurable ^[26].

III.3 Caractéristique d'antenne reconfigurable

III.3.1 Choix de la forme

Les antennes reconfigurables deviennent de plus en plus importantes en raison de la variété de leurs formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration, le choix de la forme aérodynamique d'antenne utilisée se fait en fonction de la forme et de la taille des structures visées.

Par rapport au type d'antenne, l'antenne ULB de type reconfigurable est une bonne option pour de nombreuses applications car elle peut être facilement intégrée dans des périphériques sans fil ou intégrée à d'autres circuits intégrés aux micro-ondes.

Chapitre III : Conception et simulation d'antennes reconfigurables Ultra Large Bandes

La déformation structurale de l'antenne a été faite par logiciel HFSS® dans les mêmes critères de mesure utilisés précédemment dans l'antenne monopole et dans la bande de fréquence 1-8GHz. Les paramètres et les caractéristiques géométriques de l'antenne sont illustrés par la **figure (III.5)**.

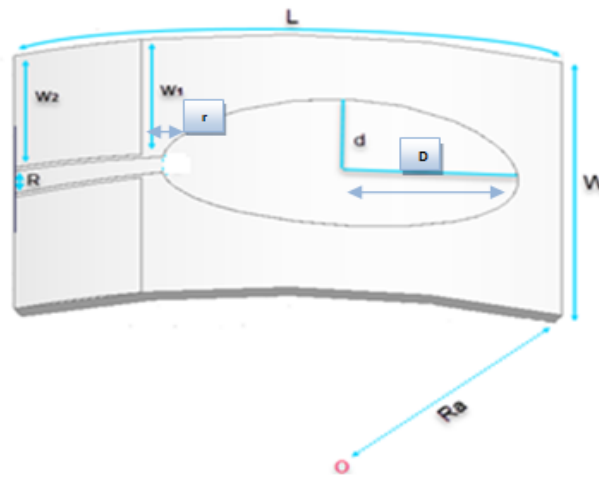


Figure (III.5) : Paramètres géométriques de l'antenne reconfigurable [27].

La figure ci-dessous illustre le modèle numérique de l'antenne reconfigurable créé sous HFSS.

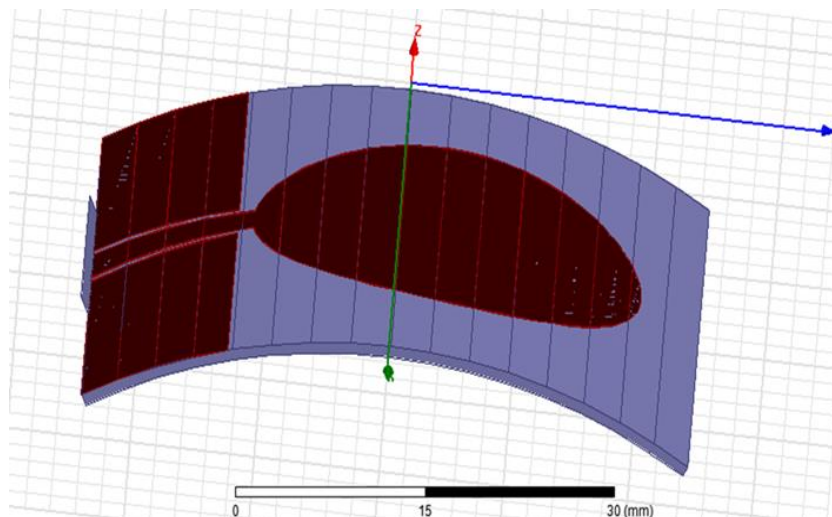


Figure (III.6) : Modèle numérique de l'antenne reconfigurable.

Le tableau suivant représente les caractéristiques des différents d'éléments de l'antenne reconfigurable.

| | | | | | | | | |
|---------------------------------|-------------------------------------|----------------|----------------|----|----------------|---|---|------|
| Antenne | Monopole reconfigurable (1 à 8 GHz) | | | | | | | |
| Type | Rogers RT/ Duroid 5880 (tm) | | | | | | | |
| Substrat | | | | | | | | |
| Permittivité | Tang des pertes | | | | Epaisseur (mm) | | | |
| 2.2 | Tan(δ)=0.00009 | | | | 0.8 | | | |
| Les Dimension de l'antenne (mm) | | | | | | | | |
| L | W | W ₁ | W ₂ | D | Ra | R | r | d/D |
| 48 | 33 | 15 | 14.5 | 17 | 50 | 3 | 2 | 0.65 |

Tableau (III.2) : paramètre de conception de l'antenne monopole reconfigurable.

III.4 Les résultats de simulation de l'antenne reconfigurable

III.4.1 Antenne reconfigurable Ra=50

III.4.1.1 La modélisation géométrique (Mesh ou maillage) :

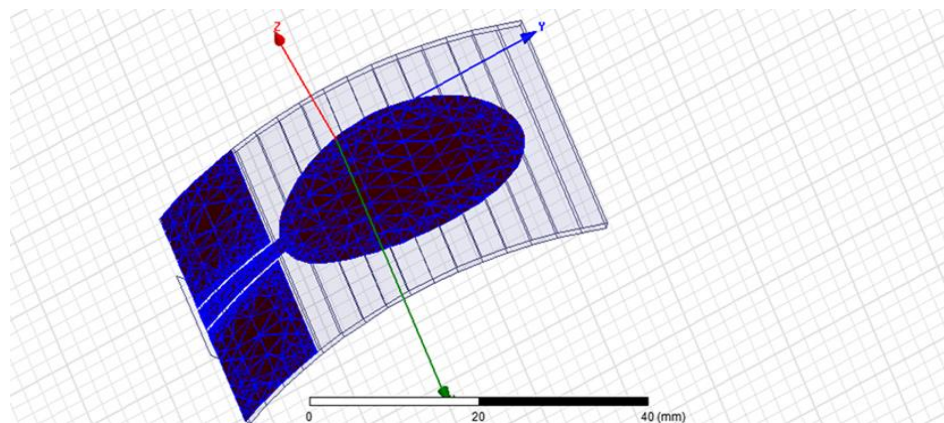


Figure (III.7) : La géométrie des cellules.

Le mesh est un objet tridimensionnel constitué de sommets, d'arêtes et de faces organisés en polygones sous forme de fil de fer dans une infographie tridimensionnelle. Les phases se composent de triangles.

III.4.1.2 Le coefficient de réflexion

La largeur de la bande de fréquence de l'antenne s'étale sur une bande de fréquence allant de 1 à 8 GHz, on remarque que le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB dans la bande de fréquence choisie.

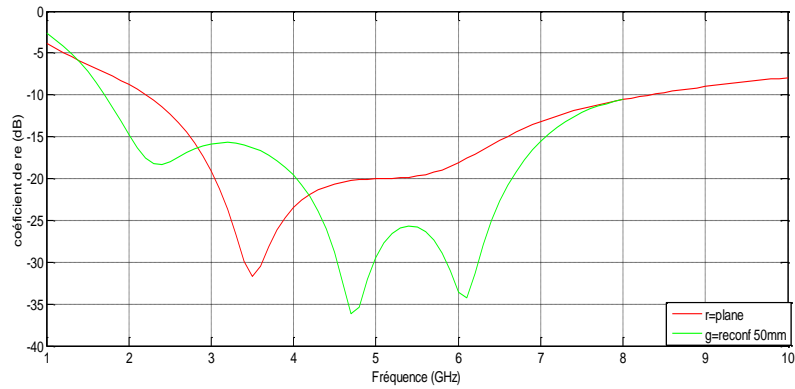


Figure (III.8) : Comparaisons du coefficient de réflexion simulé et mesuré pour l'antenne plane et l'antenne reconfigurable 50 mm.

III.4.1.3 Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR)

Le TOS est le rapport entre l'amplitude de l'onde réfléchie et l'amplitude de l'onde directe, il s'agit bien de quantifier l'amplitude d'une onde stationnaire.

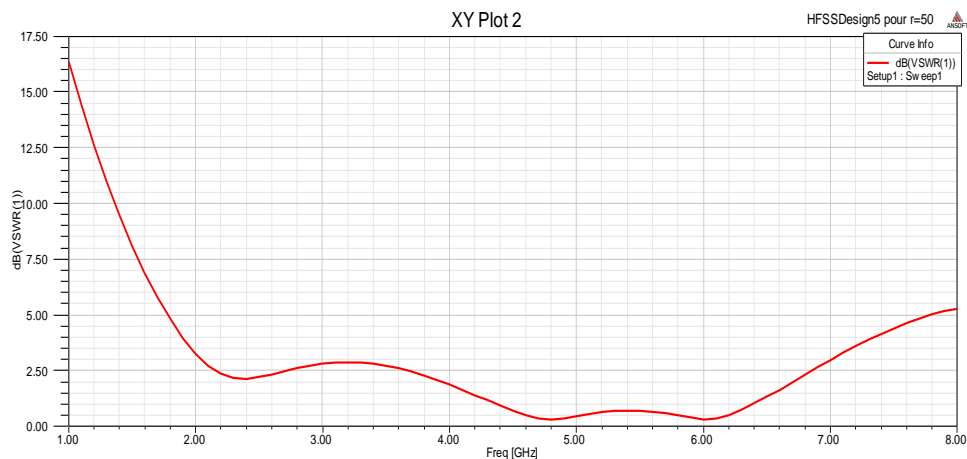


Figure (III.9) : Taux d'ondes stationnaires

III.4.1.4 Le diagramme de rayonnement et gain

Le diagramme de rayonnement est une représentation géométrique de la façon dont une antenne collecte ou rayonne l'énergie électromagnétique dans l'espace.

Cette représentation peut se faire soit en trois dimensions soit en deux dimensions sur des diagrammes polaires présentant différents plans.

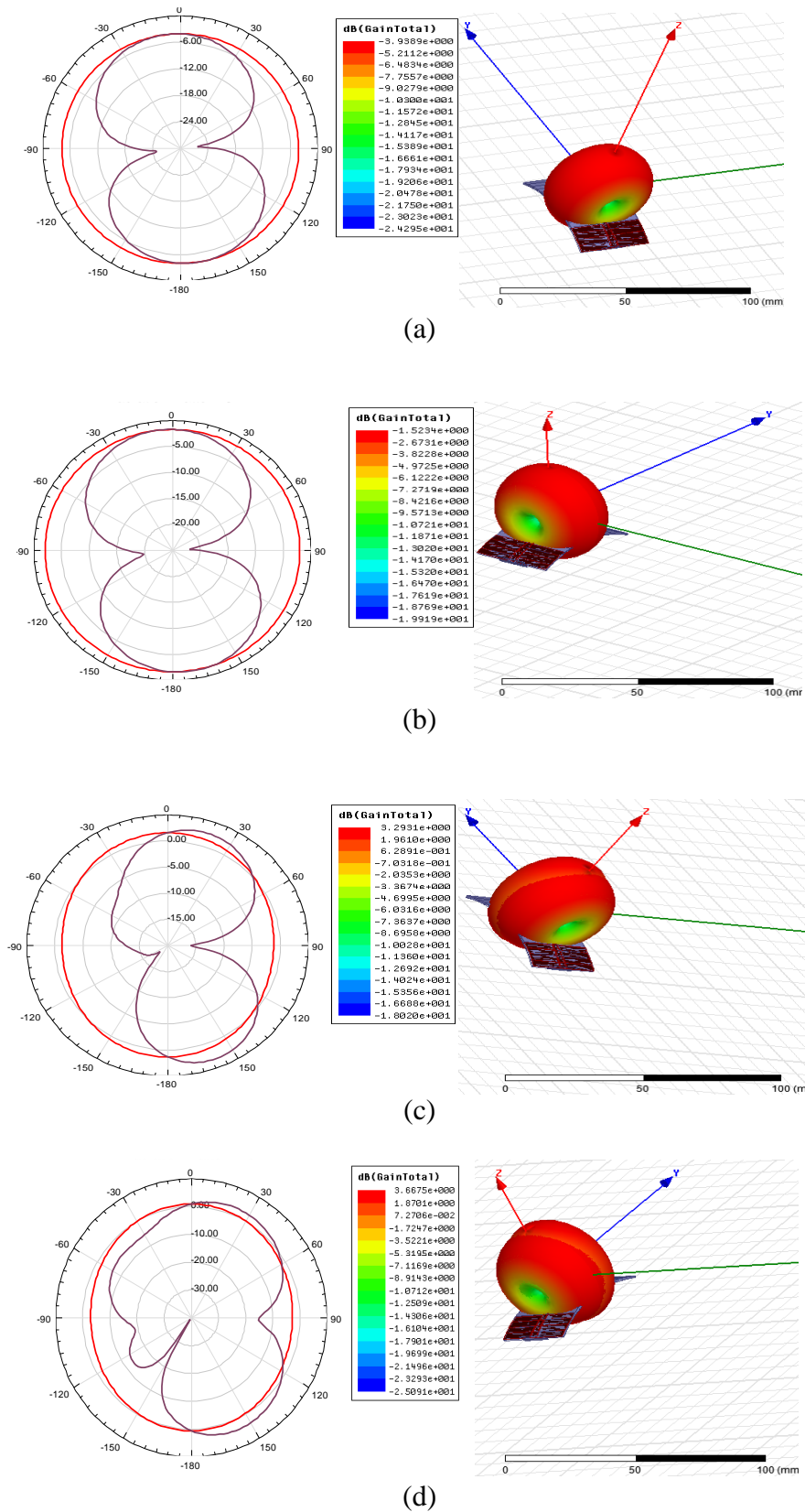


Figure (III.10) : Diagrammes de rayonnement en 2D/3D (a) 1.8 GHz ;(b) 2.45 GHz ;(c) 5.2 GHz ;(d) 5.8 GHz.

III.4.1.5 Les répartitions des champs

La **figure (III.11)** montre l'ensemble des résultats de cartographie de champs électriques et magnétiques présentés est référencé à l'aide d'une échelle de couleur qui permet de repérer les valeurs de l'intensité de ces champs.

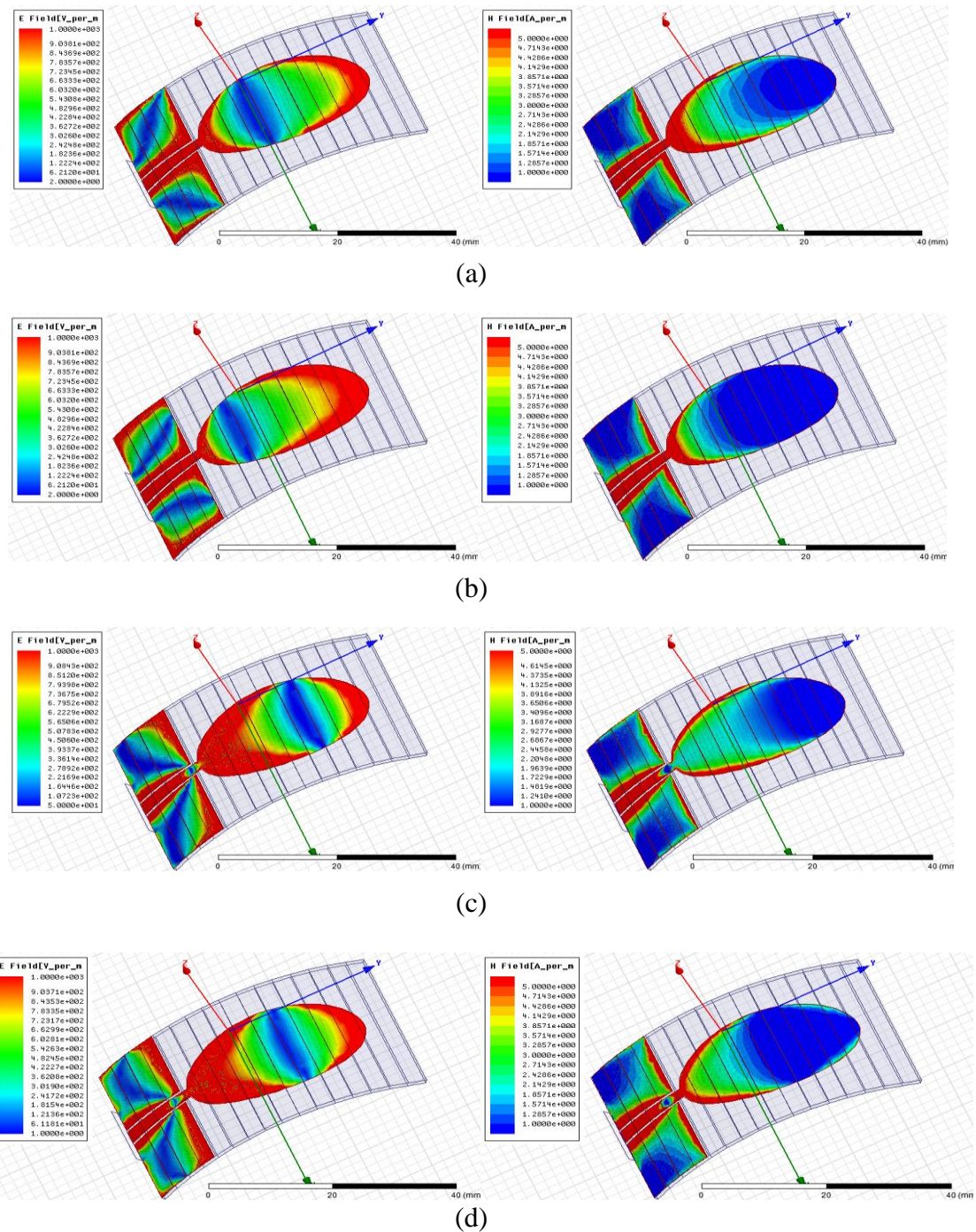


Figure (III.11) : Les répartitions des champs E/H (a) 1.8 GHz ;(b) 2.45 GHz ;(c) 5.2 GHz ;(d) 5.8 GHz.

III.4.2 Antenne reconfigurable Ra=80

III.4.2.1 La modélisation géométrique (Mesh ou maillage)

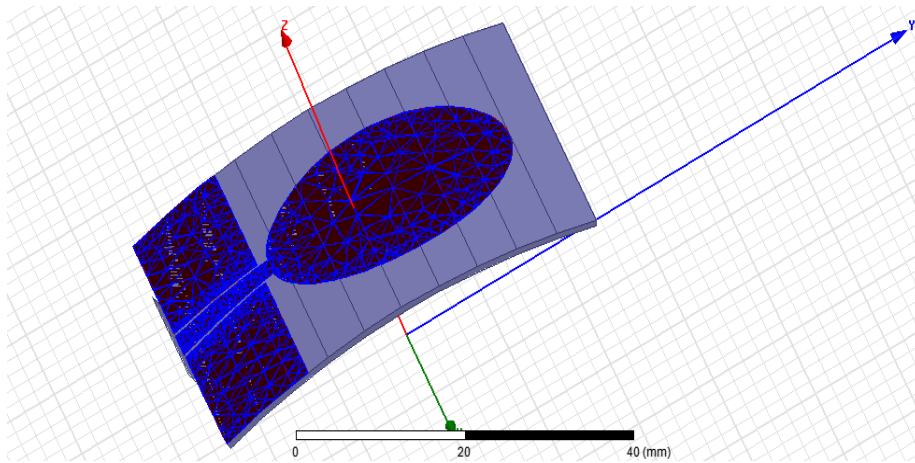


Figure (III.12) : La géométrie des cellules.

L'étude des meshes fait partie importante de l'infographie tridimensionnelle, différentes représentations des meshes sont utilisées selon les besoins.

III.4.2.2 Le coefficient de réflexion

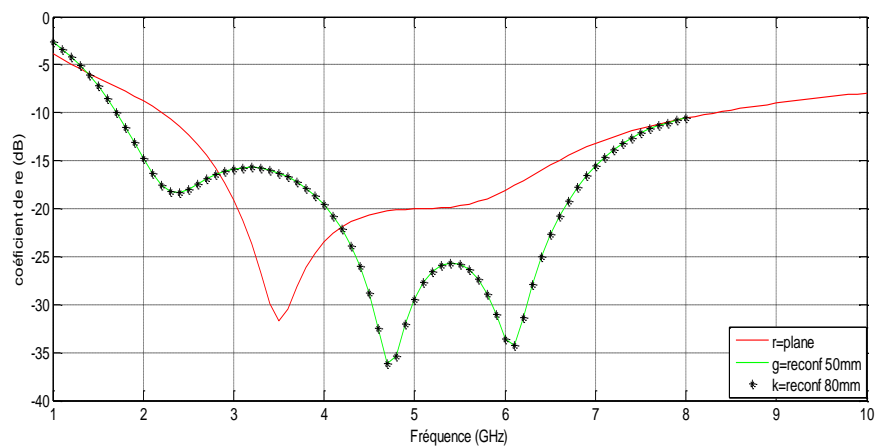


Figure (III.13) : Coefficients de réflexion simulés et mesurés pour l'antenne plane et reconfigurable 50mm et 80 mm.

La différence de bande passante entre les deux configurations est due à la structure géométrique conçue.

D'après la figure ci-dessous, on constate que le coefficient S_{11} est de l'ordre de -37dB pour les deux antennes reconfigurées. Par conséquent, la bande passante est 6.7 GHz qui correspond aux recommandations souhaitées.

III.4.2.3 Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR)

Le Taux d'ondes stationnaires traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux éléments.

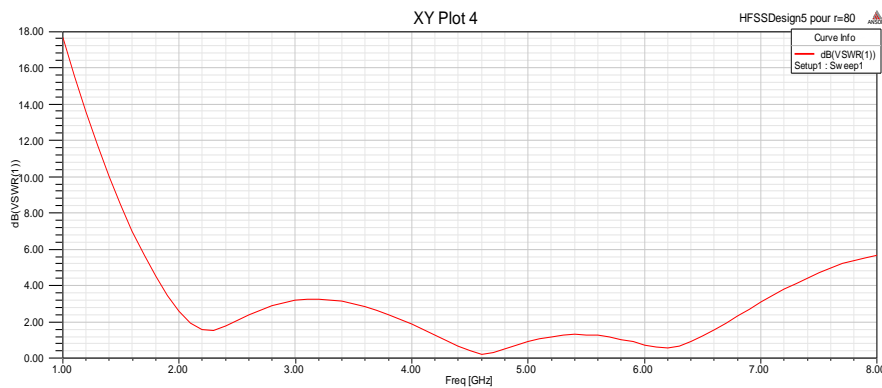
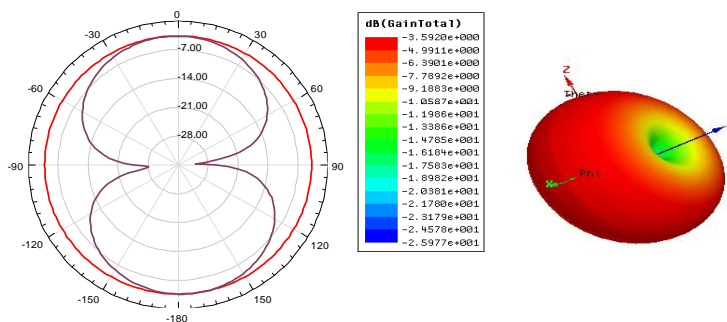


Figure (III.14) : Taux d'ondes stationnaires.

D'après la figure (III.14), on remarque que le taux d'onde stationnaire est inférieure à 2 dont la bande de fréquence visée. On conclue que l'antenne proposée est bien adaptée.

III.4.2.4 Diagrammes de rayonnement et gain

Le diagramme du rayonnement permet de localiser les zones de l'espace entourant l'antenne et les directions où le rayonnement est intense ou faible. Ce diagramme permet de savoir rapidement la performance de l'antenne.



(a)

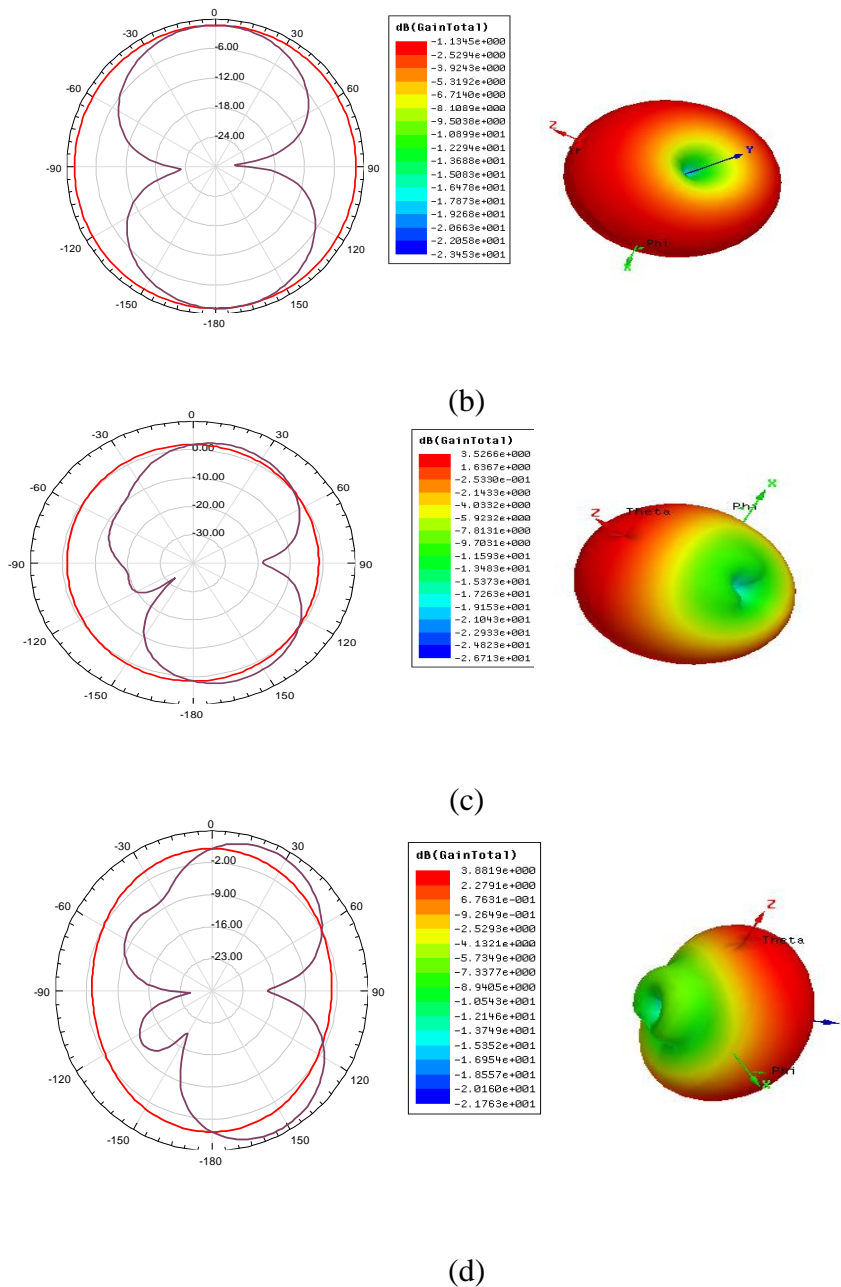


Figure (III.15) : Diagrammes de rayonnement en 2D/3D (a) 1.8 GHz ;(b) 2.45 GHz ;(c) 5.2 GHz ;(d) 5.8 GHz.

La **figure (III.15)** montre les résultats de simulations des diagrammes de rayonnement dans le plan vertical E et horizontal H de l'antenne. Ce diagramme reste omnidirectionnel dans le plan E et directif dans le plan H, ce qui correspond à un diagramme d'une antenne dipôle. Par conséquent, une amélioration du gain de l'antenne est observée.

III.4.2.5 Les répartitions des champs

A l'aide de l'échelle de couleur, on peut conclure qu'il y a une variation proportionnelle du champ E en fonction de la fréquence or que le champ H reste presque constant. La variation

Chapitre III : Conception et simulation d'antennes reconfigurables Ultra Large Bandes

du champs électrique est dû essentiellement au mode du rayonnement électromagnétique à l'entrée de l'antenne (mode fondamentale TE).

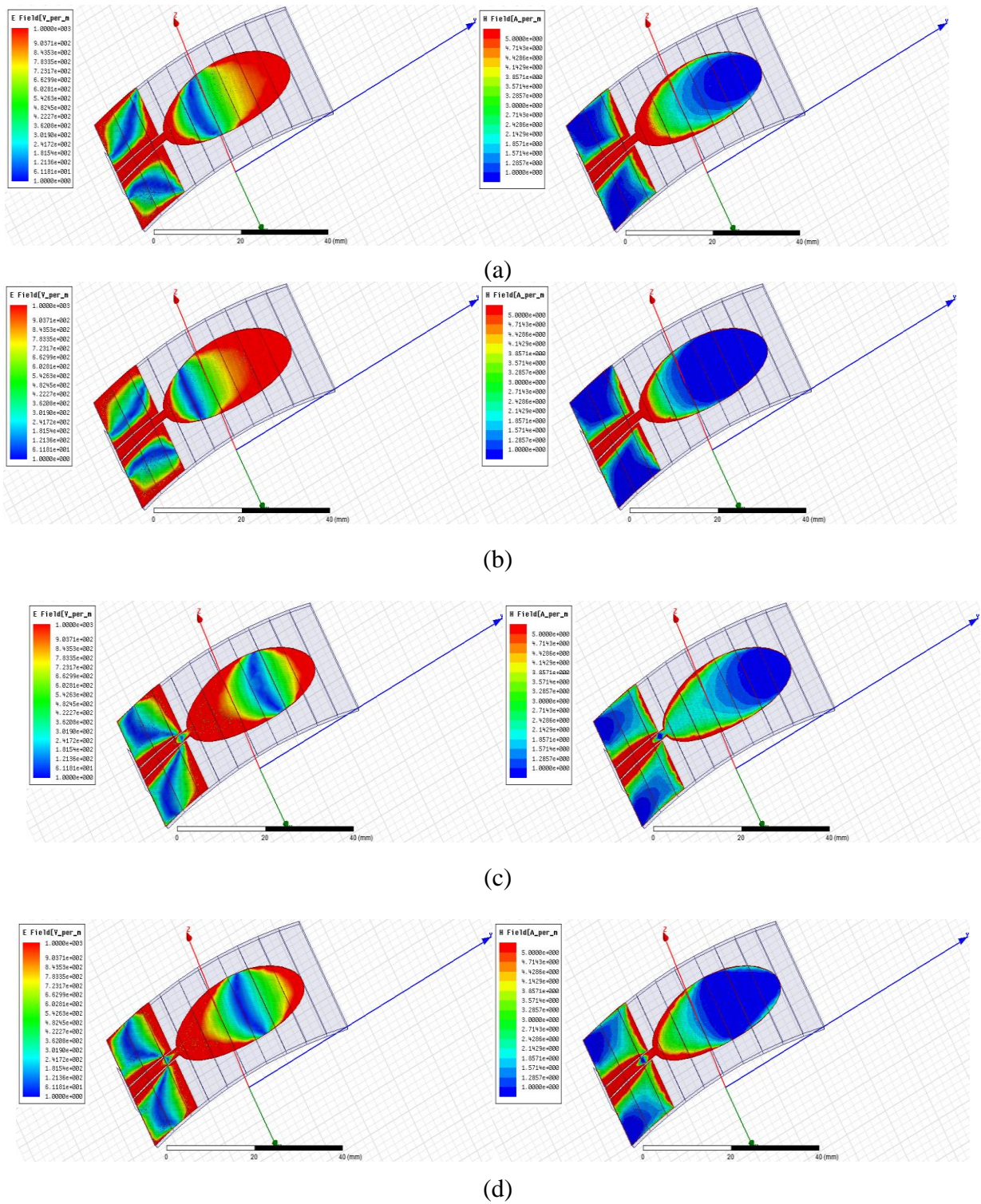


Figure (III.16): Les répartitions des champs E/H (a) 1.8GHz ;(b) 2.45GHz ;(c) 5.2GHz ;(d) 5.8GHz.

III.4.3 Reconfigurable NACA

La **figure (III.17)** représente une antenne dont la forme aérodynamique de l'aile Naca conçu à l'aide du logiciel HFSS.

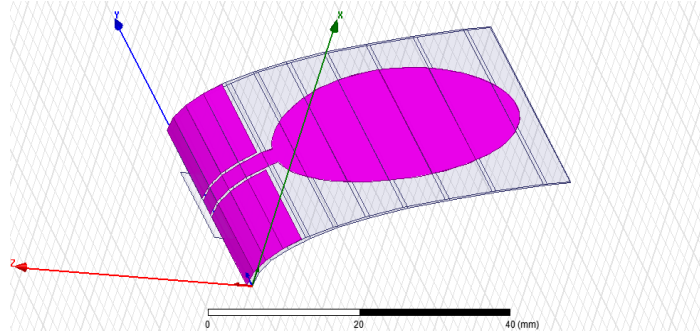


Figure (III.17) : Modèle numérique d'antenne reconfigurable NACA.

III.4.3.1 La modélisation géométrique

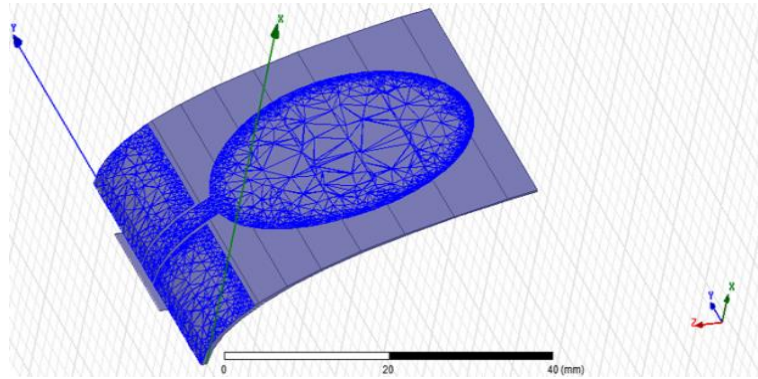


Figure (III.18) : La géométrie des cellules.

Avant de lancer tout calcul, une vérification des paramètres du maillage du modèle élément finis est nécessaire. De même pour les conditions aux limites, et ceux pour une meilleure optimisation.

La figure (III.18) représente la géométrie du maillage de l'antenne. Le maillage est trop fin aux extrémité de la couche conductrice (patch et plan de masse) et devient moins fin en allant vers le centre de l'ellipse. De même pour les triangles du plan de masse.

III.4.3.2 Le coefficient de réflexion

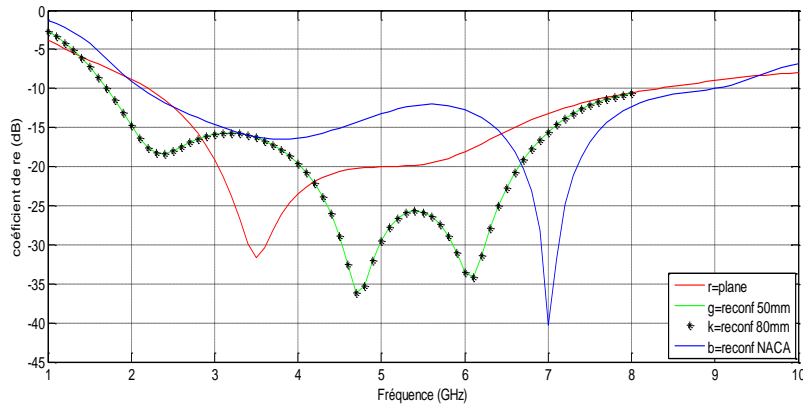


Figure (III.19) : Coefficients de réflexion simulé et mesuré pour l'antenne plane ; l'antenne reconfigurable 50 mm et 80 ; NACA.

Dans cette figure, on remarque que le coefficient S a augmenté jusqu'à la valeur -40dB et la bande passante jusqu'à 6.9GHz. On constate que les performances de l'antenne se sont améliorées.

III.4.3.3 Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR)

La **figure (III.20)** montre que le rapport d'onde stationnaire (VSWR), reflétant la qualité de l'adaptation, varie entre 2.5 et 5 dans toute la bande de fréquences visées sauf pour une fréquence de 7GHz où le rapport vaut 1. Cependant, l'antenne devient moins adaptée dans cette configuration.

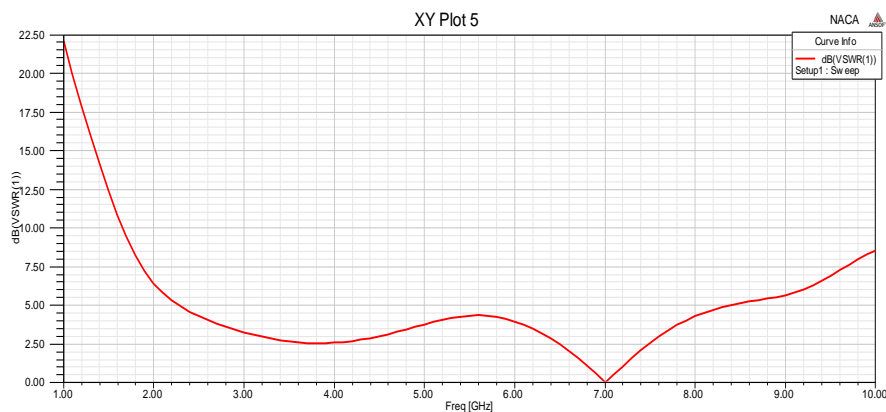


Figure (III.20) : Taux d'ondes stationnaires.

III.4.3.4 Diagramme de rayonnement et gain

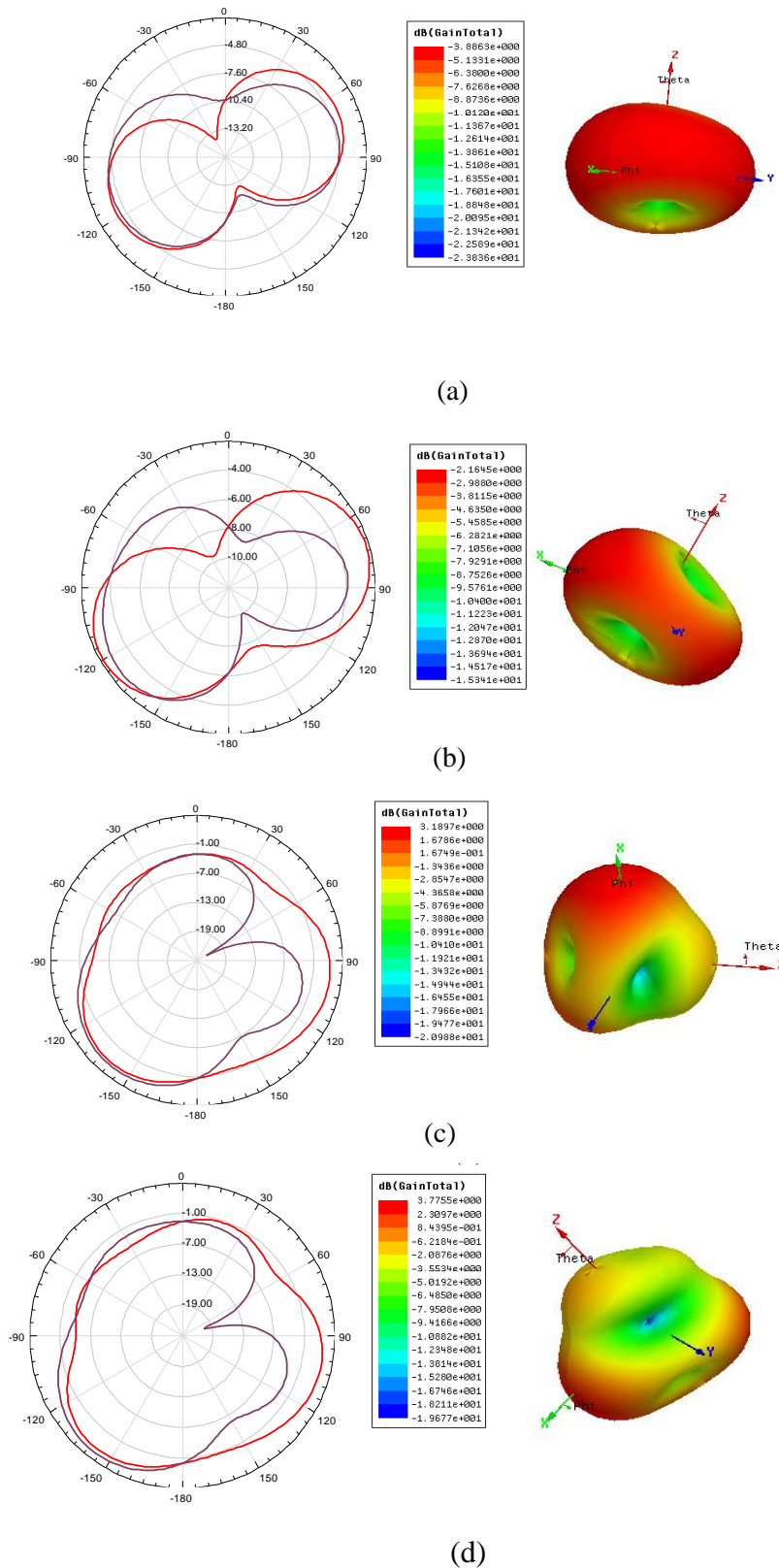


Figure (III .21) : Diagrammes de rayonnement en 2D / 3D (a) 1.8 GHz ; (b) 2.45 GHz ; (c) 5.2 GHz ; (d) 5.8 GHz.

Chapitre III : Conception et simulation d'antennes reconfigurables Ultra Large Bandes

Le diagramme de rayonnement d'une antenne permet de visualiser ses lobes dans deux ou trois dimensions, dans le plan horizontal ou dans le plan vertical incluant ainsi le lobe le plus important.

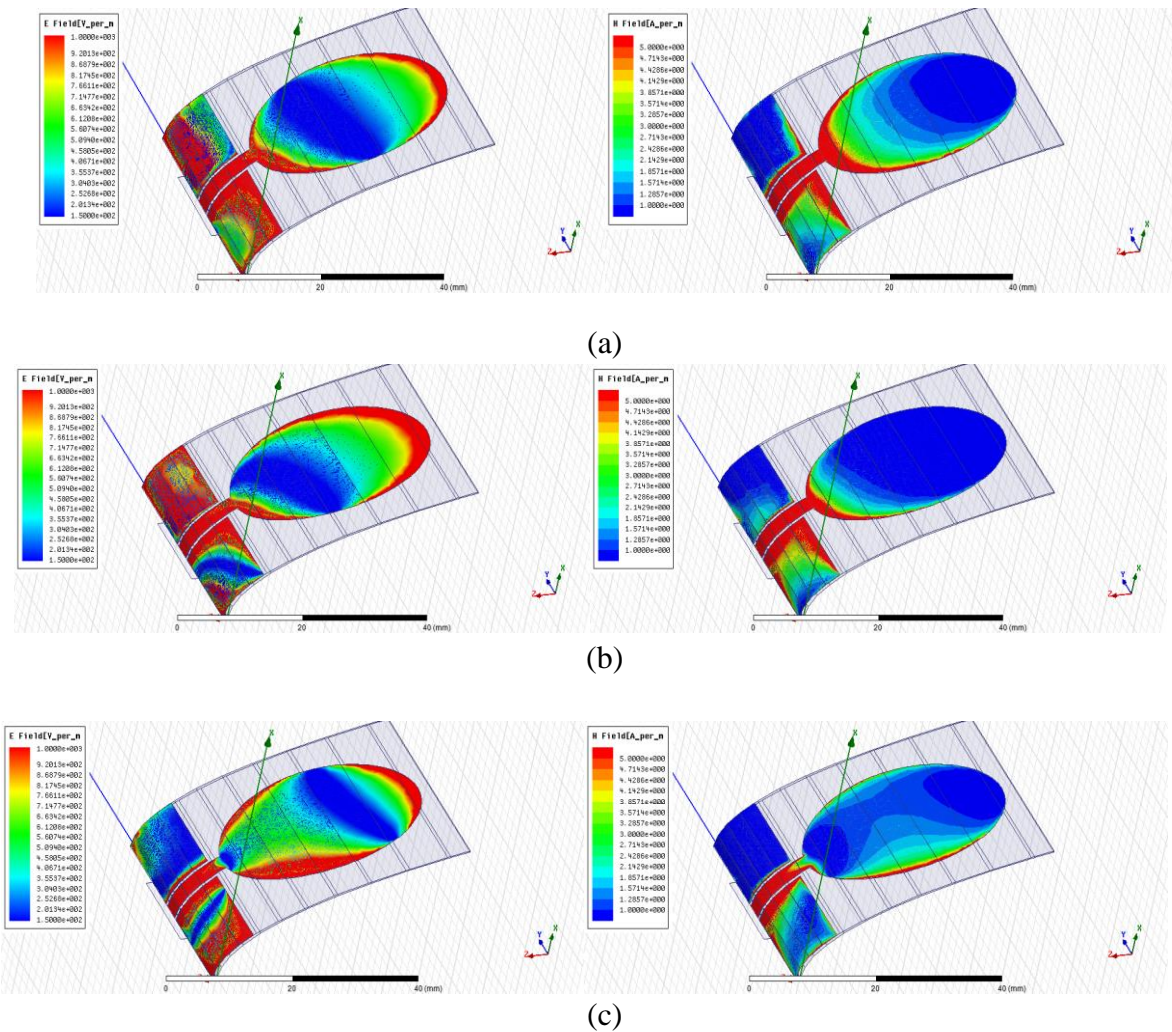
La figure (III.21) montre le tracé du diagramme de rayonnement en 2D/3D pour les quatre fréquences imposées.

Après une série d'optimisation des dimensions de l'antenne et de l'aile de forme Naca on a constaté que la forme de l'aile choisi a déformé et désorienté le diagramme de rayonnement de l'antenne. Par contre, le gain de l'antenne reste constant de l'ordre de 3.77 dB.

Par conséquent, l'antenne devient incapable de recevoir ou d'émettre des ondes électromagnétiques suivant quelques directions.

III.4.3.5 Les répartitions des champs

La répartition du champ E est basée sur les positions des nœuds (minimum) et des ventres (maximum) des courants et des tensions. Le maximum du champ est estimé à 9.20 V/m.



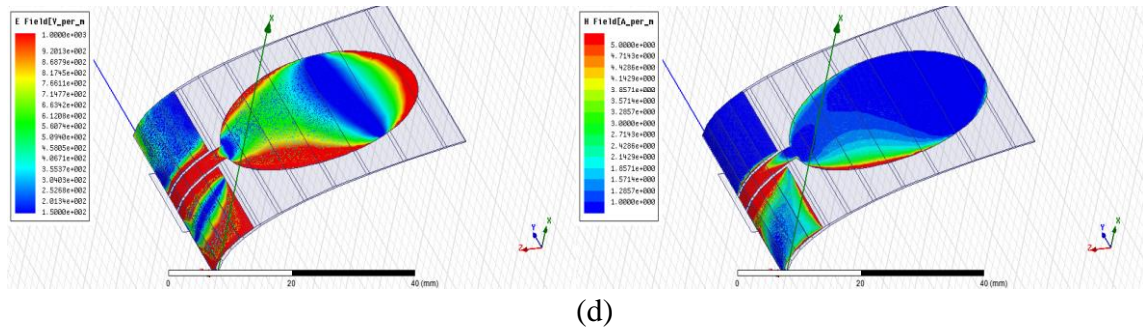


Figure (III.22) : Les répartitions des champs E/H (a) 1.8GHz ;(b) 2.45GHz ;(c) 5.2GHz ;(d) 5.8GHz.

III.5 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude des antennes reconfigurables. Nous avons montré la faisabilité de conception de nouvelles antennes tout en essayant de répondre aux exigences des systèmes de communication flexible. L'ensemble des résultats obtenus ont montré une flexibilité de passage du mode antenne ultra large bande à un mode antenne reconfigurable ultra large bande.

Les résultats de simulation montrent que les antennes proposées permettent de répondre aux challenges énoncés : ultra large bande et flexibilité. Les performances obtenues en termes d'adaptation, de diagramme de rayonnement et de gain permettent d'envisager l'adressage d'applications dans la bande de fréquence sélectionnée.

Le tableau ci-dessous résume les performances des antennes étudiées en termes de bande passante, de diagramme de rayonnement et de gain :

| | Bande passante (GHz) | Diagramme de rayonnement | Le gain (dB) |
|----------------------|----------------------|--------------------------|--------------|
| Plane | 6.1 | Omnidirectionnelle | 1.86 |
| Reconfigurable 50 mm | 6.7 | Omnidirectionnelle | 3.66 |
| Reconfigurable 80 mm | 6.7 | Omnidirectionnelle | 3.88 |
| Reconfigurable NACA | 6.9 | Déformé | 3.77 |

Tableau (III.3) : Performances des monopoles avec différentes géométries.

Les résultats de la simulation confirment que l'antenne reconfigurable 80mm couvre un gain plus élevé et une bande passante suffisamment large.

En outre, l'emplacement de l'antenne imprimée sur le fuselage (forme cylindrique) est plus approprié que de l'avoir monté sur les ailes (forme NACA)

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

La conception d'une antenne patch a été très enrichissante. D'une part, ce travail nous a permis d'appliquer les connaissances acquises sur le logiciel HFSS et d'autre part, il nous a donné la possibilité d'approfondir nos connaissances sur les antennes.

Ce mémoire nous a donné la possibilité de nous familiariser avec une situation réelle de thèse, de part le peu d'indications données au départ. Nous avons également pu observer la mise en pratique des notions d'hyperfréquences assez difficiles à appréhender seulement en théorie.

Compte tenu des résultats obtenus, la suite des travaux de ce mémoire a été consacrée à la conception des antennes monopoles flexibles. Quatre antennes ont été simulées (plane, $r=6\text{cm}$ et $r=8\text{cm}$ et NACA). L'alimentation des structures est assurée par des lignes coplanaires.

L'ensemble des études menées, autour du matériau et des aspects antenne, nous a permis d'aborder la simulation de deux types d'antennes flexibles ultra large bande. Le substrat sélectionné pour la simulation est le Rogers.

La seconde antenne, un monopole reconfigurable ultra large bande, elle a aussi présenté un comportement conforme aux attentes issues des travaux de simulation.

Les résultats de simulation obtenus confirment que ces antennes reconfigurables couvrent parfaitement une bande passante suffisamment large. Les diagrammes de rayonnements sont stables dans toute la bande de fréquences investiguée (1 - 8 GHz). Par ailleurs, une amélioration du gain a été notée suite à la configuration adoptée, passant de 1.86 dB pour la structure plane à 3.88 dB pour l'antenne reconfigurée de rayon 8cm à une fréquence de 5.8GHz. Cette antenne reconfigurable, suite aux contraintes aérodynamiques, offre des performances meilleures. On constate que les antennes imprimées fixées sur le fuselage présentent de meilleurs performances par rapport à ceux fixées sur les ailes. D'où l'influence de la forme des ailes sur le comportement des rayonnements électromagnétiques qui se manifestent par une désorientation et déformation de ce dernier.

Parmi nos perspectives sur ce projet prochainement sont :

La réalisation de ces antennes, l'installation de ces derniers sur des drones et l'exploitation de fuselage comme substrat.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Références bibliographiques :

- [1] **D. Bouchouicha.** « Etude de faisabilité de la récupération d'énergie électromagnétique ambiant », Thèse de l'Université François-Rabelais de Tours, 2010
- [2] **E. Dreina.** « Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multi-capteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G », Thèse Université de Grenoble, 2010
- [3] **A. Pelov.** « Mobility models for wireless networks », Thèse Université de Strasbourg, 2009
- [4] **D. D. Greig et H. F. Engleman.** « Microstrip a new transmission technology for kilomegacycle range », Proceeding IRE, Vol. 40, pp. 16441, 1952
- [5] **A. Deschamps.** « Microstrip Microwave Antennas », presented at 3rd USAS Symposium on Antennas, 1953.
- [6] **Paul F. Combes.** « Micro-ondes, Circuits passifs, Propagation, Antennes », pp. 299-323 SerieDunod, Paris 1997.
- [7] **P. B. Katechi and N.G. Alexopolus.** « On The Modeling of The Electromagnetically Coupled Microstrip Antennas–The Printed Strip Dipole », IEEE Trans. Antennas Propagat. vol. 32, no.11, pp.1179- 1186,1984.
- [8] **BARRETT, T.W.** « History of ultra wideband (UWB) radar & communications, pioneers and innovators », Progress in Electromagnetics Symposium, Cambridge, MA, Etats-Unis, Juillet 2000
- [9] **SIWIAK, K.** « Ultra-wideband radio: A new pan and positioning technology », February 2002, IEEE Vehicular Technology Society News, pp. 4 - 9.
- [10] **HARMUTH, H.F.** « A Generalized Concept of Frequency and Some Applications » Mai 1968, IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-14, n°3, pp. 375-38
- [11] **ROSS, G.F. and ROBBINS K. W.** « Baseband radiation and reception system », Juin 1973, U.S.Patent
- [12] **AGRAWALL N.P, KUMAR G, RAY K.P.** « Wide-bande Planar monopole Antennas », IEEE Transactions on antennas and Propagation, vol. 46, n°2, février 1998.
- [13] **CHO Y.-J., CHOI D.-H., LEE S.-K., PARK S.-O.,** « A miniature UWB Planar Monopole Antenna with 5-GHz Band-Rejection Filter and the time-Domain Characteristics » IEEE Transactions on antennas and Propagation, vol. 54, n°5, mai 2006.
- [14] **A. Godard.** « Conception et réalisation d'un radar ultra large bande impulsif agile (300MHz- 3GHz) », Thèse Université de Limoges, 2009.
- [15] **L. Babour.** « Etude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsif », Thèse Institut Polytechnique de Grenoble, 2009

- [16] **Manallah Kamel.** « Techniques de mesure hyperfréquences large bande appliquées aux matériaux hétérogènes solides », mémoire de magister Option : Instrumentation Université Ferhat Abbas Setif, 2012.
- [17] **Hafedh Ben IBRAHIM GAHA.** « Analyse et Conception des Antennes Fractales Application aux Télécommunications Large Bande », Thèse de INPT-ENSEEIH de Toulouse & UTM-ENI de Tunis, 2007.
- [18] **S. Loizeau.** « Conception et optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande », Thèse Université Paris-sud XI, 2009.
- [19] **G. Ruvio, M.J. Ammann, ZhiNing Chen,** « Wideband Reconfigurable Rolled Planar Monopole Antenna », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1.55, (6), pp.1760-1767, 2007.
- [20] **J.-C. Langer, J. Zou, C. Liu, et J. T. Bernhard,** « Micromachined reconfigurable out-of plane microstrip patch antenna using plastic deformation magnetic actuation », Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, vol.13, no.3, pp. 120-122, 2003
- [21] **J.-C. Chiao, Y.Fu, I.M.Chio, M.DeLisio, and L.-Y. Lin,** « MEMS reconfigurable Vee antenna », Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International, vol. 4, pp. 1515–1518, 1999.
- [22] **D. Chauvel, N. Haese, P.-A. Rolland, D.Collard, and H. Fujita,** « A micro-machined microwave antenna integrated with its electrostatic spatial scanning », Micro.Electro. Mechanical Systems, 1997. MEMS '97, pp. 84–89, 1997
- [23] **R. Goteti, R. Jackson, and R. Ramadoss,** « MEMS-Based Frequency Switchable Microstrip Patch Antenna Fabricated Using Printed Circuit Processing Techniques », IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 5, (1), pp. 228–230, 2006.
- [24] **R. Jackson and R. Ramadoss,** « A MEMS-based electrostatically tunable circular microstrip patch antenna », J. Micromech. Microeng., 17, (1), pp. 1–8, 2007.
- [25] **G. DeJean, R. Bairavasubramanian, D. Thompson, G. Ponchak, M. Tentzeris, and J. Papapolymerou,** « Liquid Crystal polymer (LCP): a new organic material for the development of multilayer dualfrequency/dual-polarization flexible antenna arrays », IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., 4, pp. 22–26, 2005.
- [26] **Sylvian loizeau** « conception et optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande », « thèse de doctorat en sciences -université Paris-SUD XI » .18 décembre 2009.
- [27] **Dr Zahir HAMOUDA** « conception et simulation d'antennes reconfigurables ultra large bande ». « thèse de doctorat en aéronautique – Institut d'aéronautique et des études spatiales 2016.