

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Abou Bakr Belkaid–Tlemcen
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique et Electronique
Laboratoire de Télécommunications

THESE DE DOCTORAT

Spécialité : “ Télécommunications”

Présentée par :

M^{me}. AZZAZ RAHMANI Salima

Thème

ANALYSE ET CONCEPTION DES ANTENNES IMPRIMEES
MULTIBANDES EN ANNEAUX CONCENTRIQUES POUR LES
RESEAUX DE TELECOMMUNICATIONS

Soutenue en Juillet 2013 devant le jury :

Mr. M.FEHAM	Professeur à l'Université de Tlemcen	Président
Mr. R.NAOUM	Professeur à l'Université de Sidi Bel Abbes	Examineur
Mr. F.SALAH-BELKHODJA	MCA à l'Université de Sidi Bel Abbes	Examineur
Mr. N. BOUKLI–HACENE	Professeur à l'Université de Tlemcen	Directeur de thèse

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

A Mes parents.....

Pour tout l'amour et l'éducation qu'ils m'ont donnée

A Mon Mari, bien aimé

Pour l'amour, l'aide et le soutien qu'il ma apporté.

A Mes frères.

REMERCIEMENT

Ce travail a été effectué au Laboratoire de Télécommunications, Département de Génie Electrique et Electronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr Belkaïd-Tlemcen.

Je tiens à remercier Monsieur N. BOUKLI-HACENE, Professeur à l'Université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen, de l'honneur qu'il m'a fait en me proposant ce travail et d'être mon directeur de thèse. Ses encouragements et son soutien ont largement contribué à l'aboutissement de cette étude. Je suis heureuse d'avoir l'occasion de lui exprimer ma profonde reconnaissance.

J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur M. FEHAM, Professeur à l'Université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen pour avoir accepté la présidence du jury, et à Messieurs R. NAOUM, Professeur à l'Université Djillali Liabes-Sidi Bel Abbes, et F. SALAH BELKHODJA, Maître de conférence à l'Université Djillali Liabes-Sidi Bel Abbes d'avoir bien voulu accepter de rapporter et juger ce travail.

Je remercie du fond du cœur mon mari pour le soutien considérable qu'il m'apporte chaque jour, et pour sa patience pendant ces durs mois de rédaction.

Résumé

Les travaux de cette thèse s'intéressent à l'étude des antennes imprimées en anneaux concentriques de formes rectangulaires et circulaires fonctionnant en multibandes. Ils concernent l'analyse, l'optimisation et la conception de cette nouvelle topologie d'antennes pour les différents réseaux de télécommunications.

La première partie est consacrée à l'analyse et l'étude paramétrique de ce type d'antennes. Ensuite, notre intérêt s'est porté sur la conception des structures multibandes. Différentes architectures en plusieurs anneaux concentriques de forme rectangulaire et circulaire fonctionnant en bi-bandes, tri-bandes, et multi-bandes ont été développées.

La dernière partie de ce travail porte sur la conception d'autres structures d'antennes en anneaux concentriques permettant un fonctionnement Ultra large bande. Ces structures montrent une efficacité émergente dans l'augmentation de la largeur de la bande passante de l'antenne. La simulation a été faite par les deux logiciels Emplan et ADS/Momentum.

Mots clés

Antenne imprimée, anneaux concentriques, antenne concentrique circulaire, Antenne concentrique rectangulaire, Multi-bande, Analyse, Simulation, optimisation, conception, ADS, ULB, Diagramme de rayonnement.

Abstract

This thesis work is interest in the study of rectangular and circular concentric annular ring microstrip antennas operating in multiband. They concern the analysis, optimization and design of this new topology of antennas for different telecommunication networks.

The first part is devoted to the analysis and parametric study of this type of antennas. Then, our interest is focused on multiband structures design. Different architectures in several rectangular and circular concentric rings operating in dual-band, tri-band, and multi-band have been developed.

The last part of this work focuses on the concentric annular rings antennas design for Ultra wideband technology .These structures show an emerging efficiency in the antenna bandwidth increasing. The simulation was made by the Emplan and ADS / Momentum software.

Keywords

Printed antenna, Concentric rings, Circular concentric ring Antenna, Rectangular concentric ring Antenna, Multiband, Analysis, Simulation, optimisation, design, UWB, Radiation diagram.

ملخص

إن أعمال هذه الأطروحة تهتم بدراسة الهوائيات المطبوعة على شكل حلقات دائرية و مستطيلة متحدة المركز، و التي تعمل ضمن عدة توترات، فهي تخص تحليل، تحسين وتصميم هذا النوع الجديد من الهوائيات من اجل مختلف شبكات الاتصالات عن بعد.

يختص الجزء الأول في تحليل ودراسة العوامل المؤثرة على هذا النوع من الهوائيات. بعد ذلك، يتركز اهتمامنا على تصميم هوائيات ذات توترات متعددة , العديد من التصاميم المطبوعة على شكل حلقات دائرية و مستطيلة متحدة المركز تم تطويرها تعمل في توترين، ثلاثة توترات، و العديد من التوترات.

الجزء الأخير من هذا العمل يتعلق بتصميم هياكل أخرى من الهوائيات المطبوعة على شكل حلقات متحدة المركز تسمح بتشغيل واسع النطاق، هذه الهياكل تظهر كفاءة واضحة في زيادة اتساع النطاق.

تم التصميم باستخدام البرنامجين Emplan و ADS/Momentum.

كلمات البحث:

هوائيات مطبوعة ، حلقات متحدة المركز ، هوائيات على شكل حلقات دائرية متحدة المركز ، هوائيات على شكل حلقات مستطيلة متحدة المركز ، متعدد التوترات ، تحليل ، محاكاة ، تحسين ، تصميم ، النطاق الواسع، مخطط الإشعاع .

Table des matières

Table des matières.....	i
Liste des figures.....	iv
Liste des tableaux.....	vii
Introduction générale.....	1

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES ANTENNES IMPRIMEES

Première partie : Notions de bases sur les antennes

I.1 Introduction	4
I. 2 Définition d'une antenne	5
I.3 Caractéristiques électriques des antennes	6
I.3.1 diagramme de rayonnement	6
I.3.2 la directivité	8
I.3.3 l'impédance d'entrée	8
I.3.4 le VSWR	9
I.3.5 Le coefficient de réflexion	11
I.3.6 le rendement	11
I.3.7 la polarisation	12
I.3.8 le gain.....	12
I.3.9 la bande passante	13

Deuxième partie : Les antennes imprimées.

I.1 Introduction	14
I.2 Choix de la Technologie des antennes imprimées	15
I.3 Description d'une antenne imprimée.....	15
I.3.1 Choix de la géométrie et du matériau du de l'élément rayonnant.....	16
I.3.2 Choix du substrat.....	16
I.4 Méthodes d'excitation	17
I.4.1 Excitation par ligne microbande	17
I.4.2 Excitation par câble coaxial.....	18
I.4.3 Excitation par couplage électromagnétique	18
I.4.4 Excitation a travers d'une ouverture dans un plan de masse.....	19
I.5 Conclusion.....	20

CHAPITRE II : ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES IMPRIMEES
EN ANNEAUX CONCENTRIQUES

II.1 Introduction.....	21
II.2 positionnement des antennes multibandes par rapport au large bande	21
II.3 Les antennes multi-bandes	24
II.3.1 Définition.....	24
II.3.2 Nécessité.....	24
II.3.3 Techniques utilisées pour obtenir des antennes multi-bandes	25
II.3.3.1 Combinaison de plusieurs éléments rayonnants	25
II.3.3.2 La technique à fente.....	27
II.3.3.3 La technique fractale	27
II.4 Antennes imprimées en anneaux concentriques	28
II.4.1 Quelques formes d'antennes concentriques	29
II.3.2 Applications des antennes concentriques.....	31
II.5 Caractéristiques radioélectriques des antennes concentriques	31
II.5.1 Modèle de conception	31
II.5.1.1 Circuit équivalent pour un anneau simple	31
II.5.1.2 Circuit équivalent pour les anneaux concentriques	33
II.5.2 Détermination de la Fréquence de résonance.....	34
II.5.3 Champ rayonné par une antenne concentrique	36
II.6 Conclusion	37

CHAPITRE III : ANALYSE DE RAYONNEMENT

III.1 Introduction	38
III.2 Méthodes d'analyse des antennes planaires	38
III.2.1 Méthodes simples.....	38
III.2.2 Méthodes rigoureuses	39
III.3 Les logiciels d'analyse	40
III.4 Comparaison des résultats avec la littérature	41
III.4.1 Antenne annulaire de forme rectangulaire.....	41
III.4.2 Anneau empilé par un élément carré	43
III.3.3 Antenne circulaire avec anneau	45
III.5 Résultats d'analyse	47
III.5.1 Antenne imprimée concentrique à deux anneaux	48
III.5.2 Etude de l'influence des différents paramètres de l'antenne sur le comportement de rayonnement de l'antenne	51
III.5.2.1 Effet de variation de l'épaisseur du substrat H_s	51
III.5.2.2 Effet de variation du rapport w_{n+1}/w_n	54
III.5.3 Antenne imprimée en anneaux concentriques rectangulaires	57
III.6 conclusion	59

**CHAPITRE IV: OPTIMISATION DES ANTENNES IMPRIMEES EN ANNEAUX CONCENTRIQUES
POUR DES APPLICATIONS MULTIBANDES**

IV.1 Introduction.....	60
IV.2 Objectifs.....	60
IV.3 Structures proposées.....	61
IV.3.1 Antenne concentrique bi-bandes fonctionnant dans la bande C pour les deux normes WIFI et HIPERLAN2 du standard 802.11	61
IV.3.1.1 Présentation et cahier de charges	61
IV.3.1.2 Antenne proposée	62
IV.3.2 Antenne concentrique bi-bandes fonctionnant dans la bande Ku pour les réseaux VSAT.....	66
IV.3.2.1 Présentation et cahier de charges	66
IV.3.2.2 Antenne proposée	66
IV.3.3 Antenne concentrique tri-bandes fonctionnant dans la bande C pour les normes sans fil WIFI et WIMAX et HIPERLAN2	70
IV.3.3.1 Présentation et cahier de charges	70
IV.3.3.2 Antenne proposée	71
IV.3.4 Antennes concentriques multi-bandes fonctionnant dans la bande X pour les communications spatiales	75
IV.3.4.1 Présentation et cahier de charges	75
IV.3.4.2 Antenne à quatre anneaux concentriques	75
IV.3.4.3 Antenne à cinq anneaux concentrique.....	79
IV.4 Conclusion.....	84

**CHAPITRE V: CONCEPTION DES ANTENNES IMPRIMEES EN ANNEAUX CONCENTRIQUES
POUR LA TECHNOLOGIE ULB.**

V.1 Introduction.....	85
V.2 La technologie Ultra Large Bande.....	86
V.3 Antennes en anneaux concentriques proposées pour la technologie ULB.....	87
V.3.1 Antenne à fente annulaire concentrique.....	87
V.3.1.1 Géométrie de l'antenne proposée	88
V.3.1.2 Résultats de simulation	89
V.3.1.3 Effet de la position de la ligne d'alimentation	92
V.3.2 Antenne ULB à trois anneaux concentriques.....	94
IV.3.2.1 Géométrie de l'antenne proposée	94
IV.3.2.2 Résultats de simulation	95
V.4 Conclusion.....	99
Conclusion générale	100
Références bibliographiques.....	102
Annexe A	108
Annexe B.....	110
Annexe C.....	117

Liste des figures

Chapitre I : Généralités sur les Antennes imprimées

Figure I.1 : Principe de transmission par onde électromagnétique.....	5
Figure I.2 : Diagramme de rayonnement classique d'une antenne directive	7
Figure I.3 : Circuit équivalent d'antenne d'émission	10
Figure I.4 : Polarisation du champ électromagnétique	12
Figure I.5 : Mesure de la bande passante à partir du tracé de coefficient de réflexion.....	14
Figure I.6 : Structure d'une antenne imprimée de forme quelconque	16
Figure I.7 : Excitation par ligne microbande.....	18
Figure I.8 : Excitation par câble coaxial.....	18
Figure I.9 : Excitation par couplage électromagnétique	19
Figure I.10 : Excitation à travers d'une ouverture dans le plan de masse.....	19

Chapitre II : Etat de l'art sur les antennes imprimées En anneaux concentriques

Figure II.1 : Principe de fonctionnement d'une antenne multi-bande	24
Figure II.2 : Réseaux d'antennes pour un fonctionnement multi-bande.....	26
Figure II.3 : Antennes à fente pour un fonctionnement multi-bande	27
Figure II.4 : Différents types d'antennes fractales.....	28
Figure II.5 : Antenne concentrique annulaire.....	29
Figure II.6 : Antenne à trois anneaux concentriques pour un fonctionnement tri-bande.....	30
Figure II.7 : Antenne à anneaux rectangulaires concentriques pour un fonctionnement bi- bande	30
Figure II.8 : Antenne à deux trois anneaux triangulaires concentriques pour un fonctionnement large bande et multi-bande.....	30
Figure II.9 : Source élémentaire liée au repère des coordonnées sphériques	32
Figure II.10 : Circuit équivalent pour une antenne annulaire simple.....	32
Figure II.11 : Circuit équivalent pour les anneaux annulaires concentriques	33
Figure II.12 : L'élément concentrique lié au repère des coordonnées sphériques	36

Chapitre III : Analyse de rayonnement

Figure III.1 : Antenne annulaire carrée	41
Figure III.2 : Coefficient de réflexion S11.	42
Figure III.3 : Diagrammes de rayonnement 2D en plan E	43

Figure III.4 : Antenne annulaire carrée empilée par un élément carré	43
Figure III.5 : Coefficient de réflexion S11	44
Figure III.6 : Diagramme de rayonnement en plan E	45
Figure III.7 : Diagramme de rayonnement en plan H.....	45
Figure III.8 : Géométrie de l'antenne	46
Figure III.9 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan E.....	47
Figure III.10 : Géométrie de l'antenne.....	48
Figure III.11 : Coefficient de réflexion S11	49
Figure III.12 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dans les différents plans	50
Figure III.13 : Coefficient de réflexion S11	51
Figure III.14 : Diagramme de rayonnement de l'antenne plan E pour $H_s=0.8\text{mm}$	52
Figure III.15 : Diagramme de rayonnement de l'antenne plan E pour $e H_s=3.18\text{mm}$	52
Figure III.16 : Diagramme de rayonnement de l'antenne en plan horizontal pour différentes valeurs de H_s	53
Figure III.17 : Coefficient de réflexion S11	54
Figure III.18 : Diagramme de rayonnement de l'antenne en plan E	55
Figure III.19 : Coefficient de réflexion S11	55
Figure III.20 : Diagramme de rayonnement de l'antenne en plan E	56
Figure III.21 : L'antenne concentrique rectangulaire	57
Figure III.22 : Coefficient de réflexion S11	58
Figure III.23 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dans les différents plans	58
Figure III.24 : Diagramme de rayonnement de l'antenne en 3D	59

Chapitre IV: Optimisation des antennes imprimées en anneaux concentriques pour des applications multibandes

Figure IV.1 : Structure de l'antenne	62
Figure IV.2 : Coefficient de réflexion S11.....	63
Figure IV.3 : Lieu d'impédance d'entrée	63
Figure IV.4 : Diagramme de rayonnement en plan E.....	65
Figure IV.5 : Diagramme de rayonnement en (3D).....	65
Figure IV.6 : Structure de l'antenne	67
Figure IV.7 : Coefficient de réflexion S11.....	67
Figure IV.8 : Lieu d'impédance d'entrée	68
Figure IV.9 : Diagramme de rayonnement en plan E.....	69
Figure IV.10 : Diagramme de rayonnement en (3D).....	70
Figure IV.11 : Structure de l'antenne	72
Figure IV.12 : Coefficient de réflexion S11.....	72
Figure IV.13 : Lieu d'impédance d'entrée.....	73
Figure IV.14 : Diagramme de rayonnement en plan E et (3D).....	74
Figure IV.15 : Structure de l'antenne	76
Figure IV.16 : Coefficient de réflexion S11.....	76
Figure IV.17 : Lieu d'impédance d'entrée du coefficient de réflexion S11	77
Figure IV.18 : Diagramme de rayonnement en plan E et (3D).....	79
Figure IV.19 : Structure de l'antenne	80

Figure IV.20 : Coefficient de réflexion S11.....	80
Figure IV.21 : Lieu d'impédance d'entrée.....	81
Figure IV.22 : Diagramme de rayonnement dans le plan E(2D)et en(3D).	92

Chapitre V: Conception des antennes imprimées en anneaux concentriques pour la technologie ULB.

Figure V.1 : densité spectrale de puissance comparées d'un signal ULB et un signal bande étroite	86
Figure V.2 : Structure générale de l'antenne.....	89
Figure V.3 : Variation du module du coefficient de réflexion S11 simulé en fonction de la fréquence	89
Figure V.4 : Variation de la phase du coefficient de réflexion S11 simulé en fonction de la fréquence ..	90
Figure V.5 : Diagramme de rayonnement en plan E et en 3D.....	92
Figure V.6 : L'amplitude du coefficient de réflexion S11 pour différentes valeurs de D	93
Figure V.7 : Structure générale de l'antenne.....	95
Figure V.8 : Variation du module du coefficient de réflexion S11 simulé en fonction de la fréquence	96
Figure V.9 : Variation de la phase du coefficient de réflexion S11 simulé en fonction de la fréquence ..	96
Figure V.10 : Diagramme de rayonnement en plan E (2D) et en 3D	98

Liste des Tableaux

Chapitre II

<u>Tableau II.1</u> : Points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bandes	23
<u>Tableau II.2</u> : Points forts et faibles de la combinaison de plusieurs éléments rayonnants.....	27
<u>Tableau II.3</u> : Points forts et faibles de la technique fractale.....	28
<u>Tableau II.4</u> : Effet du substrat (constante diélectrique et épaisseur) sur les performances d'une antenne concentrique.....	34

Chapitre III

<u>Tableau III.1</u> : Largeur de bande passante pour différentes valeurs de H_s	49
<u>Tableau III.2</u> : Largeur de bande passante pour différentes valeurs de H_s	53
<u>Tableau III.3</u> : Largeur de bande passante pour différentes valeurs de w_{n+1}/w_n	56

Chapitre IV

<u>Tableau IV.1</u> : Gain, directivité et E_{max} pour différentes valeurs de fréquences.....	64
<u>Tableau IV.2</u> : Gain, directivité et E_{max} pour différentes valeurs de fréquences.....	69
<u>Tableau IV.3</u> : Spécifications pour l'antenne tri-bande.....	71
<u>Tableau IV.4</u> : Gain, directivité et E_{max} pour différentes valeurs de fréquences.....	73
<u>Tableau IV.5</u> : Gain, directivité et E_{max} pour différentes valeurs de fréquences.....	77
<u>Tableau IV.6</u> : Gain, directivité et E_{max} pour différentes valeurs de fréquences.....	81

Chapitre V

<u>Tableau V.1</u> : Gain, directivité et E_{max} pour différentes valeurs de fréquences.....	90
<u>Tableau V.2</u> : bandes de fréquences de fonctionnement pour les différentes valeurs de D	93
<u>Tableau V.3</u> : Gain, directivité et E_{max} pour différentes valeurs de fréquences.....	97

Introduction générale

Introduction générale

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

Le choix de l'antenne se fait en fonction des contraintes de l'application telles que la bande de fréquence, gain, coût, couverture, poids, etc. Avec les techniques de miniaturisation, le développement d'une antenne imprimée appelée aussi antenne patch demeure la plus utilisée et fait l'objet de nombreux travaux de recherches au cours de ces dernières décennies. L'antenne grâce à son caractère miniature, offre la possibilité de s'intégrer facilement dans les systèmes utilisés pour l'émission et pour la réception.

Les domaines d'utilisation privilégiés de ces antennes, sont trouvés dans de nombreux systèmes de communication sans fil tels que la téléphonie mobile, les systèmes multimédia (WIFI, Bluetooth) ou encore les communications spatiales. Elles trouvent également des applications dans certains systèmes radar ou de télédétection et sont utilisées dans les bandes de fréquences allant de 1GHz jusqu'aux bandes millimétriques. Ces applications sont soumises à des critères sélectifs et des limitations de poids, de volume et d'épaisseur. De plus, elles sont bien adaptées à la réalisation de réseaux d'antennes.

Actuellement, la multiplication et la diversité des standards de communications radio-mobiles ont créé un besoin pressant pour des antennes compactes multifréquences et/ou large bande permettant notamment d'assurer la compatibilité des différentes normes ou accéder à de nombreux services à partir du même appareil. Parmi les technologies existantes dans le domaine des antennes imprimées et répondant à ces critères existe les antennes en anneaux concentriques.

Cette thèse de doctorat s'inscrit alors dans ce cadre afin de balayer le domaine des antennes imprimées en anneaux concentriques applicables à des systèmes de télécommunications large bande en vue de proposer et concevoir un prototype d'antenne multifréquences performante et la plus universelle possible.

L'objectif de notre travail consistera à analyser et concevoir des antennes imprimées multibandes en anneaux concentriques respectant plusieurs normes différentes et compacte dans des terminaux sans fil. L'objectif de la conception des antennes est la simplicité de construction, la minimisation des coûts, la souplesse d'implantation et l'aspect multi-bande ou multi-résonnant .

L'optimisation des caractéristiques de rayonnement de l'antenne est obtenue en jouant sur les dimensions et les coordonnées du point d'alimentation afin d'aboutir une antenne multi-bande mais avec seulement les fréquences de résonance désirées. Les investigations, dans ce sens, visent à dimensionner des antennes concentriques pour des applications multi-bandes en télécommunications.

Ce manuscrit est organisé de la façon suivante :

- ✚ Dans le premier chapitre on donnera un aperçu sur les notions de bases sur les antennes et les différents paramètres sur lesquelles est basé le choix de ces dernières pour une application donnée. On abordera ensuite, l'étude des antennes imprimées, leurs caractéristiques spéciales par rapport aux autres antennes qui la rendent plus applicable dans les terminaux sans fil.
- ✚ Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation d'un état de l'art sur les antennes imprimées en anneaux concentriques fonctionnant en multibandes. Au début, un positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux antennes larges bandes pour la couverture de deux ou plusieurs bandes est

présenté. Celui-ci est suivi par une présentation non exhaustive des différentes techniques utilisées pour l'obtention d'antennes multi-bandes, celle utilisant des anneaux concentriques est alors retenue pour son dimensionnement et sa conception aisés.

- ✚ L'analyse des antennes imprimées en anneaux concentriques à l'aide des deux simulateurs EMPLAN et ADS /Momentum a fait l'objet du troisième chapitre. Dans une première partie, les résultats obtenus de quelques structures imprimées déjà étudiées par d'autres chercheurs, et une comparaison avec leurs résultats trouvés sont présentés. La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée à l'analyse et l'étude paramétrique de ce type d'antennes. Cela permet de choisir les meilleurs paramètres afin de réduire le temps d'optimisation et de favoriser l'approche vers un meilleur résultat.
- ✚ Le quatrième chapitre sera consacré à la conception d'antennes imprimées en anneaux concentriques multi-bandes respectant plusieurs normes différentes. Nous essaierons d'optimiser, avec l'outil de simulation ADS-Momentum, les caractéristiques de rayonnement de l'antenne en jouant sur les dimensions et les coordonnées du point d'alimentation afin d'obtenir une antenne multi-bande mais avec seulement les fréquences de résonance désirées.
- ✚ Dans le cinquième, et dernier chapitre, nous proposerons la conception de nouvelles structures en anneaux concentriques pour la technologie ULB. Deux types de formes sont traités et simulés. Ces structures montrent une efficacité émergente dans l'augmentation de la largeur de la bande de l'antenne.

Chapitre I

Généralités sur les Antennes imprimées

1**Généralités sur les antennes imprimées****Première partie : Notions de bases sur les antennes.****I.1 Introduction**

Les premières antennes sont apparues à la fin du XIXe siècle, à une époque où les travaux sur l'électromagnétisme ont connu un développement considérable. Depuis, leur réalisation n'a cessé d'évoluer, d'abord, grâce aux progrès scientifiques de l'électromagnétisme, plus tard, sous la pression de nombreuses demandes technologiques dans des domaines d'application variés. L'essor actuel des communications impose des innovations importantes au niveau de la conception des systèmes et des antennes associées, dont les formes aujourd'hui très diverses varient beaucoup selon les utilisations : télécommunications mobiles, radars, satellites, télévision, radiodiffusion, identification, objets communicants, etc.

Malgré cette grande diversité, toutes les antennes ont en commun de transformer un signal guidé en un signal rayonnant (ou réciproquement), dans un spectre électromagnétique relativement large allant des ondes radio aux hyperfréquences.

Actuellement, la course à l'innovation concernant les systèmes de communication entraîne des études poussées dans le domaine des antennes.

Il est important d'avoir une connaissance globale de leur fonctionnement lors du choix d'un dispositif rayonnant. La compréhension de ce fonctionnement aidera, d'une part à utiliser l'antenne au mieux de ses performances et d'autre part, à en réaliser une conception optimale.

I.2 Définition d'une antenne

Une antenne est habituellement un dispositif métallique utilisé pour la transmission ou la réception des ondes hertziennes. C'est un transducteur entre la ligne de transmission connectée à un générateur et le milieu où l'onde rayonne. Afin d'assurer la propagation dans l'air, il est nécessaire qu'un dispositif génère une onde rayonnée.

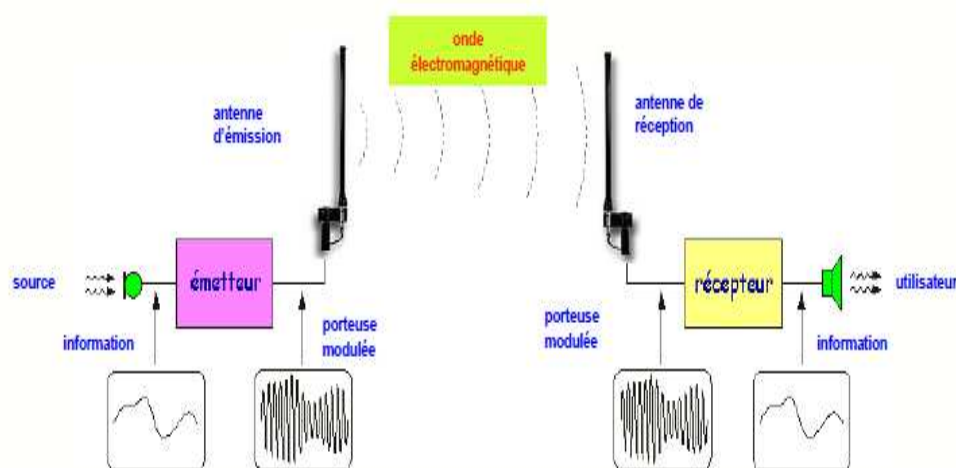


Figure I.1 : Principe de transmission par onde électromagnétique.

Ainsi on peut définir une antenne en émission ou en réception selon son mode de fonctionnement. Le rôle de l'antenne d'émission est de transformer la puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en une puissance rayonnée. Dans ce sens, c'est un transducteur[1].

De façon inverse, la puissance rayonnée peut être captée par une antenne de réception. Dans ce sens, l'antenne apparaît comme un capteur et un transformateur de puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée. Elle joue le même rôle qu'un télescope qui capte la lumière issue des étoiles et la transforme.

Dans la plupart des cas, une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes. On dit que son fonctionnement est réciproque. Ceci est une conséquence du théorème de réciprocité. Dans quelques cas exceptionnels pour lesquels les antennes comportent des matériaux non linéaires ou bien anisotropes, elles ne sont pas réciproques [1,2].

Du fait de la réciprocité des antennes, il ne sera pratiquement jamais fait de différence entre le rayonnement en émission ou en réception. Les qualités qui seront annoncées pour une antenne le seront dans les deux modes de fonctionnement, sans que cela soit précisé dans la plupart des cas [3,4].

L'antenne a plusieurs rôles dont les principaux sont les suivants :

- ✚ Permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation.
- ✚ Assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées.
- ✚ Transmettre le plus fidèlement possible une information.

I.3 Caractéristiques électriques des antennes

Les caractéristiques des antennes sont utiles pour le dimensionnement des systèmes d'émission réception. Ces derniers sont essentiellement liés à la forme du rayonnement dans l'espace.

Le fonctionnement normal d'une antenne est d'émettre ou de recevoir le rayonnement à grande distance.

Un grand nombre de paramètres permettent de classer les antennes tels que la directivité, le diagramme de rayonnement, la bande passante, la polarisation, etc. Alors la performance d'une antenne peut être évaluée à partir de ses paramètres qui sont présentées ci-dessous.

I.3.1 Diagramme de rayonnement

La représentation graphique de la fonction caractéristique de l'antenne porte le nom de « *diagramme de rayonnement* ». C'est une représentation du rayonnement en 2-D ou 3-D de la puissance, du gain ou du champ électrique rayonné à grande distance qui est en fonction de θ (angle de Site : plan vertical) et φ (angle d'Azimut : plan horizontal).

Classiquement, on a pris l'habitude de représenter le diagramme de rayonnement dans deux plans perpendiculaires qui sont : **le plan E** et **le plan H**. Ceux sont respectivement les plans pour lesquels les champs électrique et magnétique atteignent leurs valeurs maximales [5].

En réalité, l'énergie rayonnée par une antenne est répartie inégalement dans l'espace, certaines directions sont privilégiées : ce sont les **lobes de rayonnement**.

Un type plus pratique est l'antenne directionnelle qui rayonne plus de puissance dans certaines directions et moins de puissance dans d'autres directions. Un cas particulier de l'antenne directionnelle est l'antenne omnidirectionnelle, dont le diagramme de rayonnement peut être constant dans un seul plan (plan E), et varie dans le plan orthogonal (plan H). Le diagramme de rayonnement de l'antenne directive est montré dans la figure I.2:

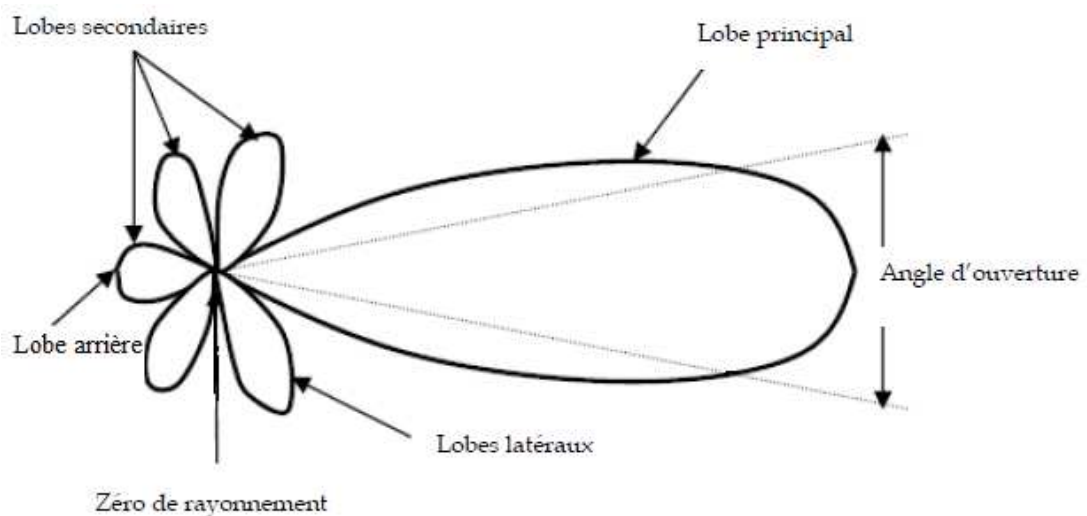


Figure I.2 : Diagramme de rayonnement classique d'une antenne directive.

- ✚ **Un lobe principal:** C'est le lobe de rayonnement contenant le maximum d'énergie et la direction du maximum de rayonnement.
- ✚ **Un angle d'ouverture:** L'angle d'ouverture d'une antenne est l'angle de direction pour lequel la puissance rayonnée est la moitié de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable.
- ✚ **Des lobes secondaires:** Tous les autres lobes sont appelés lobes secondaires. Ils représentent le rayonnement de l'antenne dans les directions indésirables.
- ✚ **Un lobe arrière (rayonnement arrière):** C'est le lobe secondaire présent dans la direction opposée à 180° du lobe principal.

Dans la plupart des systèmes antennaires, les lobes secondaires sont indésirables. Une bonne conception d'antenne doit permettre de minimiser les lobes secondaires [6,7].

I.3.2 La directivité

La directivité d'une antenne caractérise la manière dont cette antenne concentre son rayonnement dans certaines directions de l'espace. La directivité est définie comme: le quotient de l'intensité de rayonnement dans une direction de l'antenne par la valeur moyenne de cette intensité de rayonnement pour toutes les directions de l'espace.

Une antenne isotrope rayonne uniformément la même densité de puissance quelque soit la direction.

$$D = \frac{U}{U_i} = \frac{4\pi U}{P} \quad (I.1)$$

Ou

D : est la directivité de l'antenne.

U : est l'intensité de rayonnement de l'antenne.

U_i : est l'intensité de rayonnement d'une source isotrope.

P : est la puissance totale rayonnée.

Parfois, la direction de la directivité n'est pas spécifiée. Dans ce cas, la direction de l'intensité de rayonnement maximale est implicite et la directivité maximale est donnée par [7] :

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_i} = \frac{4\pi U_{max}}{P} \quad (I.2)$$

Ou ; D_{max} : est la directivité maximale.

U_{max} : est l'intensité de rayonnement maximal.

La directivité est une grandeur sans dimension, puisque c'est le rapport de deux intensités de rayonnement. Par conséquent, il est généralement exprimé en *dBi*. La directivité d'une antenne peut être facilement estimée à partir du diagramme de rayonnement de l'antenne. Une antenne qui a un lobe principal étroit aurait une meilleure directivité, puis celui qui a un lobe principal large, par conséquent elle est plus directive.

I.3.3 L'impédance d'entrée

Pour évaluer l'impédance d'une antenne, on assume une antenne en émission. L'antenne est alors considérée comme une charge à l'entrée de laquelle existent un courant

I_{in} et une tension V_{in} . Le rapport de ces deux quantités fournit l'impédance Z_{in} (ou mieux encore, Z_a) [8].

$$Z_a = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_a + jX_a \quad (1.3)$$

On considère simplement l'antenne comme un circuit électrique ayant cette même impédance lors des calculs de transfert de puissance.

Cela semble facile mais l'impédance que présentent les antennes est une fonction complexe et ce même pour les structures les plus simples. Comme toute impédance, celle de l'antenne comprend une partie réelle R_a (active) et une partie imaginaire X_a (réactive) telle que :

- ✚ la partie réactive (réactance) : est due aux champs d'induction au voisinage de l'antenne ; elle est capacitive pour les antennes électriquement courtes (un peu comme l'impédance vue près d'un circuit ouvert en régime sinusoïdale permanent) autrement, elle est inductive ou capacitive. Autrement dit elle est liée à la puissance réactive stockée au voisinage de l'antenne.
- ✚ la partie active est reliée aux champs (ou puissance) rayonnés et a puissance perdue par effet de joules, elle est constituée de deux composantes, une résistance de rayonnement R_r et une résistance de perte R_L .

La puissance associée à la résistance R_r est la responsable du rayonnement de l'antenne, tandis que la puissance dissipée par la résistance de perte R_L est perdue en chaleur dans l'antenne [8,9].

I.3.4 Le VSWR : (adaptation)

Pour qu'une antenne fonctionne efficacement, le transfert maximum de puissance doit être entre l'émetteur et l'antenne. Ce transfert ne s'effectue pas que s'il y a adaptation entre l'impédance de l'antenne (Z_{in}) et celle de l'émetteur (Z_s). Selon le théorème de transfert de puissance maximale, cette dernière peut être transférée que si l'impédance de l'émetteur est un conjugué complexe de l'impédance de l'antenne et vice-versa.

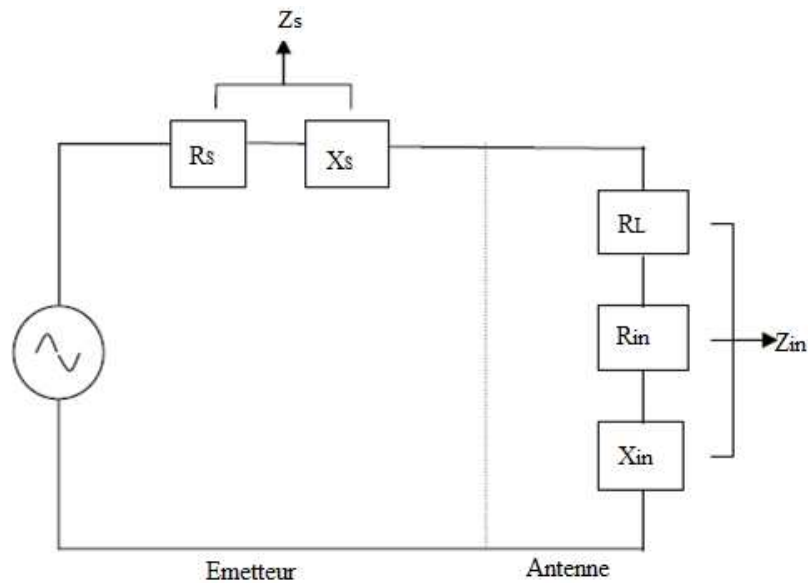


Figure I.3: Circuit équivalent d'antenne d'émission.

Ainsi, la condition pour la correspondance est la suivante:

$$Z_{in} = Z_s^* \quad (I.4)$$

Ou ;

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (I.5)$$

$$Z_s = R_s + jX_s \quad (I.6)$$

Si cette condition n'est pas satisfaite, et une partie de la puissance est réfléchie, cela conduit à la création d'ondes stationnaires, qui peut être caractérisé par un paramètre appelé le rapport d'ondes stationnaires de tension (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR). Le VSWR est donné par Makarov [7] par:

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (I.7)$$

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_{in} - Z_s}{Z_{in} + Z_s} \quad (I.8)$$

Ou ; Γ : est appelé le coefficient de réflexion.

V_r : est l'amplitude d'onde réfléchie.

V_i : est l'amplitude d'onde incidente.

Le VSWR est essentiellement une mesure de la différence d'impédance entre l'émetteur et l'antenne. Plus le VSWR est grand plus la différence d'impédance est grande [10].

Le VSWR minimale correspond à une adaptation parfaite. Une conception pratique de l'antenne doit avoir une impédance d'entrée égale à 50 Ω ou 75 Ω , la plupart des équipements radio sont construit pour cette impédance [10,11].

I.3.5 Le coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion (Return Loss : RL) est un paramètre qui indique la quantité d'énergie perdu à la charge, et qui n'est pas réfléchi. Comme il est expliqué dans le paragraphe précédent, les ondes réfléchies entraînent la formation d'ondes stationnaires, lorsque l'impédance de l'émetteur et de l'antenne ne sont pas égaux. D'où le coefficient de réflexion est un paramètre semblable à la VSWR pour indiquer la correspondance entre l'émetteur et l'antenne.

Le coefficient de réflexion est donnée que par [7] que:

$$RL = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (dB) \quad (I.9)$$

Pour une correspondance parfaite entre l'émetteur et l'antenne, $\Gamma = 0$ et $RL = \infty$ signifie qu'il n'aura aucune énergie réfléchi, tandis qu'une $\Gamma = 1$ a une $RL = 0$ dB, ce qui implique que toute la puissance incidente est réfléchi. Pour les cas pratiques, un VSWR de 2 est acceptable, qui correspond à un RL de -9,54 dB.

I.3.6 Le rendement

Le rendement est le rapport entre l'énergie rayonnée par une antenne et celle que lui fournit l'alimentation. Elle est exprimée par:

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (I.10)$$

Ou : R_r : Résistance liée à son rayonnement.

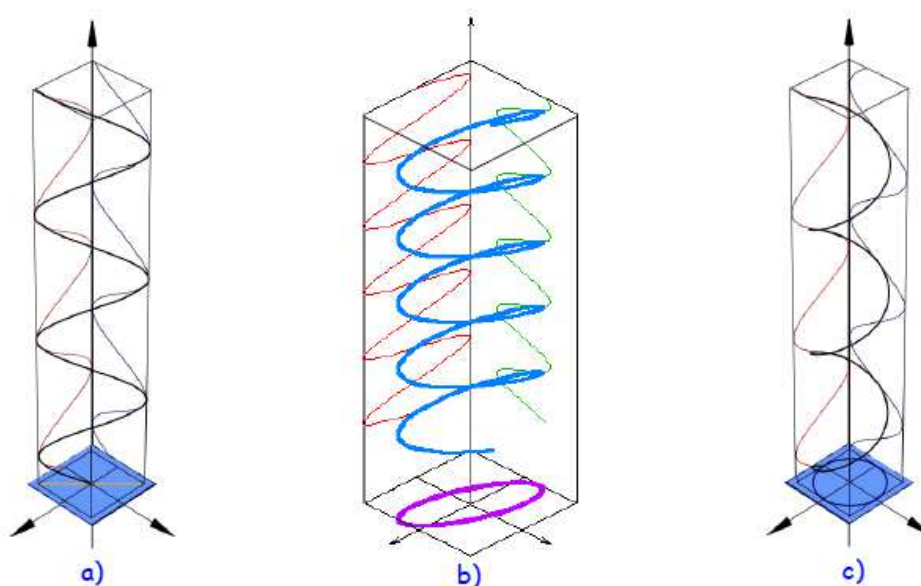
R_L : Résistance liée aux pertes de l'antenne.

I.3.7 La polarisation

La polarisation est définie comme étant l'orientation du champ électrique d'une onde électromagnétique.

La polarisation d'une onde est une donnée fondamentale pour l'étude des antennes. En effet selon la constitution de l'antenne, elle ne recevra qu'une certaine forme de polarisation.

La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est donnée par la direction du champ électrique E . Si E garde une direction constante dans le temps, on dit que l'on a une polarisation rectiligne (voir la Figure I.4). Si la direction varie avec le temps de telle sorte que si, en un point donné, on schématise les positions successives de E , l'extrémité du vecteur représentatif décrit un cercle ou une ellipse. On dit alors que le champ rayonné est à polarisation circulaire ou elliptique [9,11].



- a) polarisation linéaire.
- b) polarisation elliptique.
- c) polarisation circulaire.

Figure I.4 : Polarisation du champ électromagnétique.

I. 3.8 Le gain

Le **gain** n'est pas une quantité qui peut être définie en termes de quantité physique tel que le Watt ou l'Ohm, c'est plutôt un rapport sans dimensions.

C'est une quantité descriptive de la performance d'une antenne. Le gain est donné en référence à une antenne standard, qui est l'antenne isotrope [12]. L'antenne isotrope est

prise rayonne aussi bien dans toutes les directions. Les vraies antennes isotropes n'existent pas mais elles fournissent des modèles théoriques utiles et simples d'antenne et nous servent d'outil de comparaison pour les vraies antennes. Dans la vraie vie, toute antenne rayonnera plus d'énergie dans une direction que dans une d'autre.

Puisque les antennes ne peuvent pas créer d'énergie, la puissance totale rayonnée est identique à celle d'une antenne isotrope. N'importe quelle énergie additionnelle rayonnée dans les directions favorisées est également compensée par moins d'énergie rayonnée dans toutes les autres directions.

Le gain d'une antenne dans une direction donnée [13] est « la quantité d'énergie rayonnée dans cette direction comparée à l'énergie qu'une antenne isotrope rayonnerait dans la même direction avec la même puissance d'entrée ». Habituellement nous sommes uniquement intéressés par le gain maximum, qui est le gain dans la direction dans laquelle l'antenne rayonne la majeure partie de la puissance[12,13].

Le rapport de **gain** est donné par :

$$G(\theta, \phi) = e_{cd}D(\theta, \phi) \quad (dBi) \quad (I.11)$$

1.3.9 La bande passante (BP)

La largeur de bande, appelée aussi bande passante, d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises. Elle peut être considérée comme la plage de fréquences qui se situent de part et d'autres d'une fréquence centrale et où les caractéristiques de l'antenne (Impédance d'entrée, diagramme de rayonnement, angle d'ouverture, polarisation, niveau du lobe mineur, gain, direction du faisceau) sont acceptables par rapport à celles obtenues avec la fréquence centrale (fréquence de référence).

La valeur des limites sur les critères de fonctionnement de l'antenne définit un domaine de fréquences situé entre une valeur minimale f_{min} et une valeur maximale f_{max} . La bande passante [6,14] est donnée par :

$$BP_{LB} = \frac{f_{max}}{f_{min}} \quad (I.12)$$

$$BP_{BE} (\%) = \left[\frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} \right] 100 \quad (I.13)$$

Ou :

f_{max} : la fréquence maximale.

f_{min} : la fréquence minimale.

f_c : la fréquence centrale.

Une antenne est dite à large bande si $f_{max} / f_{min} = 2$. Une méthode pour juger l'efficacité de l'antenne qui fonctionne sur toute la gamme de fréquence est la mesure du VSWR. Un $VSWR < 2$ (RL > -9,5 dB) assure une bonne performance.

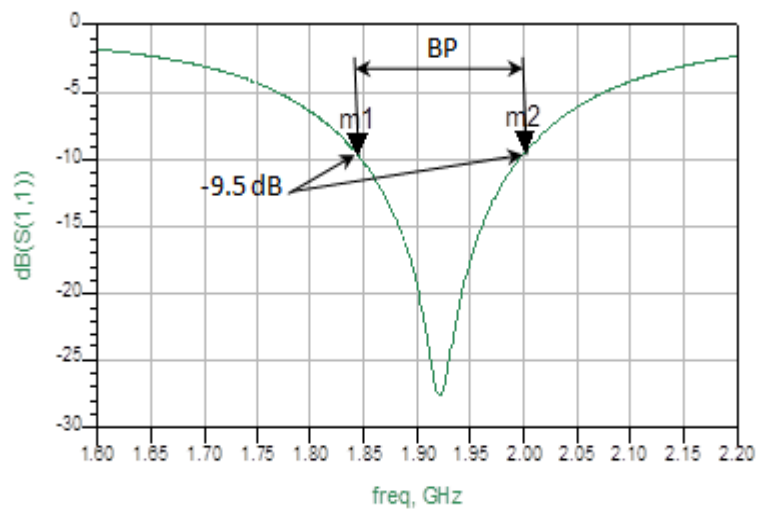


Figure I.5 : Mesure de la bande passante à partir du tracé de coefficient de réflexion.

Deuxième partie : Les antennes imprimées.

I.1 Introduction

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

I.2 Choix de la technologie des antennes imprimées

Actuellement, les antennes imprimées deviennent de plus en plus importantes en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration [15].

Parmi les avantages de cette technologie d'antennes, on peut citer : le faible poids, leur volume réduit, la conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes. Ajoutons que la simplicité de leurs structures fait que ce type d'antenne est adapté au faible coût de fabrication. Ceci est une propriété clé qui explique l'introduction des antennes imprimées dans les applications de la communication mobile.

D'une façon générale, les avantages des antennes imprimées sont [15,16]:

- Simples,
- Robustes,
- Non encombrantes,
- Adaptées aux surfaces planes et non planes,
- A faible coût.

Pour leurs inconvénients, on peut citer [15] :

- Faible efficacité,
- Faible puissance,
- Impureté de la polarisation,
- Bande relativement étroite.

Donc, la conception des antennes doit répondre à des compromis en termes de performances et de complexité de réalisation.

I.3 Description d'une antenne imprimée

Dans sa structure de base (Figure I.6), une antenne imprimée est constituée d'un conducteur métallique de forme arbitraire soit de forme carré, rectangulaire, circulaire, triangulaire, elliptique, ou une autre forme, déposé sur un substrat diélectrique au-dessus d'un plan de masse, utilisé pour augmenter la puissance rayonnée par l'antenne et réduire les pertes par l'effet joule et amélioré la bande passante de l'antenne.

Généralement, pour une structure rectangulaire, la longueur « L » de la pastille est de $0,3333 \lambda_0 < L < 0,5 \lambda_0$ ou λ_0 est la longueur d'onde en espace libre. Le patch est sélectionné

pour être très mince de telle sorte que $t \ll \lambda_0$ (ou t est l'épaisseur patch). La hauteur « h » du substrat diélectrique est généralement $0,003 \lambda_0 \leq h \leq 0,05 \lambda_0$. Le constant diélectrique du substrat « ϵ_r » est typiquement dans la gamme $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$.

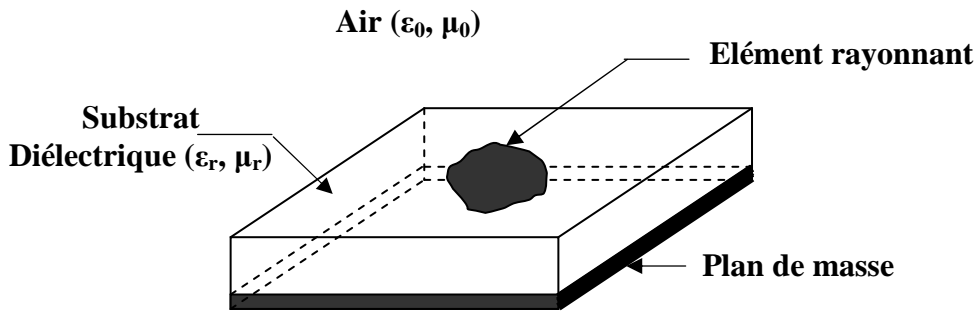


Figure I.6: Structure d'une antenne imprimée de forme quelconque.

La fréquence de résonance d'une antenne dépend essentiellement des dimensions du patch, de la constante diélectrique du substrat et dans une moindre mesure, de l'épaisseur de ce dernier [16].

I.3.1 Choix de la géométrie et du matériau de l'élément rayonnant

Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants les plus souvent utilisées sont le carré, le rectangle, le disque et l'anneau. Des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne (en particulier pour générer de la polarisation circulaire).

Les matériaux peuvent être classés suivant leur susceptibilité et leurs variations en fonction de différents facteurs physiques. Lors du passage de l'onde dans l'antenne, le conducteur de l'élément rayonnant s'échauffe et la chaleur est alors dissipée par effet Joule. Pour un métal normal (cuivre), l'impédance de surface est définie comme le rapport des composantes parallèles des champs électrique et magnétique [17].

I.3.2 Choix du Substrat

Les substrats possèdent aussi des qualités en tant que métaux, leurs propriétés électromagnétiques sont caractérisées essentiellement par trois grandeurs physiques: conductivité, constante diélectrique relative, angle de perte. Les substrats exploités dans la

conception des antennes imprimées sont nombreux et doivent être compatibles avec le matériau de l'élément rayonnant.

Dans le cas où le matériau du patch de l'antenne est normal comme le cuivre, la permittivité relative du substrat varie de 1 à 12. Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grande épaisseur et de basse permittivité dans le but d'avoir une grande efficacité et une bande passante large. Mais dans ce cas, les pertes par onde de surface augmentent et l'antenne devient de plus en plus encombrante. Au contraire, l'utilisation de minces substrats de permittivités élevées est conseillée pour les circuits micro-ondes permettant la minimisation des ondes de surfaces et des radiations non désirées. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause de la grande perte dans le substrat. [15, 17].

I.4. Méthodes d'excitation

Un point important dans l'étude et la réalisation d'antennes imprimées est leur alimentation. Pour cela, plusieurs techniques ont été considérées dans ce but [12,13]. Les méthodes d'alimentation des antennes plaquées peuvent être classées en deux catégories :

- ✚ Les alimentations par contact (par sonde ou ligne micro ruban).
- ✚ Les alimentations par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou fente).

I.4.1. Excitation par ligne microbande

L'alimentation peut être établie par la connexion directe à une ligne microbande (Figure. I.7), dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe de symétrie si cela permet une meilleure adaptation d'impédance [18,19].

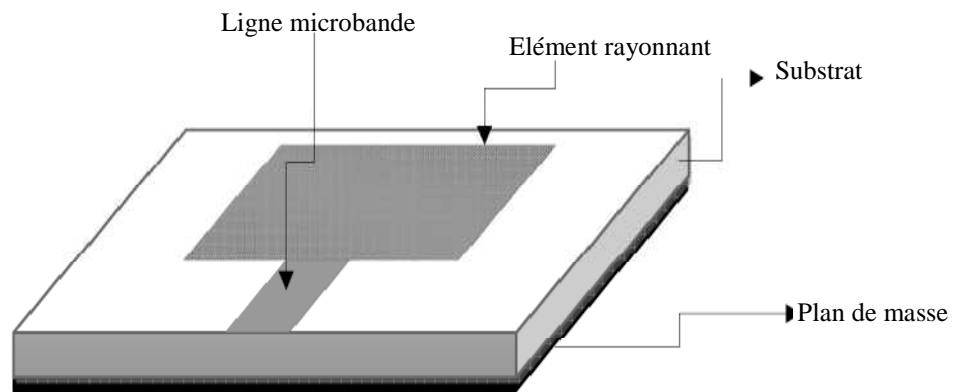


Figure I.7 : Excitation par ligne microbande.

I.4.2. Excitation par câble coaxial

Elle est effectuée par connexion directe à câble coaxial (Figure. I.8), où le conducteur central est connecté en un point situé sur l'axe de symétrie de l'élément, plus ou moins près du bord. Le conducteur extérieur de câble coaxial est relié au plan de masse.

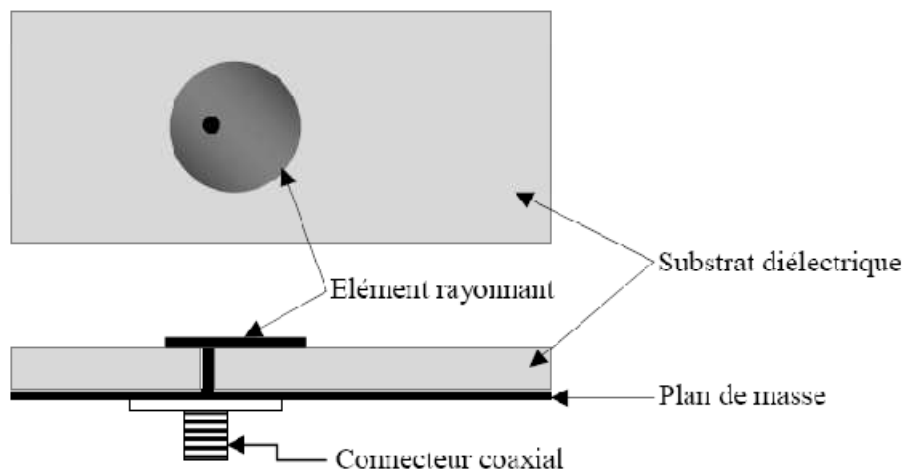


Figure I.8 : Excitation par câble coaxial.

I.4.3. Excitation par couplage électromagnétique

Ce type d'alimentation se fait par couplage électromagnétique d'une ligne microbande à l'élément rayonnant (Figure. I.9).

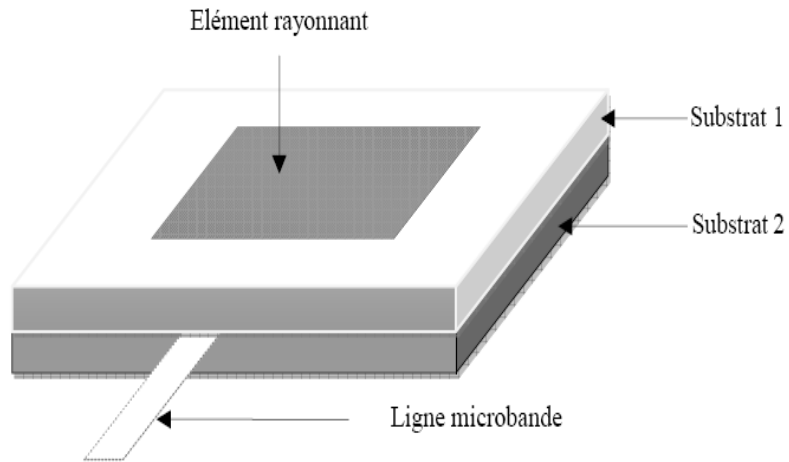


Figure I.9 : Excitation par couplage électromagnétique.

I.4.4. Excitation au travers d'une ouverture dans le plan de masse

L'élément rayonnant et le circuit microbande sont placés de part et d'autre du plan de masse (Figure. I.10), Une ouverture dans celui-ci permet l'excitation de l'antenne.

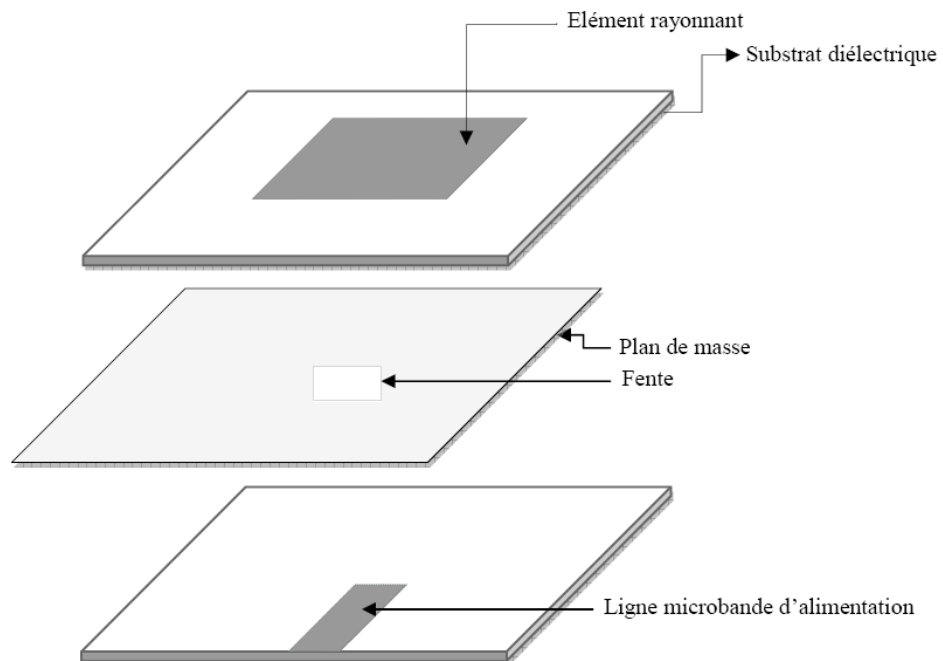


Figure I.10 : Excitation au travers d'une ouverture dans le plan de masse.

I.5 Conclusion

La variété de types des antennes on la grande possibilité de les utilisés dans des nombreuses technologies. Ainsi que ses caractéristiques permis le bon choix de l'antenne étudié.

Les antennes ont des propriétés et des caractéristiques, selon lesquelles elles sont valorisées. Plusieurs techniques existent pour les réaliser. Alors, pour assurer un bon fonctionnement, il faut choisir celle la plus adaptée à l'application envisagée.

Dans notre cas, le choix s'est porté sur la technologie des antennes imprimées. Leurs avantages nombreux permettent de les utiliser dans différents secteurs et surtout dans les communications mobiles (satellite, avion, voiture, missile, téléphone portable, ...).

Chapitre II

*Etat de l'art sur les antennes
imprimées en anneaux
concentriques*

2

Etat de l'art sur les antennes imprimées en anneaux concentriques

II.1 Introduction

Les progrès concernant la multiplication des bandes de fréquences ont généré un besoin croissant d'antennes multi-bandes ou large-bandes. En effet, l'emploi de telles antennes s'est généralisé dans les divers systèmes de télécommunications modernes. Cependant, la diversité des caractéristiques de différentes bandes à couvrir (la forme des diagrammes de rayonnement, le type de polarisation, la largeur de bande nécessaire) ont augmenté la difficulté de la conception de ces antennes. Les antennes permettant un contrôle de ces caractéristiques pour les différentes bandes de fréquences et présentant une méthodologie de dimensionnement aisée sont très appréciées.

II.2 Positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux large-bandes

Les télécommunications civiles et militaires utilisent de plus en plus de bandes de fréquence. Cette utilisation exhaustive du spectre radioélectrique a engendré un grand intérêt pour les dispositifs permettant de couvrir deux ou plusieurs bandes simultanément. Un élément fondamental jouant un rôle déterminant dans ces dispositifs est l'antenne. Cette dernière concrétise clairement cette tendance de multiplication de bandes de fréquence, d'où importance des antennes multi-bandes et large-bandes.

Les antennes compactes classiques sont intrinsèquement des dispositifs à bande étroite de part leur nature souvent résonante. Leur comportement dépend fortement du rapport « taille sur longueur d'onde ». Le moindre désaccord de la fréquence de

fonctionnement affecte considérablement les performances de l'antenne (adaptation, diagramme de rayonnement, gain). La fréquence de fonctionnement d'une telle antenne est définie par sa fréquence de résonance, i.e. la fréquence pour laquelle la partie imaginaire de son impédance d'entrée est nulle. Cela autorise, dans la majorité des cas, un coefficient de réflexion minimum.

Une antenne multi-bande, par définition, est une antenne fonctionnant dans deux ou plusieurs bandes de fréquence avec des performances assez similaires dans ces bandes. Le fonctionnement d'une antenne sur une bande de fréquence se traduit généralement par une adaptation « raisonnable » de l'antenne pour toutes les fréquences de la bande [20]. Cette adaptation est définie par un coefficient de réflexion ou un taux d'onde stationnaire (TOS) à l'entrée de l'antenne inférieur à une valeur fixée. (Couramment : -10 dB, -15 dB, ou -20 dB pour le coefficient de réflexion et 2, 1.5, 1.2 pour le TOS).

Une antenne large-bande est une antenne dont les performances sont indépendantes ou quasiindépendantes de la fréquence. Ces antennes sont caractérisées par la largeur de leur bande de fonctionnement ainsi que les dimensions minimales et maximales fixant respectivement la plus haute et la plus basse fréquence de fonctionnement [21].

Pour un nombre donné de bandes de fréquence à couvrir, les deux topologies d'antennes peuvent être utilisées. Toutefois, suivant les performances recherchées (diagramme de rayonnement, type de polarisation, gain,...) ainsi que les contraintes fréquentielles (largeur de bande, espacement entre deux bandes successives et nombre de bandes à couvrir), une configuration est préférée par rapport à l'autre. Concernant les contraintes fréquentielles, le premier critère de choix est l'écart fréquentiel entre la première et la dernière bande. En effet, les antennes large-bandes sont limitées en largeur de bande. Ainsi, pour un écart assez important la configuration à base d'antennes multi-bandes est beaucoup plus commode. Dans les cas d'un écart faible, le nombre de bandes à couvrir est le deuxième paramètre à considérer [20,22]. En effet, plus le nombre de bandes à couvrir est grand plus une conception à l'aide d'antennes multi-bandes est difficile voire impossible. Enfin, l'écart entre les bandes successives permet aussi de privilégier une configuration par rapport à une autre du moment où il n'est pas aisé d'avoir une configuration multi-bande avec des bandes relativement serrées.

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

Ainsi, il est aisé de faire varier la zone de couverture d'une des bandes sans modifier les couvertures des autres bandes de l'antenne. La variation de la couverture d'une bande est obtenue par une variation de l'élément rayonnant responsable de cette bande. Il convient de signaler qu'une antenne large-bande ne peut effectuer une telle modification [15].

Le tableau II.1 résume les différents points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bandes.

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

Tableau II.1 : Points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bandes.

II.3- Les antennes multi-bandes

II.3.1- Définition

Une antenne multi-bande est une antenne qui fonctionne ou plus précisément qui résonne sur au moins deux fréquences avec les mêmes exigences (adaptation, valeur du coefficient de réflexion,...) [23].

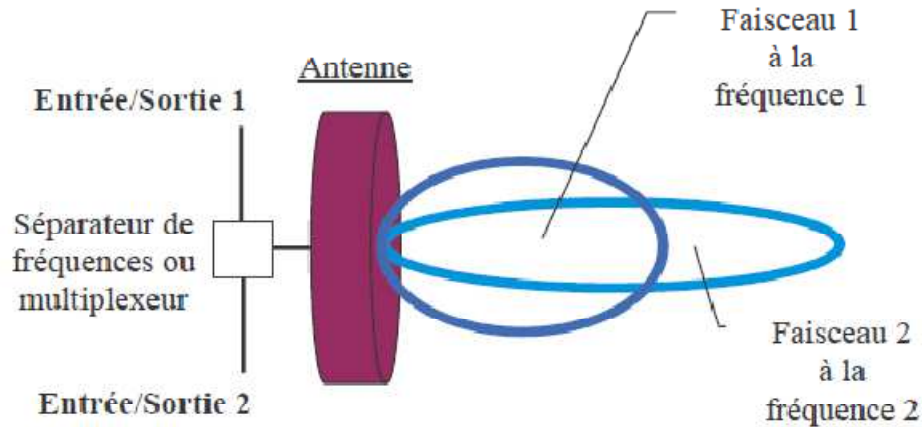


Figure II.1 : Principe de fonctionnement d'une antenne multi-bande.

II.3.2- Nécessité

Actuellement, la plupart des téléphones mobiles fonctionnent avec des antennes intégrées tribandes. GSM900/DCS1800/UMTS2172. La plupart des solutions existantes pour réaliser ces antennes sont basées sur des éléments court-circuités (quart-d'onde).

L'élément rayonnant est généralement optimisé pour assurer le fonctionnement en bande basse (GSM900). Le fonctionnement en bande haute (DCS 1800) est, quant à lui, assuré par l'abaissement des modes supérieurs de l'élément quart-d'onde.

Pour cela, en simplifiant, deux principes sont utilisés la plupart du temps : l'allongement des longueurs électriques et/ou la création d'effets capacitifs. Les bandes passantes ainsi obtenues au moyen d'une seule résonance pour chaque standard, sont cependant souvent trop étroites pour assurer un bon fonctionnement,

en particulier lorsque l'antenne se trouve dans son environnement de travail définitif (Boîtier plastique, batterie, composants ajoutés sous l'antenne ...).

Il semble donc difficile de pouvoir continuer à réaliser des antennes pour les terminaux de troisième génération avec ce concept d'élément à un seul résonateur [21,24]. Etant donné la largeur des bandes passantes, il est nécessaire d'ajouter un ou plusieurs résonateurs supplémentaires, indispensables à l'obtention du caractère large bande, tout en conservant un encombrement plus réduit. De ce fait les concepteurs des antennes pour les terminaux mobiles ont pensés à rajouter un nouveau type d'antenne qui assure les fonctionnalités pour plusieurs applications (GSM 900, DCS 1800, UMTS 2160, Bluetooth 2400,...) en même temps, ce qu'on appelle les antennes multi-bandes ; dans la littérature scientifique on a trouvé plusieurs types tels que : les antennes fractales (l'antenne de Sierpinski, de Koch...), les antennes large bande, l'antenne Yagi, etc.

I.3.3 Techniques utilisées pour obtenir des antennes multi-bandes

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

II.3.3.1 Combinaison de plusieurs éléments rayonnants

La technique la plus classique pour obtenir des antennes multi-bandes est la combinaison de deux ou plusieurs éléments rayonnants (résonateurs) mono-bande. Ces éléments mono-bandes peuvent être de même type [20,21] ou différents les uns des autres [25,26].

Coté excitation, les éléments constituant ces antennes multi-bandes peuvent être alimentés de deux manières différentes :

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

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

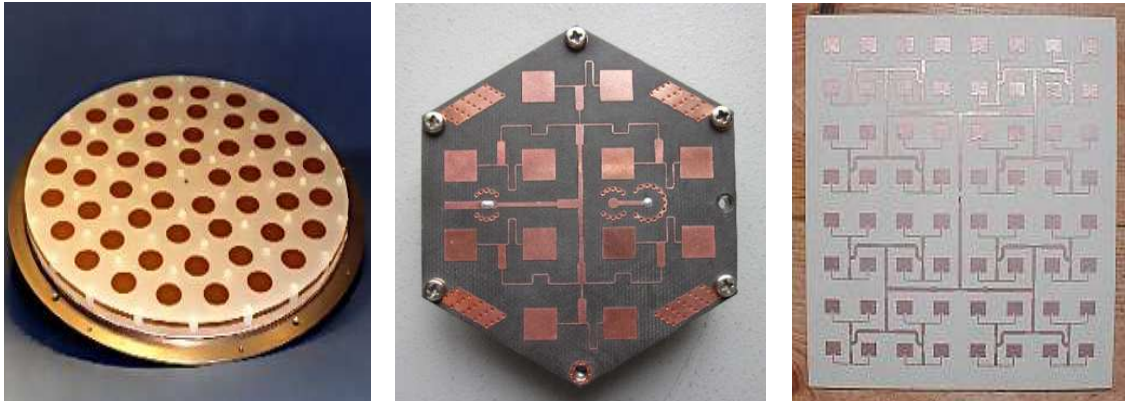


Figure II.2 : Réseaux d'antennes pour un fonctionnement multi-bande.

Les différents éléments rayonnants de ces antennes créent leurs propres fréquences de résonance fondamentale et supérieures. Si l'on désire obtenir une large bande passante, il faut choisir les longueurs résonnantes de ces éléments du même ordre de grandeur [26]. Si l'on souhaite plutôt travailler sur plusieurs bandes de fréquences distinctes, il faut alors dimensionner différemment chaque résonateur [27]. En cumulant les deux principes précédents, il est ainsi possible de réaliser des antennes à la fois large-bandes et multi-bandes.

Dans le cas des antennes imprimées l'association de plusieurs éléments rayonnants peut se faire de deux façons différentes : soit ces éléments sont juxtaposés dans le même plan [28], soit ils sont empilés les uns sur les autres. Le cas où les deux méthodes sont combinées existe également mais au détriment d'une augmentation importante du volume global de l'antenne [29,30].

Les points forts et faibles en général de cette technique sont regroupés dans le tableau II.2.

Points forts	Points faibles
<ul style="list-style-type: none"> - Facilité du premier dimensionnement des éléments constitutifs - Rayonnement relativement identique sur toute la large bande couverte - Bonne efficacité 	<ul style="list-style-type: none"> - Structures généralement encombrantes - Couplage entre éléments pas toujours maîtrisé - Bon positionnement des différents éléments rayonnants délicat - Diagrammes de rayonnement généralement perturbés par les autres éléments rayonnants. - Nombre de ports d'excitation dans le cas d'excitations séparées.

Tableau II.2 : Points forts et faibles de la combinaison de plusieurs éléments rayonnants.

II. 3.3.2- La technique de fente

Ces dernières années, l'augmentation du nombre de standards de communications (GSM 900, DCS 1800, UMTS, WLAN, BLUETOOTH...), a fortement incité les chercheurs à trouver des modèles d'antennes de plus en plus complexes faisant généralement appel à des structures court-circuitées ou avec des fentes rayonnantes qui permettent d'abaisser les modes supérieurs [21,24]. La figure II.3 présente quelques formes d'antennes à fentes.



Figure II.3 : Antennes à fente pour un fonctionnement multi-bande.

II. 3.3.3- La technique fractale

Ce sont des antennes très spéciales qui permettent avec une forme fractale d'aboutir à un fonctionnement multi-bande.

Les fractales sont des solutions efficaces pour augmenter le périmètre d'une surface. Il est évident que le périmètre d'une antenne est un facteur crucial dans la détermination de la fréquence de résonance. Une antenne fractale avec un périmètre donné couvre une surface inférieure à celle d'une antenne comparable carrée. La figure II.4 présente quelques types d'antennes fractales.

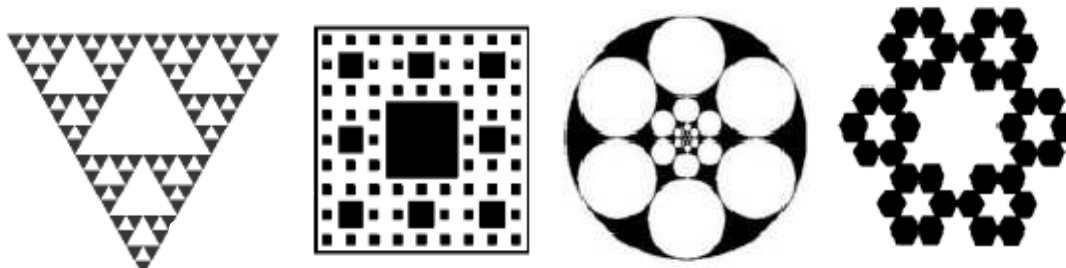


Figure II.4 : Différents types d'antennes fractales.

Les points forts et faibles de cette technique sont regroupés dans le tableau II.3.

Points forts	Points faibles
<ul style="list-style-type: none"> • Surface occupée très réduite : la compacité résulte du caractère irrégulier des formes fractales. • Résonances multiples : le caractère multi-bande vient du caractère d'autosimilarité. • Gain très important dans certain cas. 	<ul style="list-style-type: none"> • Gain faible dans d'autres cas. • Réalisation très difficile liée à la complexité des formes. • Plus faible bande passante que les antennes spirales. • Difficulté de contrôler la polarisation.

Tableau II.3 : Points forts et faibles de la technique fractale [21,24].

II.4 Antennes imprimées en anneaux concentriques

Les solutions données précédemment proposent des antennes à la fois compactes et multi-bandes. Un autre concept d'antenne multi-bande est l'antenne dite « en anneaux concentriques ». La géométrie de cette antenne repose sur le principe d'utilisation de plusieurs fentes annulaires. Dans la configuration la plus simple des structures imprimées concentriques, un deuxième anneau est placé dans le premier anneau, comme le montre la figure II.5.

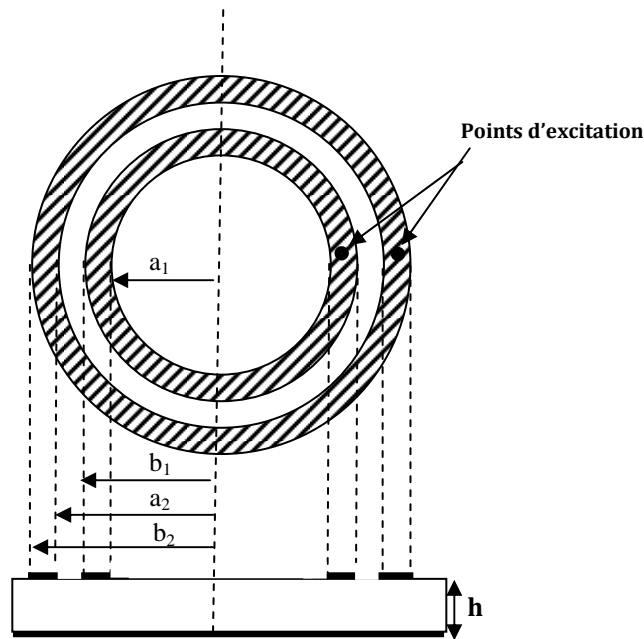


Figure II.5: Antenne concentrique annulaire.

Les rayons internes et externes des anneaux intérieurs et extérieurs sont respectivement a_1 , b_1 et a_2 , b_2 . Les anneaux sont excités en différents modes à la même ou à différentes fréquences pour fournir plusieurs bandes de fréquences et qui pourraient potentiellement être employées pour des communications par satellite ou des applications mobiles de radar [27,28].

La géométrie en anneaux concentriques est une extension de la géométrie à fente. Son introduction a constitué une opportunité pour les antennistes pour découvrir de nouvelles configurations d'antennes.

II.4.1 Quelques formes d'antennes concentriques

L'antenne concentrique peut ne pas être sous sa forme élémentaire indiquée dans la figure II.5. Dans la littérature, plusieurs géométries concentriques ont été exploitées pour la conception d'antennes multi-bandes.

Les variations de la forme classique de l'élément annulaire (anneau, rectangle, triangle) ainsi que leurs nombre (le nombre de fréquences de résonances augmente au fur et à mesure que le nombre des anneaux augmente), comme indiqué sur les figures II.6, II.7 et II.8, permettent d'obtenir plusieurs structures concentriques fonctionnant en large bande, multi-bande et Ultra large bande [29]. Les géométries les plus pertinentes sont décrites brièvement dans la suite.

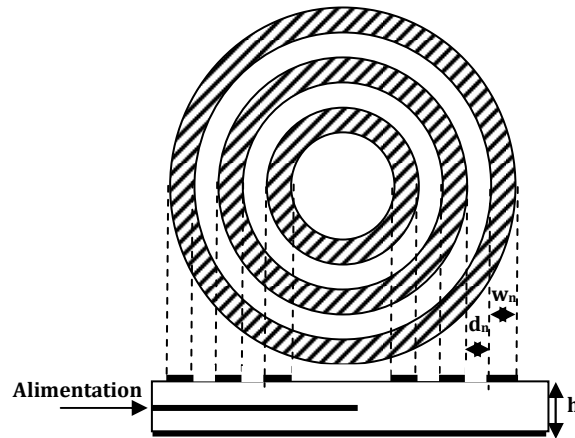


Figure II.6 : Antenne à trois anneaux concentriques pour un fonctionnement tri- bande [29].

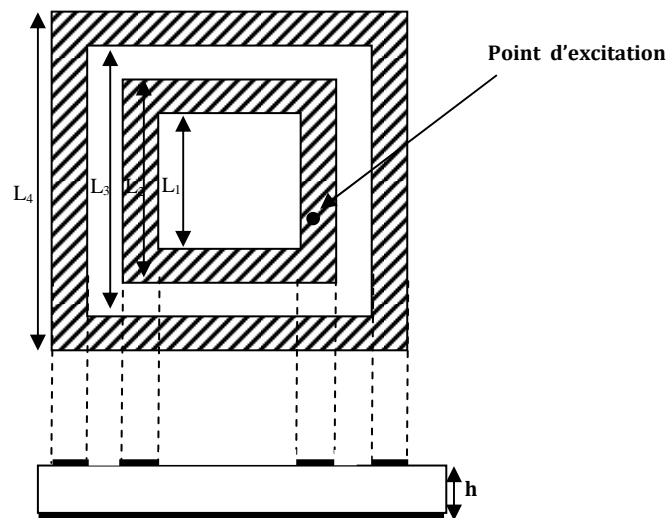


Figure II.7: Antenne à deux anneaux rectangulaires concentriques pour un fonctionnement bi- bande [30].

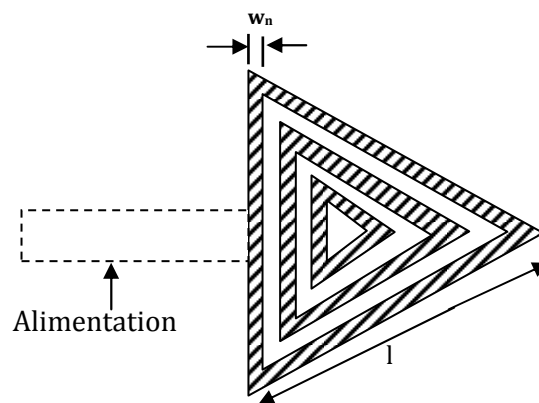


Figure II.8 : Antenne à trois anneaux triangulaires concentriques pour un fonctionnement large bande et multi-bande [31].

II.4.2 Applications des antennes concentriques

Pour son fonctionnement multibande, les antennes imprimées en anneaux concentriques sont utilisées dans les communications spatiales, les récepteurs GPS, les communications mobiles, les systèmes radar, la télémétrie des missiles, et beaucoup d'autres domaines. Plusieurs systèmes complexes comme les radars de poursuite ont été miniaturisés à partir de la taille réduite des antennes planaires .

En dehors de leur utilisation pour obtenir des antennes multi-bandes, elles peuvent également être utilisées pour la miniaturisation des antennes [32,33]. Ils trouvent également quelques applications dans la conception des antennes Ultra large-bandes ou dans la conception des antennes directives [32,34].

II.5 Caractéristiques radioélectriques des antennes concentriques

II.5.1 modèle de conception

Les modèles les plus populaires pour l'analyse des antennes imprimées micro ruban sont **le modèle de ligne de transmission, le modèle de cavité et modèle onde pleine** (Full-Wave), qui incluent principalement des équations intégrales et la méthode des moments. Le modèle de ligne de transmission est le plus simple et il donne la bonne analyse physique mais c'est moins précis, Le modèle de cavité est plus exact et donne une bonne analyse physique, Le modèle onde pleine (Full - Wave) est extrêmement précis, il peut traiter des éléments simples, des gammes finies et infinies, des éléments en forme arbitraire. Ceux-ci donnent moins d'analyse par rapport aux deux modèles mentionnés au-dessus et sont bien plus complexes dans la nature.

Le modèle utilisé pour la conception des anneaux concentriques annulaires est basé sur un circuit équivalent fait à partir de l'analyse de la ligne de transmission, les dimensions sont choisies tels que le champ E_z est maximum dans tous les cas au bord externe de l'anneau. Ou E_z est l'expression de la composante dominante non nulle du champ électrique.

II.5.1.1 Circuit équivalent pour un anneau simple

La source rayonnante de base est placée dans un système de coordonnées sphériques (r, θ, φ) .

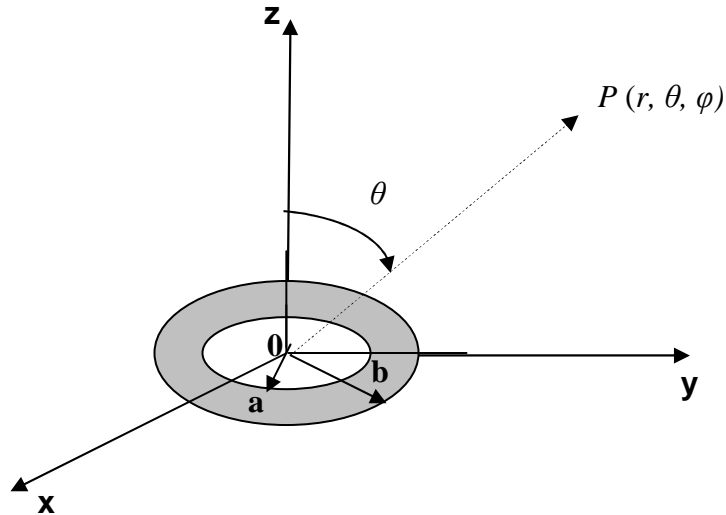


Figure II.9 : Source élémentaire liée au repère des coordonnées sphériques.

Chaque anneau est considéré comme une ligne de transmission radiale terminée par des admittances de charge avec des ouvertures rayonnantes de rayons a et b . Bhattacharyya et Garg [35] ont prouvé que le circuit équivalent d'une antenne annulaire simple pour le mode TM_n , où $n = 0, 1, 2, \dots$, est de la forme montrée dans la figure suivante.

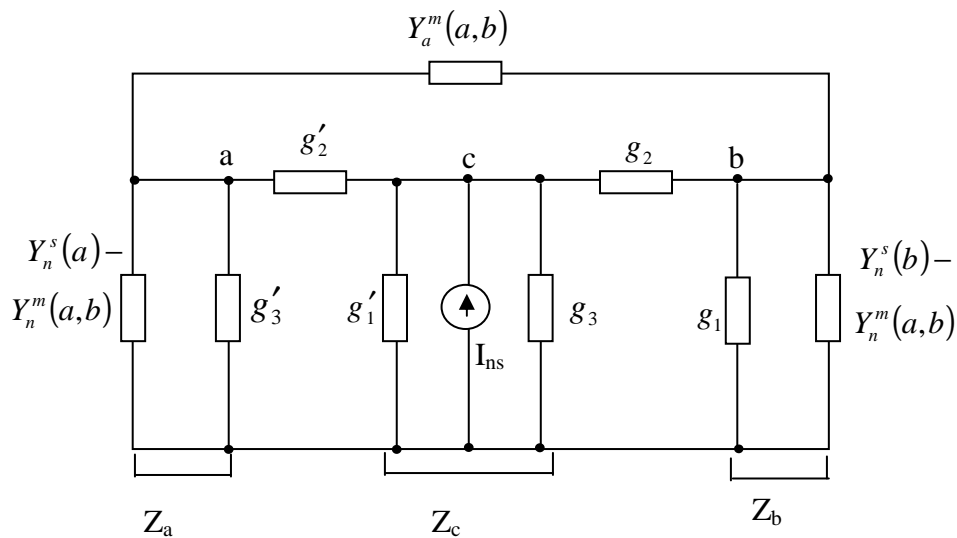


Figure II.10 : Circuit équivalent pour une antenne annulaire simple .

Les admittances de charge sont des composants selfiques et mutuels $Y_n^s(a)$ et $Y_n^m(a,b)$ et sont calculées dans l'annexe A.

II.5.1.2 Circuit équivalent pour les anneaux concentriques

Le modèle des anneaux simples peut être maintenant appliqué aux anneaux concentriques de la figure II.5. Elle doit inclure non seulement les modèles pour deux anneaux simples mais également l'accouplement mutuel entre les ouvertures rayonnantes de l'anneau intérieur (l'anneau 1), et l'anneau extérieur (l'anneau 2).

En simplifiant le circuit équivalent et en incluant les admittances mutuelles entre l'anneau extérieur et l'anneau intérieur, le circuit équivalent complet obtenu pour les anneaux concentriques est présenté par le schéma de la figure II.11.

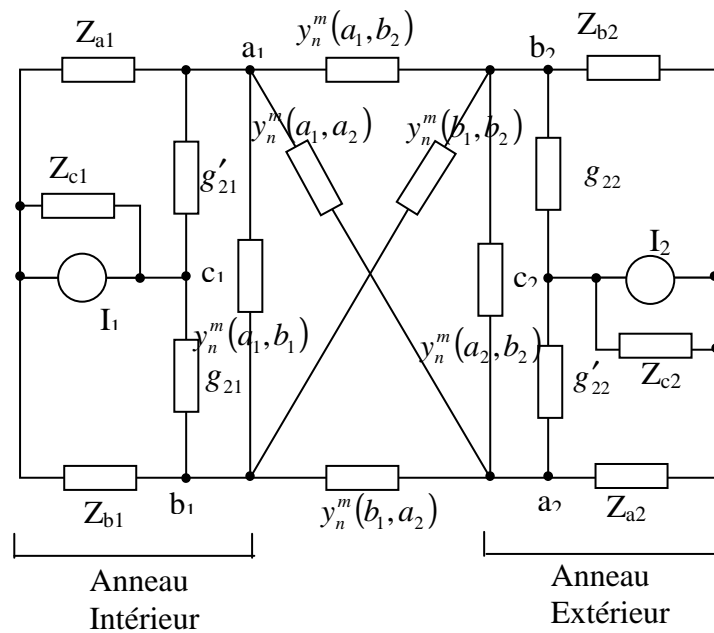


Figure II.11 : Circuit équivalent pour les anneaux annulaires concentriques.

Les anneaux concentriques sont conçus en utilisant le modèle décrit auparavant. Pendant le procédé de conception on doit prendre en considération :

- Le rayon de l'anneau extérieur b_2 , qui peut être limité par les conditions de balayage du faisceau pour n'importe quelle bande de fréquence.
- La fréquence de résonance de l'anneau intérieur qui détermine en grande partie son rayon extérieur b_1 , qui doit être inférieur à a_2 de l'anneau extérieur.
- La largeur de bande de chaque anneau qui est déterminée par le rapport b/a ; ce rapport réduit la largeur de bande, en considérant que l'impédance d'entrée dépend elle aussi du rapport b/a .

Il doit y avoir un compromis entre tous ces facteurs pour réaliser une

conception optimale [29].

L'épaisseur h , et la permittivité relative ϵ_r du substrat diélectrique sont d'autres facteurs qui peuvent influencer sur la conception. Le tableau II.4 récapitule l'effet de ces deux paramètres sur les performances de l'antenne. Par exemple, pour augmenter la largeur de bande, on doit soit diminuer ϵ_r ou augmenter h , ou changer les deux paramètres en même temps [24,29].

Substrat	Largeur de bande	Rendement	Ondes de surfaces	Lobes secondaires	Dispersion	Directivité
h	↑	↑	↓	↓	↓	
ϵ_r	↓	↓	↓	↓	↓	↓

↑ Augmenter pour améliorer.

↓ Diminuer pour améliorer.

Tableau II.4 : Effet des paramètres du substrat (constante diélectrique et épaisseur) sur les performances d'une antenne concentrique.

II.5.2 Détermination de la fréquence de résonance

Les antennes imprimées sont conçues pour fonctionner au voisinage de la résonance ; toutes leurs caractéristiques sont estimées à la résonance.

Les fréquences de résonance sont déterminées par la partie réelle maximale de l'impédance d'entrée, Pour n'importe quel mode indiqué, la fréquence de résonance de chaque anneau peut être calculée par la relation suivante :

$$f_{nm} = ck_{nm} / 2\pi\sqrt{\epsilon_e} \tag{II.1}$$

Où :

K_{nm} sont les racines de l'équation caractéristique :

$$0 = N'_n(k_{nm}r_2)J'_n(k_{nm}r_1) - J'_n(k_{nm}r_1)N'_n(k_{nm}r_2) \tag{II.2}$$

$J'_n(\mathbf{x})$ et $N'_n(\mathbf{x})$ sont les premières dérivées de **Bessel** et **Newman** respectivement.

Pour la prise en compte des effets de bords le long des bords de l'anneau, il est nécessaire de remplacer r_1 et r_2 par leurs valeurs équivalentes r_{1eq} et r_{2eq} [36], définis comme suit :

$$r_{1eq} = \frac{r_1 + r_2 - w_{eff}(f)}{2} \quad (\text{II.3})$$

$$r_{2eq} = \frac{r_1 + r_2 + w_{eff}(f)}{2} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$w_{eff}(f) = (r_2 - r_1) + \frac{w_{eff}(0) - (r_2 - r_1)}{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \quad (\text{II.5})$$

✚ C_0 est la vitesse de la lumière dans le vide.

$$f_p = \frac{C_0}{w_{eff}(0)\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{II.6})$$

$$w_{eff}(0) = C_0 H_s \eta_0 c_0 \quad (\text{II.7})$$

En posant : $X_{nm} = K_{nm} r_{1eq}$ et $a = \frac{r_{2eq}}{r_{1eq}}$, l'équation finale devient :

$$J_n'(X_{nm})Y_n'(X_{nm}a) - J_n'(X_{nm}a)Y_n'(X_{nm}) = 0 \quad (\text{II.8})$$

✚ ϵ_e est la constante diélectrique effective du substrat.

La constante diélectrique effective ϵ_e doit prendre en considération la dispersion et les changements des dimensions du substrat. La formule suivante s'est avérée plus précise [25,26] :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-1/2} - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \cdot \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (\text{II.9})$$

Où :

ϵ_r est la constante diélectrique du substrat.

t : est l'épaisseur des surfaces conductrices.

II.5.3 Champ rayonné par une antenne concentrique

L'élément concentrique est placé dans un système de coordonnées sphériques (r, θ, φ) (figure II.12).

Le centre des anneaux est positionné au point O du repère $(Oxyz)$, et soit \overrightarrow{OM} une position quelconque, définie par les angles θ et φ . Le champ rayonné au point M se trouvant à grande distance de la source, est situé dans le plan $(\vec{u}_\theta, \vec{u}_\varphi)$. Il s'écrit :

$$\vec{E}(M) = E_\theta(\theta, \varphi) \vec{u}_\theta + E_\varphi(\theta, \varphi) \vec{u}_\varphi \quad (\text{II.10})$$

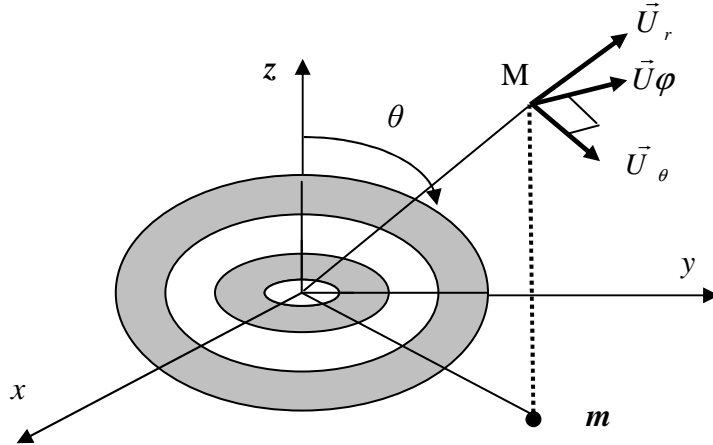


Figure II.12 : L'élément concentrique lié au repère des coordonnées sphériques.

Dans le modèle de cavité on suppose que les champs de rayonnement proviennent des champs marginaux au bord de chaque anneau. À un point (r, θ, φ) les composantes du champ électrique lointain sont données par les expressions suivantes [36] :

$$E_\theta = \frac{jk_0 e^{jk_0 r}}{4\pi r} \{ f_x \cos \varphi + f_y \sin \varphi \} \quad (\text{II.11})$$

$$E_\varphi = \frac{jk_0 \cos \theta}{4\pi r} e^{jk_0 r} \{ -f_x \sin \varphi + f_y \cos \varphi \} \quad (\text{II.12})$$

Où f_x et f_y sont les transformées de Fourier du champ d'ouverture.

$$f(a) = J_n(K_n a) - A_n N_n(K_n a) \quad (\text{II.13})$$

Et

$$A_n = J'_n(K_n a) / N'_n(K_n a) \quad (\text{II.14})$$

II.6 Conclusion

Les propriétés particulières des structures en anneaux concentriques constituent une nouvelle vision pour la conception des antennes multi-bandes. Les caractéristiques géométriques des antennes concentriques permettent d'avoir plus d'une fréquence de résonance pour une même antenne avec les mêmes caractéristiques électromagnétiques.

Nous avons commencé ce chapitre par une représentation générale des antennes imprimées fonctionnant en multi-bandes, ensuite nous nous sommes intéressés aux structures en anneaux concentriques. Leur sélectivité et aptitude à couvrir des bandes de fréquences relativement éloignées, font des antennes multi-bandes des candidats plus intéressants que les large-bandes pour la couverture des systèmes de télécommunications modernes.

On a parlé également aux modèle de modélisation utilisés pour la conception de ce type d'antennes ; il semble très intéressant d'avoir accès à plusieurs applications à partir d'une antenne concentrique qui est adéquate pour diverses applications en communications sans fils ce qui présente un bénéfice pour les utilisateurs.

Le chapitre suivant fait l'objet d'une analyse complète de diverses configurations d'antennes en anneaux concentriques.

Chapitre III

Analyse de rayonnement

3

Analyse de rayonnement

III.1 Introduction

La nécessité d'avoir une analyse rigoureuse des antennes imprimées, a contraint les chercheurs à mettre en œuvre une méthode basée, sur le problème aux frontières des grandeurs électromagnétiques. La méthode de la cavité est très utilisée pour l'étude des dispositifs planaires, il s'agit d'une caractérisation du champ électromagnétique en se basant sur le concept de la permittivité dynamique permettant une meilleure prise en compte des effets de bord.

L'analyse des antennes imprimées consiste à évaluer, par des formules approchées, le champ rayonné, connaissant la loi d'excitation des éléments qui le composent. Ainsi, lorsque la forme de l'antenne devient beaucoup trop complexe pour être étudiée au moyen de simulateurs d'électromagnétisme proprement dits, ces formules permettent de rendre compte de façon précise de l'évolution des paramètres sur le rayonnement.

Parallèlement avec le développement des télécommunications spatiales, un nombre important de modélisations mathématiques et de logiciels de simulation ont été publiés.

III.2 Méthodes d'analyse des antennes planaires

Depuis l'avènement des antennes imprimées, plusieurs méthodes d'analyse ont été utilisées. Ces méthodes peuvent être largement divisées en deux groupes :

III.2.1 Méthodes simples

Ces méthodes prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations permettant la modélisation du modèle. Parmi ces méthodes on peut citer :

- Modèle de la ligne de transmission.
- Modèle de la cavité.

Le modèle de la ligne de transmission est considéré comme le plus simple. Ce modèle exploite l'analogie qui existe entre un patch d'une antenne imprimée et un tronçon d'une ligne de transmission ayant deux bords rayonnants. Dans ce modèle, l'inconnu à déterminer est la constante de propagation. Les pertes par rayonnement sont incluses dans le coefficient d'atténuation de la constante de propagation. Cependant, cette technique ne rend pas compte des effets des modes d'ordre supérieur.

Dans le modèle de la cavité, la structure imprimée peut être assimilée à une cavité limitée en haut par une plaque conductrice, en bas par un plan de masse et entourée par une surface latérale. Les deux plans conducteurs présentent des murs électriques et la surface latérale constitue le mur magnétique. Dans ce modèle, l'inconnu est le système des modes propagatifs et leurs fréquences de résonance. Cependant, ces modèles sont fondés sur des approximations qui peuvent donner lieu à des résultats inexacts, notamment pour des applications qui requièrent un substrat épais ou une constante diélectrique élevée (cas d'antennes opérant à des ondes millimétriques). Les inconvénients spécifiques à ces méthodes sont :

- L'inaptitude de ces méthodes pour prédire toutes les caractéristiques de l'antenne ;
- Les conditions considérées de l'épaisseur faible du substrat diélectrique et d'une constante diélectrique petite, rendent la caractérisation en quelque sorte incomplète, ce qui amène à l'utilisation des formules de correction;
- Ces méthodes sont limitées à des formes géométriques simples.

III.2.2 Méthodes rigoureuses

Ces méthodes sont plus rigoureuses que les précédentes et font appel à un formalisme plus compliqué conduisant à des développements numériques souvent lourds. Parmi ces méthodes on peut citer :

- Méthode des moments (MoM) ;
- Méthode des éléments finies (FEM) ;
- Méthode des différences finis dans le domaine temporel (FDTD) ;
- Méthode spectrale (SDA).
- Méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM).

Ces méthodes ne souffrent d'aucune approximation, et s'avèrent être très rigoureuses, puisque aucune supposition initiale n'est considérée. De plus, ces méthodes permettent d'étudier des antennes de formes très variées, par contre, elles font appel à des formulations ou calculs plus complexes et des temps de calcul plus importants.

Le choix de la méthode analytique avec laquelle nous allons traiter le problème de détermination des caractéristiques des antennes imprimées est la méthode des moments. L'utilisation de la méthode des moments dans les problèmes électromagnétiques a été développée pour la première fois par Newman [36], est une manière de résolution d'équations intégrales qui permet de réduire celles-ci en un système d'équations linéaires appliqués aux structures planaires ou quasi-planaires sur les structures de 2-D [37]. Pour utiliser cette méthode, il faut décomposer la structure étudiée en plusieurs parties ou cellules.

La résolution numérique des équations de Maxwell de la structure étudiée, permet d'écrire les champs électriques ou magnétiques en fonction d'une somme des courants induits.

Le calcul de la distribution de courant évalué sur chaque section par annulation des champs électriques tangentiels, permet d'obtenir les paramètres $[Z]$.

Dans la méthode des moments, l'équation intégrale est réduite à un ensemble d'équations algébriques linéaires de la forme suivante: $[Z] \cdot [I] = [V]$.

La matrice d'impédance $[Z]$ est calculée à partir des équations intégrales. On va exciter la structure avec le vecteur de tension $[V]$ et par la suite le vecteur de courant $[I]$ sera calculé.

Une fois le courant calculé pour chaque élément, les champs électrique et magnétique seront déterminés.

III.3 Les logiciels d'analyse

Les logiciels de simulation électromagnétique utilisés dans notre étude sont EMPLAN et Momentum/ADS (annexes B et C). Ils permettent l'analyse électromagnétique et sont basés sur la méthode des moments. Cette méthode qui opère dans le domaine spectrale est qualifiée comme étant rigoureuse parce qu'elle tient compte de tous les phénomènes d'ondes associées à la structure. L'analyse est basée sur une équation intégrale utilisant la fonction tensorielle de Green.

La méthode des moments fait appel à la résolution des équations de Maxwell en 3 dimensions suivant une formulation intégrale. Elle fait intervenir les courants surfaciques

induits sur les obstacles métalliques de la structure étudiée (ligne microruban ou antenne plaquée par exemple) [38].

III.4 Comparaison des résultats avec la littérature

Momentum et Emplan sont des logiciels qui s'appuient sur des méthodes qui ont été validées dans un grand nombre de cas. Pour valider nos résultats, des comparaisons avec les résultats théoriques rapportés par la littérature sont effectuées.

III.4.1 Antenne annulaire de forme rectangulaire

La figure III.1 présente la géométrie d'une antenne annulaire carrée. C'est un exemple de validation des résultats du coefficient de réflexion S_{11} obtenus par simulation, et par P.Bafrooei et L.Shafai [39].

Les paramètres caractéristiques de la structure sont : $W_1=30\text{mm}$, $W_2=15\text{mm}$, une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 2.5$ et une épaisseur $h=1.59\text{mm}$. L'antenne est alimentée par un conducteur placé au point de coordonnées $(X_p=0, Y_p=-13\text{mm})$ et relié à une ligne microruban de 1.27mm d'épaisseur.

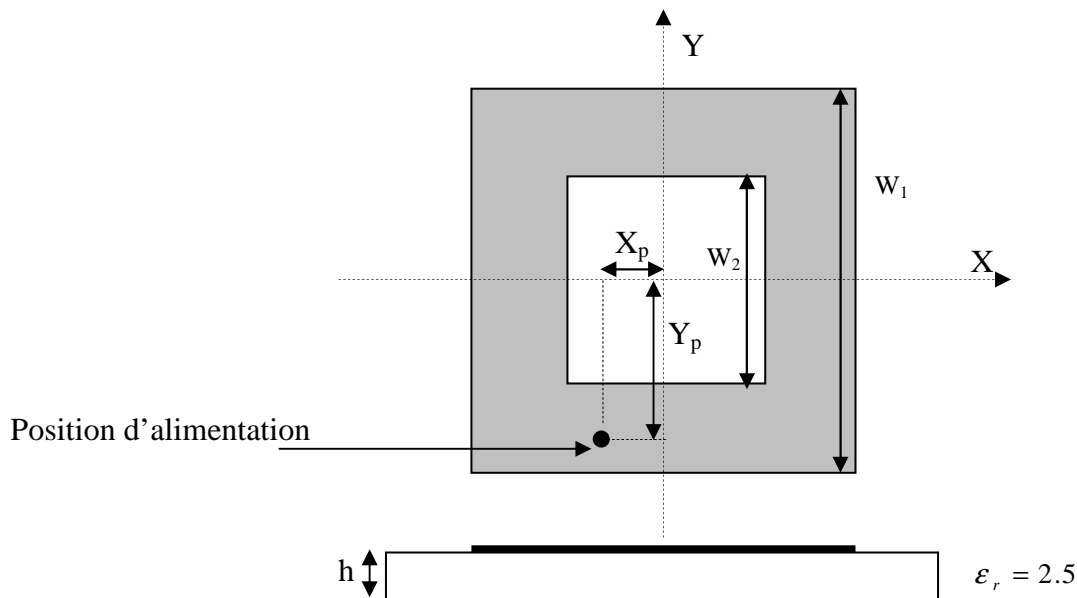


Figure III.1 : Antenne annulaire carrée.

La figure III.2 donne les résultats obtenus par simulation et par mesure du coefficient de réflexion S_{11} .

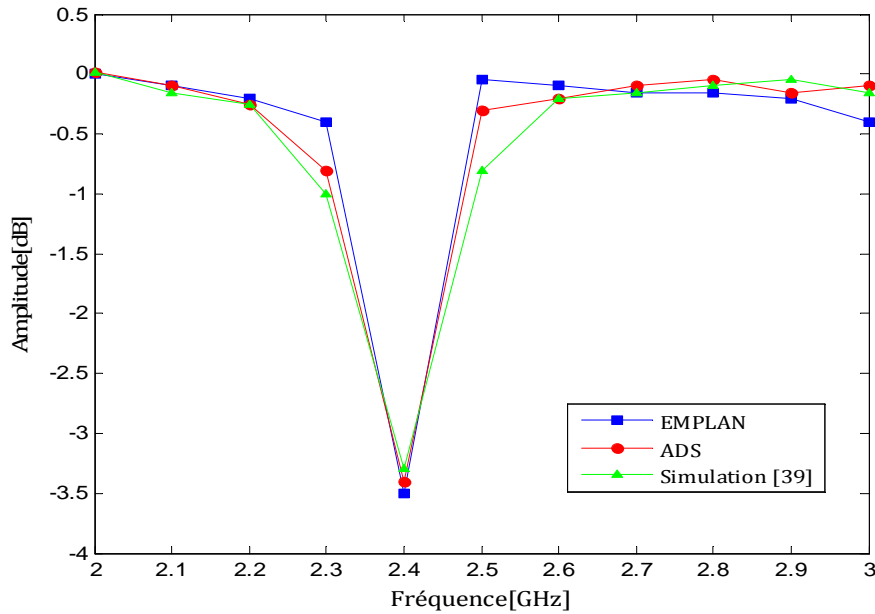
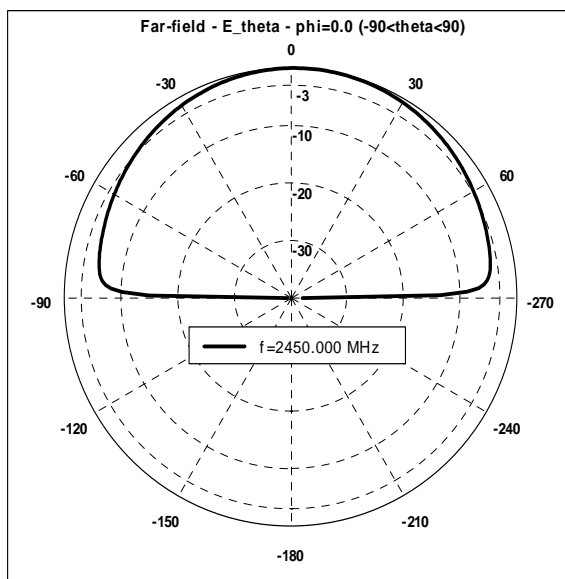


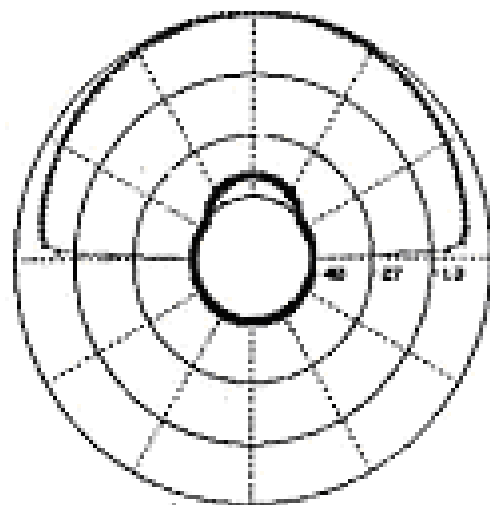
Figure III.2 : Coefficient de réflexion S11.

On voit qu'il y a une bonne concordance entre notre résultat et celui trouvé par P.bafroœi et L.Shafai [39].

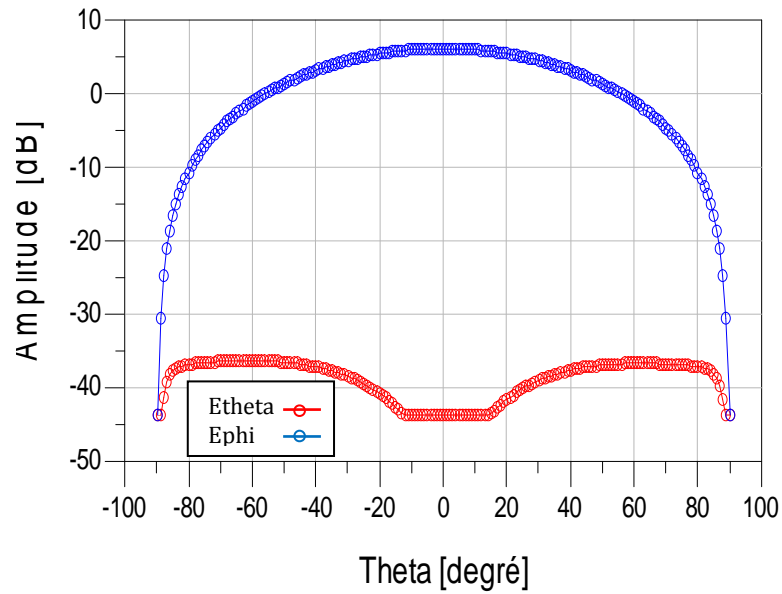
La représentation du diagramme de rayonnement permet de connaître le comportement électromagnétique de l'antenne. Selon les graphs de la figure III.3 donnés pour le plan E, les résultats obtenus par EMPLAN et ADS sont en bon accord avec ceux de la référence [39], dont les auteurs ont utilisé le modèle d'onde pleine (full-wave) qui incluent les équations intégrales et la méthode des moments.



(a)



(b)



(c)

Figure III.3 : Diagrammes de rayonnement en plan E.

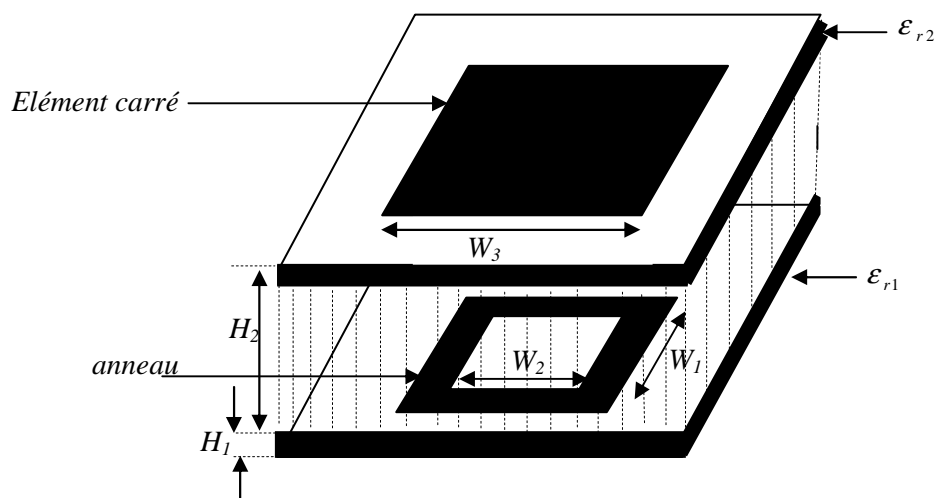
(a) Emplan.

(b) Ref[39].

(c) ADS.

III.4.2 Anneau empilé par un élément carré

Un autre exemple de test : on dépose un élément carré au dessus de l'anneau, comme indiqué dans la figure III. 4. Les paramètres caractéristiques de la structure sont : $\epsilon_{r1} = 2.5$, $H_1=1.6\text{mm}$, $W_1=30\text{mm}$, $W_2=15\text{mm}$, $\epsilon_{r2} = 1.05$, $H_2=5\text{mm}$, $W_3=47\text{mm}$, $d=1.27\text{mm}$, $X_p=0$, $Y_p=-13\text{mm}$.

**Figure III. 4** : Antenne annulaire carrée empilée par un élément carré.

La figure III.5 montre le résultat du coefficient de réflexion S_{11} . On voit que l'antenne résonne à la fréquence 2.5GHz qui correspond à une amplitude inférieure à -24dB, la largeur de bande de l'antenne est de 10.2%.

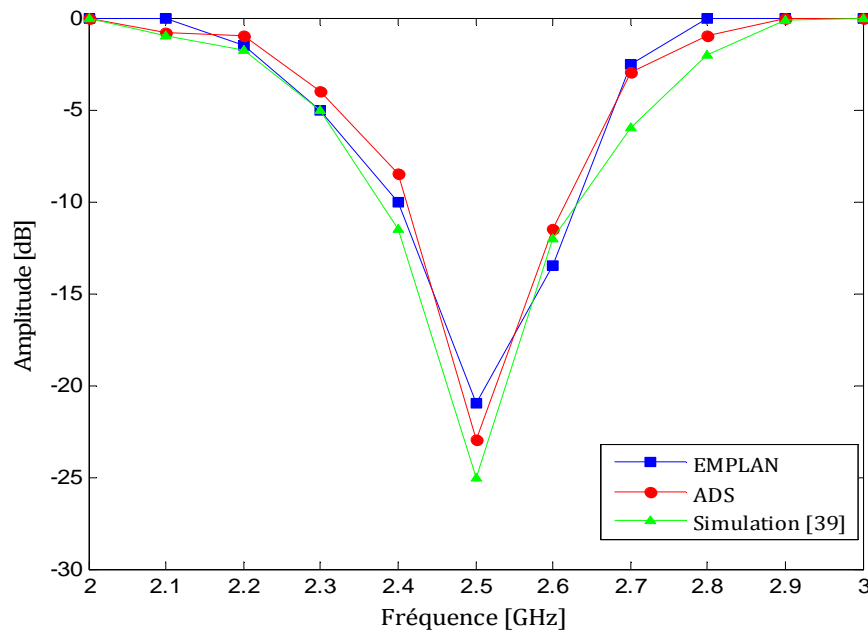
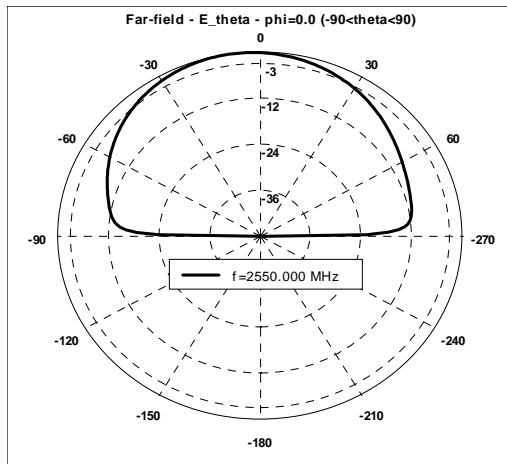
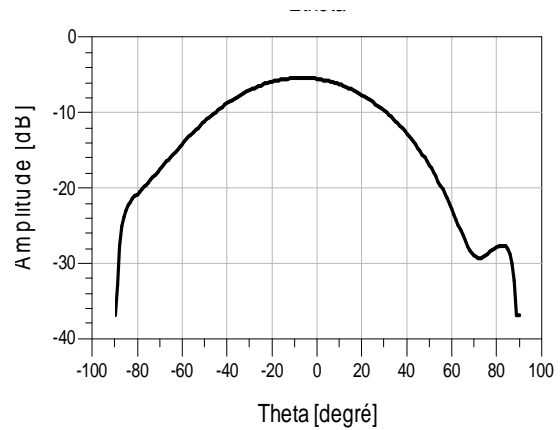


Figure III.5 : Coefficient de réflexion S_{11} .

Nous constatons que nos résultats obtenus par Momentum et Emplan sont semblables à ceux obtenus par P.bafroœi et L.Shafai [39]. Seulement, on note une légère différence au niveau d'amplitude qui est de -25dB dans ce cas, et de -24dB dans le cas de notre simulation. Cette diminution est due au fait que P.Bafrooei et L.Shafai [39] ont utilisé une alimentation par une sonde coaxiale, mais au cours de notre simulation on a utilisé une ligne microruban.



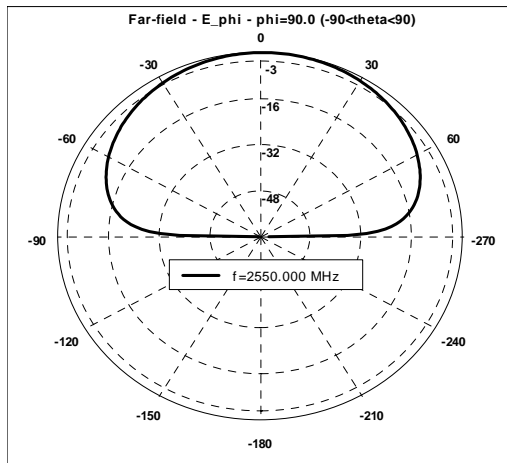
(a)



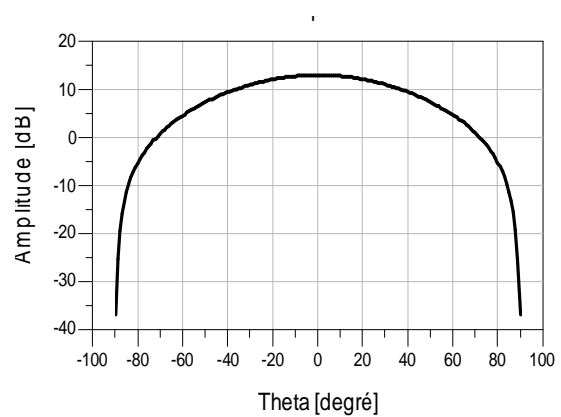
(b)

Figure III.6 : Diagramme de rayonnement en plan E.

(a) Emplan.
(b) ADS.



(a)



(b)

Figure III.7 : Diagramme de rayonnement en plan H.

(c) Emplan.
(b) ADS.

Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H représentés par les figures précédentes montrent que le rayonnement de l'antenne est globalement omnidirectionnel.

III.4.3 Antenne circulaire avec anneau

Il y a beaucoup d'applications pour lesquelles les antennes imprimées simples et fortement efficaces montées sur des substrats diélectriques de constante diélectrique élevée sont exigées. Un tel cas est dans les communications mobiles d'une station de base

pour les systèmes microcellulaires. Dans la plupart de ces cas, l'antenne est montée sur les mêmes substrats utilisés pour les composants actifs micro-ondes [40].

Une antenne circulaire chargée par un anneau annulaire qui réduit l'excitation des ondes de surface peut satisfaire les conditions ci-dessus. La figure III.8 montre la géométrie de cette forme d'antenne. L'élément circulaire de rayon $R=4.74\text{mm}$ est monté sur un substrat diélectrique d'une épaisseur $h=1.905\text{mm}$ et d'une constante diélectrique $\epsilon_r = 10.4$. L'antenne est alimentée électromagnétiquement par une ligne microruban de 0.45mm d'épaisseur et placée à 1.1mm par rapport au centre de l'élément circulaire. Les rayons intérieur et extérieur d'anneau circulaire sont respectivement 8.07mm et 16.25mm .

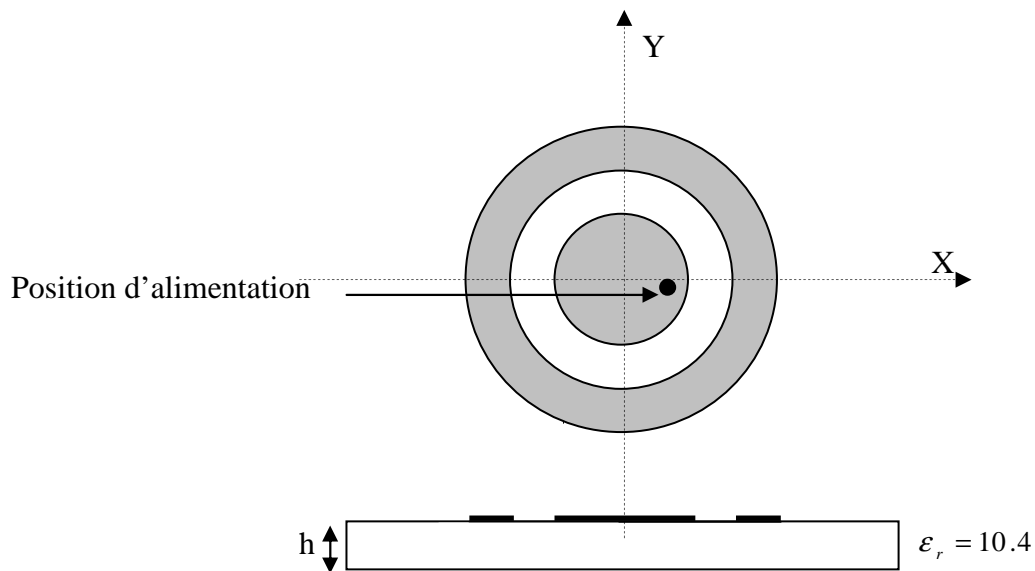


Figure III.8 : Géométrie de l'antenne.

Pour une résistance d'entrée de 53Ω l'antenne résonne à la fréquence 5.09GHz , avec une amplitude de -31 dB . Nous présentons dans les figures suivantes les diagrammes de rayonnement en plan E de l'antenne donnés par les différents simulateurs pour la fréquence considérée.

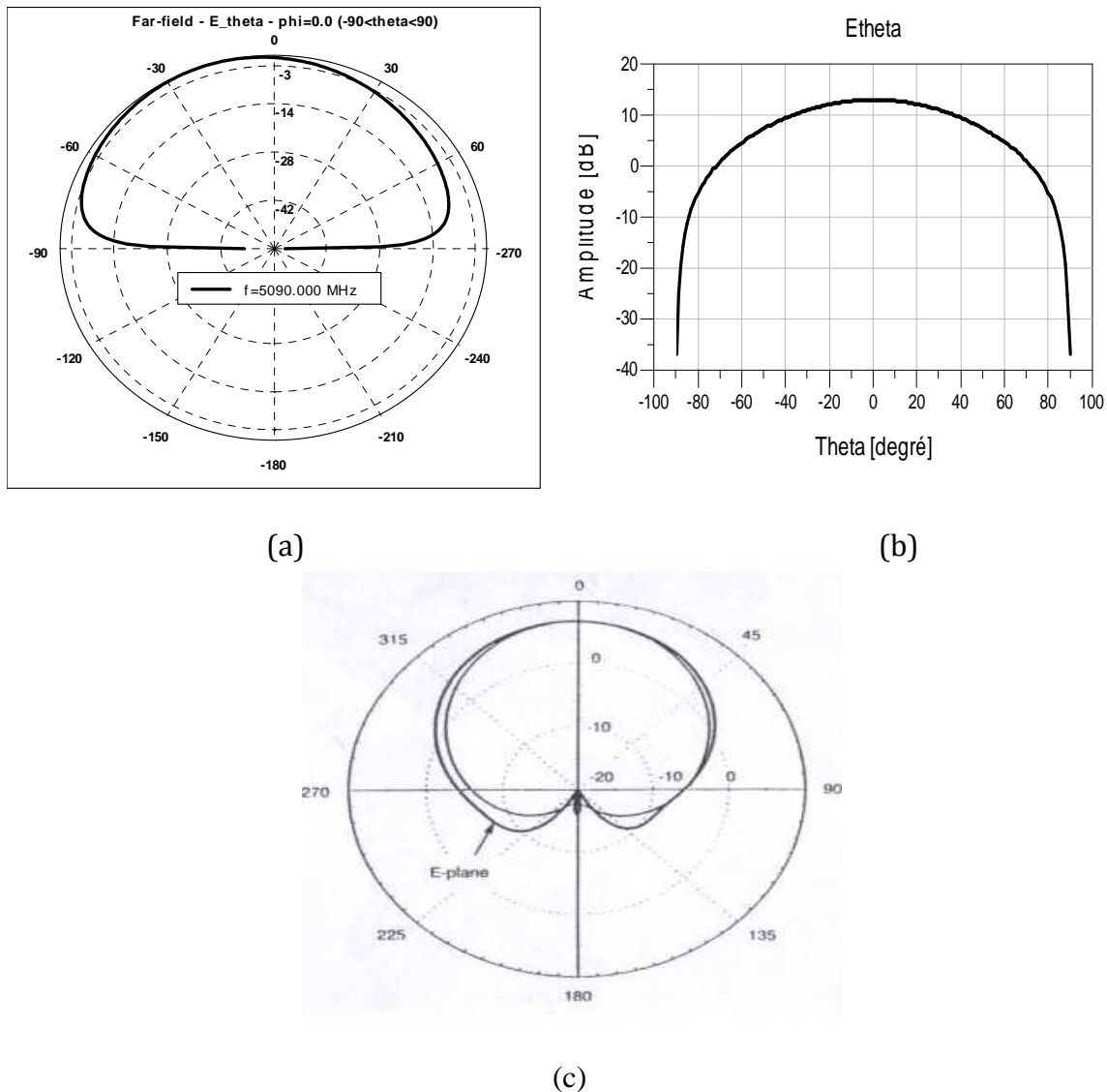


Figure III.9 : Diagramme de rayonnement de l'antenne en le plan E.

- (a) Emplan.
- (b) ADS.
- (c) Ref[40].

Nous pouvons dire que les résultats trouvés sont en accord avec une légère différence avec ceux mesurés [39-40]. Il faut noter par ailleurs que l'antenne simulée par **EMPLAN** et **ADS** a été alimentée par une ligne microruban, par contre celle analysée par [39-40] a été alimentée par une sonde coaxiale, ce qui influe sur le comportement du diagramme de rayonnement (couplage, rayonnement parasite, non symétrie...etc).

III.5 Résultats d'analyse

La simulation est une étape indispensable pour la réalisation réelle d'une antenne, puisqu'elle nous guide et nous oriente vers la bonne sélection des paramètres statiques et

des conditions de fonctionnement selon l'objectif fixé à priori. Pour l'antenne en anneaux concentrique, le but est de profiter des caractéristiques électromagnétiques de sa géométrie spéciale, notamment le caractère multi-bande qui s'en suit.

Cela correspond à faire résonner l'antenne en plusieurs bandes de fréquences ayant des propriétés similaires et d'avantage exploitables ou de cibler aussi des antennes large bande qui pourraient être déployées dans les applications de notre nouvelle ère technologique.

III.5.1 Antenne imprimée concentrique à deux anneaux

On considère une antenne imprimée concentrique à deux anneaux circulaires. Chaque anneau est alimenté par une ligne microruban. La figure III.10 montre la géométrie de l'antenne. Les caractéristiques de l'antenne sont : $\epsilon_r = 1.05$, $Hs=2mm$, rayons interne et externe de l'anneau intérieur : $a_1=0.5cm$, $b_1=1cm$, rayons interne et externe de l'anneau extérieur : $a_2=2cm$, $b_2=4cm$.

En posant $w_{n+1} = b_2 - a_2$, $w_n = b_1 - a_1$, on a : $\frac{w_{n+1}}{w_n} = 4$.

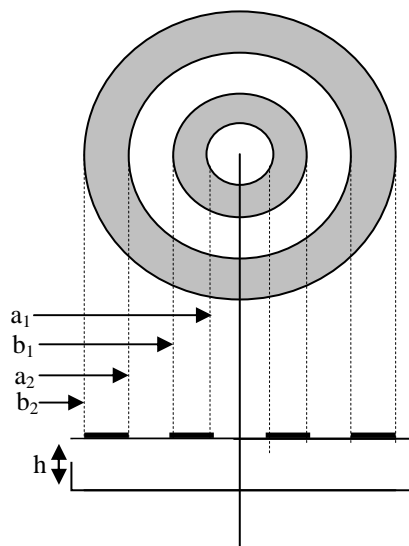


Figure III.10 : Géométrie de l'antenne.

On constate que cette antenne résonne dans deux bandes de fréquences différentes comme le montre la Figure III.11.

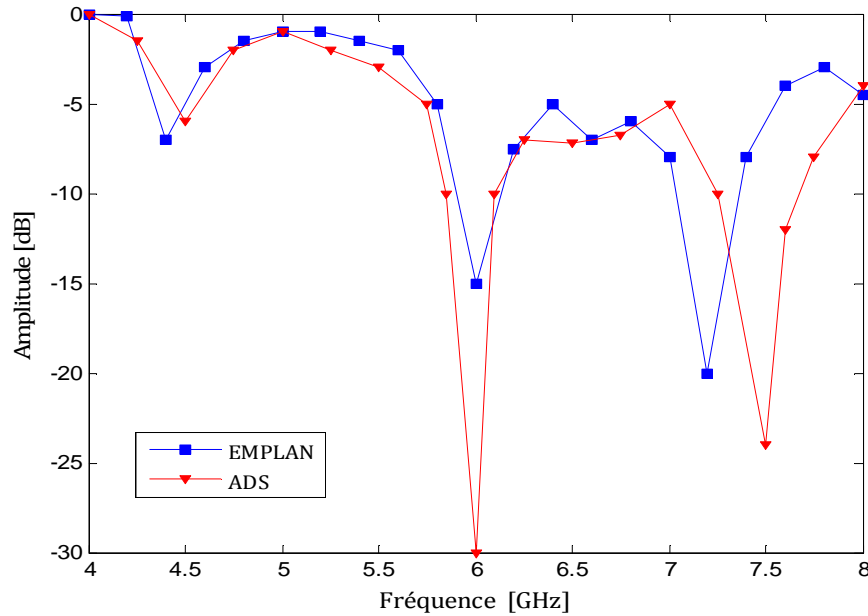


Figure III.11 : Coefficient de réflexion S11.

La simulation de l'antenne par Emplan donne une antenne bi bande opérant à 6GHz et 7.2GHz avec un niveau d'amplitude de -15dB et -21dB respectivement. Nous avons trouvé presque les mêmes résultats par ADS, avec des pics de -30dB et -25dB apparaissant aux fréquences 6GHz et 7.5GHz .

Un tableau comparatif (III.1) est établi pour donner les fréquences de résonance et ses niveaux d'amplitude pour l'antenne concentrique. Nos résultats sont en bon accord avec les résultats reportés par la référence [41].

Simulateur	Fréquence en GHz	Amplitude en dB
Emplan	6 GHz	-15dB
	7.2 GHz	-21dB
ADS	6 GHz	-30dB
	7.5 GHz	-25dB
Référence [41]	6 GHz	-15dB
	7.5 GHz	-11dB

Tableau III.1 : Largeur de bande passante pour différentes valeurs de Hs.

Nous présentons dans la figure suivante les diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires de l'antenne dans les différents plans et pour les deux fréquences considérées.

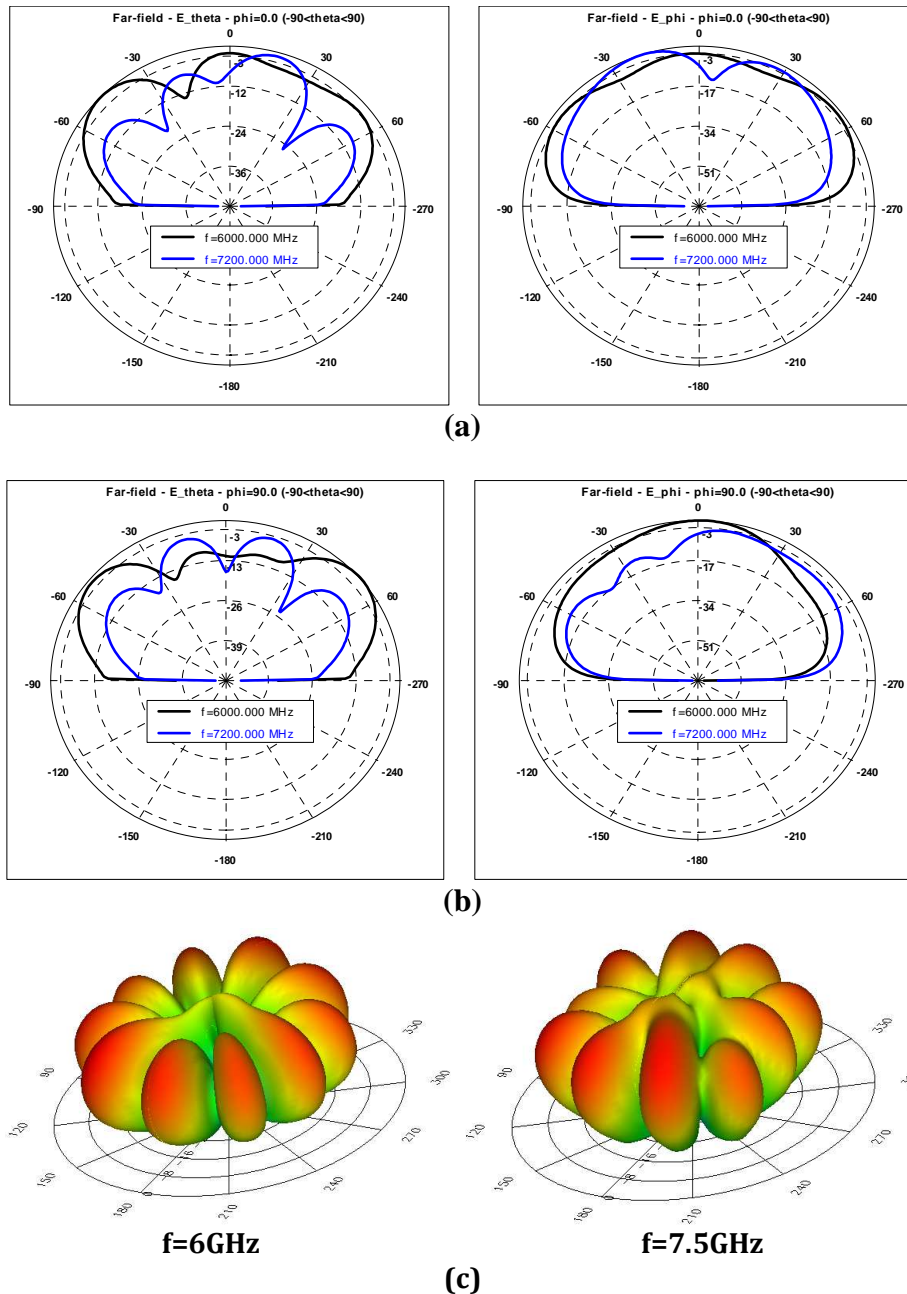


Figure III.12 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne dans les différents plans.

- (a) plan E
- (b) plan H.
- (c) diagramme de rayonnement en 3D.

La figure III.12(a) représente le diagramme de rayonnement de l'antenne tracé en plan E. Pour E_θ et pour la fréquence de 6GHz, on remarque que le diagramme présente deux lobes principaux à grande ouverture. Pour la fréquence supérieure il y a apparition de plusieurs lobes secondaires. Néanmoins, pour E_ϕ le diagramme à un seul lobe principal pour la fréquence basse et qui se subdivise en deux pour la fréquence supérieure. La même remarque est faite pour le diagramme tracé dans le plan H (figure II.12(b)).

Le comportement de fonctionnement en multifaisceaux de l'antenne apparaît clairement sur le tracé en 3D.

III.5.2 Etude de l'influence des différents paramètres de l'antenne sur le comportement de rayonnement de l'antenne

L'étude de l'influence des paramètres de l'antenne sur le comportement électromagnétique, consiste à varier ces derniers pour essayer de tirer profit des caractéristiques du rayonnement.

Les paramètres que nous pouvons varier sont : l'épaisseur du substrat H_s , et le rapport des rayons intérieurs et extérieurs des anneaux $(\frac{w_{n+1}}{w_n})$.

III.5.2.1 Effet de variation de l'épaisseur du substrat H_s

Dans le cas précédent, H_s était fixé à 2mm . Nous traçons maintenant le coefficient de réflexion et les diagrammes de rayonnement pour $H_s=3.18\text{mm}$ et 0.8mm pour une antenne à deux anneaux concentriques. Les autres paramètres sont gardés constants, c'est-à-dire : $\epsilon_r = 1.05$, $\frac{w_{n+1}}{w_n} = 4$.

La figure III. 13 montre l'influence de l'épaisseur du substrat sur la variation de la fréquence complexe de résonance et la bande passante.

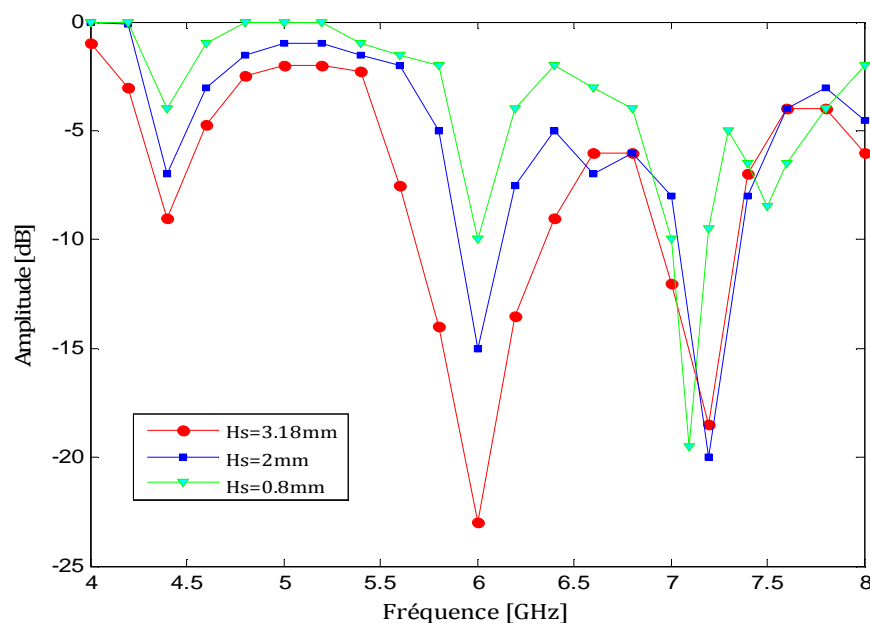


Figure III.13 : Coefficient de réflexion S11.

Les anneaux résonnent sur les mêmes fréquences (6 et 7.2GHz). Seulement, à la fréquence 6GHz il y a une diminution au niveau d'amplitude de S_{11} (-24dB) alors qu'il était de -15dB pour $H_s=2\text{mm}$.

On voit clairement que la variation de H_s n'apporte aucune variation sur les valeurs du coefficient de réflexion de la fréquence de résonance, par contre plus l'épaisseur augmente plus il y a une diminution de l'amplitude.

On voit sur les figures III.14 et III.15 les diagrammes de rayonnement en plan E pour les différentes valeurs de H_s .

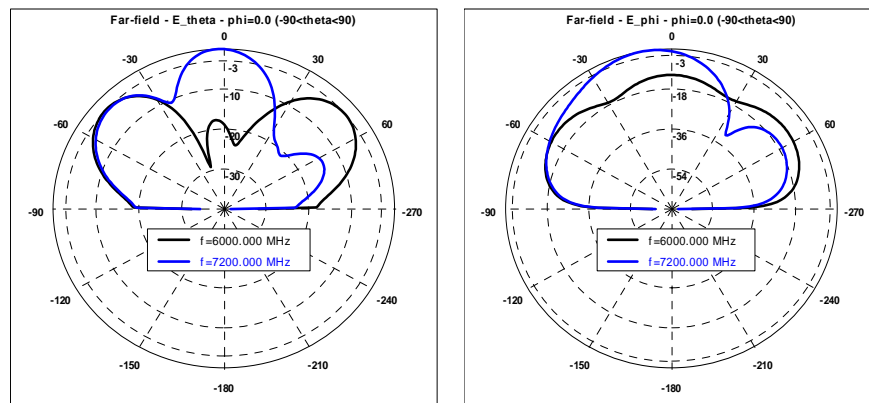


Figure III.14 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne en plan E pour $H_s=0.8\text{mm}$.

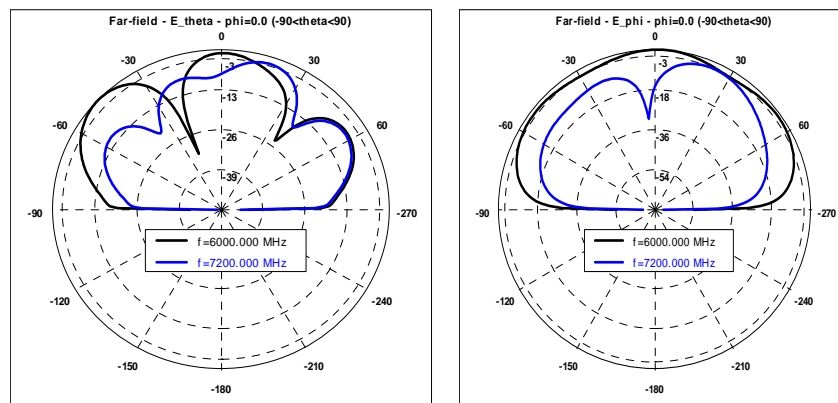


Figure III.15 : Diagramme de rayonnement de l'antenne en plan E pour $H_s=3,18\text{mm}$.

Pour $H_s=3,18\text{mm}$: E_θ présente trois lobes secondaires avec un niveau légèrement inférieur. Néanmoins, pour E_ϕ le diagramme a un seul lobe principal qui se subdivise en deux pour la fréquence la plus grande.

Pour $H_s=0,8\text{mm}$: on remarque l'existence de deux lobes principaux de faible amplitude pour la composante E_θ .

Ces diagrammes de rayonnement sont semblables à celui du cas précédent ($H_s=2\text{mm}$). Cependant, il y a une diminution de l'amplitude lorsque la fréquence augmente.

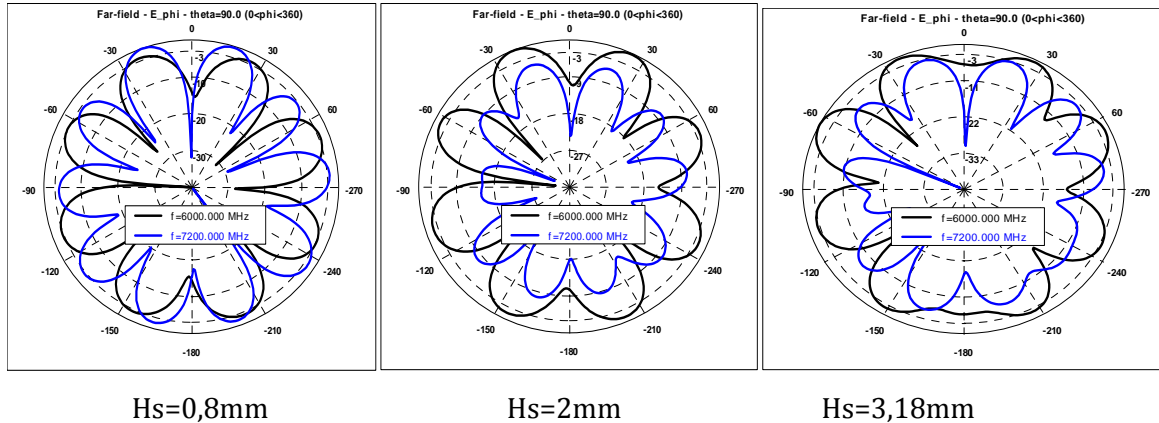


Figure III.16 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan horizontal pour les différentes valeurs de H_s .

On voit clairement le fonctionnement en multifaisceaux sur la figure III.16 qui représente le diagramme de rayonnement dans le plan horizontal, et les lobes deviennent plus directs plus que l'épaisseur diminue.

Le tableau III.2 reprend la largeur de la bande passante mesurée à -10dB pour les différentes valeurs de H_s :

Epaisseur du substrat	la gamme de fréquence en GHz	Largeur de bande (%)
0.8mm	6.03-5.97=0.06 7.20-7.00=0.20	1 2.8
2mm	6.15-5.90=0.25 7.36-7.03=0.33	4.16 4.58
3.18mm	6.35-5.67=0.68 7.35-6.93=0.42	11,33 5.83

Tableau III.2 : Largeur de bande passante pour différentes valeurs de H_s .

A partir de ce tableau, on voit que la largeur de la bande de l'antenne est augmentée en augmentant l'épaisseur du substrat. Donc, le changement de l'épaisseur du

substrat à une influence importante et remarquable sur la largeur de la bande passante de l'antenne.

III.5.2.2 Effet de variation du rapport $\frac{W_{n+1}}{W_n}$

Dans l'étude précédente, nous avons pris un rapport $\frac{W_{n+1}}{W_n} = 4$. Nous traçons maintenant les coefficients de réflexion et les diagrammes de rayonnement respectivement pour $\frac{W_{n+1}}{W_n} = 3.2$ et 2.4. Les autres paramètres sont gardés constants ($\epsilon_r = 1.05$ et $Hs=2\text{mm}$).

✚ **Pour** $\frac{W_{n+1}}{W_n} = 3.2$:

Les rayons internes et externes des anneaux sont respectivement : $a_1=0.5\text{cm}$, $b_1=1\text{cm}$, $a_2=2.4\text{cm}$, $b_2=4\text{cm}$.

Le résultat du tracé du coefficient de réflexion S_{11} est donné par la figure III.17 . L'anneau externe résonne à une fréquence de 5.8GHz avec une amplitude de -11dB pour S_{11} , et l'anneau interne à 6.9GHz avec un niveau d'amplitude de -12dB.

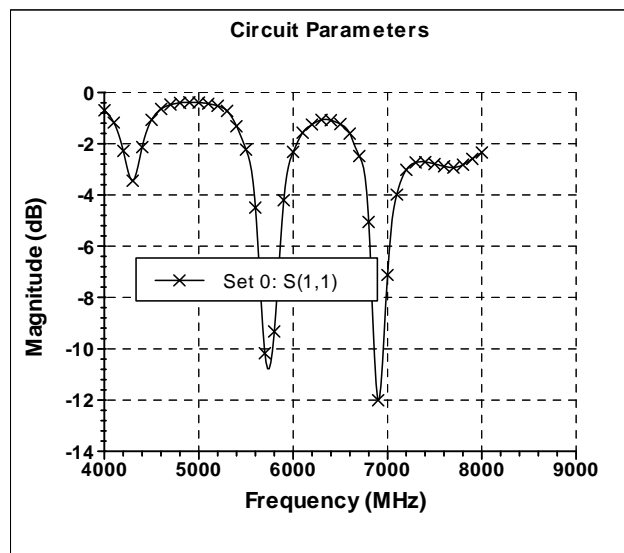


Figure III.17 : Coefficient de réflexion S_{11} .

Nous présentons dans la figure III.18 les diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires de l'antenne en le plan E et pour les deux fréquences considérées.

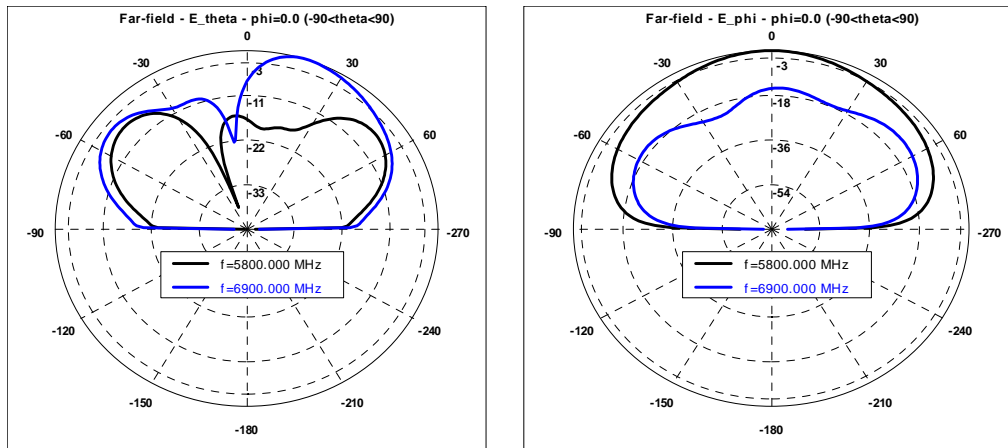


Figure III.18 : Diagramme de rayonnement de l'antenne en plan E pour $w_{n+1}/w_n = 3.2$.

Le tracé de E_θ est constitué de deux lobes de faibles amplitudes pour la fréquence de 5.8GHz. Pour la composante E_ϕ , le diagramme à un seul lobe. En passant à la fréquence supérieure E_θ croît et E_ϕ décroît.

Pour le diagramme de rayonnement dans le plan horizontal, nous remarquons qu'il est constitué de plusieurs lobes. Ces derniers deviennent plus directifs lorsque la fréquence augmente.

✚ **Pour** $\frac{w_{n+1}}{w_n} = 2.4$:

Les rayons internes et externes des anneaux sont respectivement : $a_1=0.5\text{cm}$, $b_1=1\text{cm}$, $a_2=2.8\text{cm}$, $b_2=4\text{ cm}$.

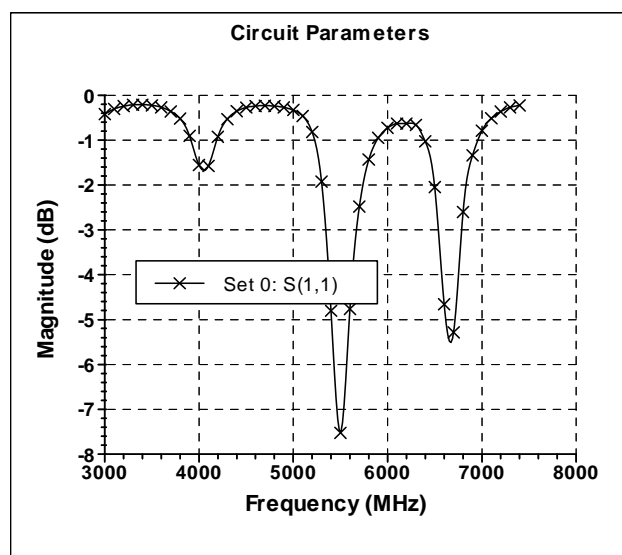


Figure III.19 : Coefficient de réflexion S11.

L'antenne résonne à 5.5GHz et 6.6GHz avec un niveau d'amplitude pour S_{11} de -5.7dB et -7.8dB respectivement. On note une diminution des valeurs de fréquence lorsque l'espacement inter-élément (les anneaux) augmente.

Nous présentons dans la figure III.20 le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan E et pour les deux fréquences considérées.

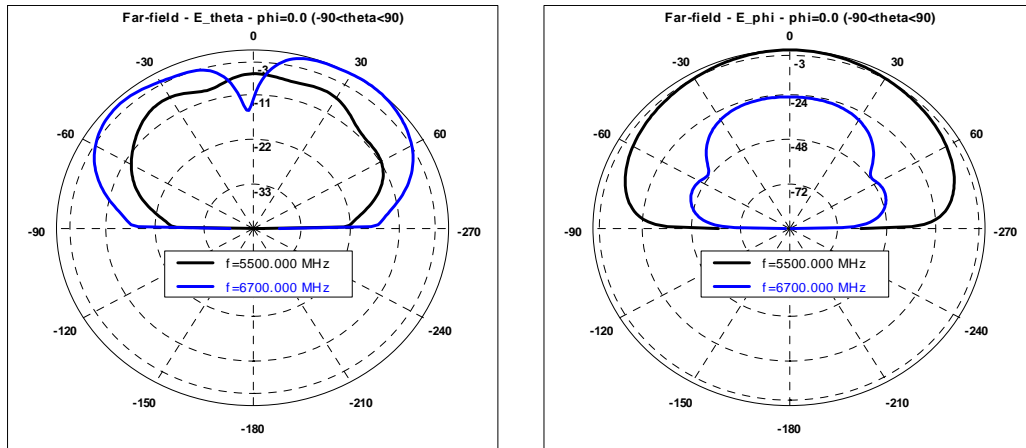


Figure III.20 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan E pour $w_{n+1}/w_n = 2.4$.

Dans le plan E, le tracé de E_θ passe d'un lobe à grande ouverture à deux lobes en augmentant la fréquence. Nous remarquons que le rayonnement est multidirectionnel pour le plan horizontal,

Le tableau III.3 donne la largeur de la bande passante mesurée à différentes valeurs du rapport w_{n+1}/w_n . Nous remarquons que la largeur de bande de l'antenne augmente en augmentant le rapport w_{n+1}/w_n . La largeur de bande maximum est obtenue pour un rapport égal à 4.

w_{n+1}/w_n	La gamme de fréquence en GHz	Largeur de bande (%)
2.4	0	0
3.2	5.80-5.70=0.10 7.96-6.85=0.11	1.7 1.6
4	6.15-5.90=0.25 7.36-7.03=0.33	4.16 4.58

Tableau III.3: Largeur de bande passante pour différentes valeurs de w_{n+1}/w_n

Nous concluons que la variation de l'épaisseur du substrat H_s change un peu le comportement du diagramme de rayonnement, mais n'apporte aucune variation sur les fréquences de travail de l'antenne. Cependant, un choix adéquat du rapport des rayons intérieurs et extérieurs des anneaux w_{n+1}/w_n , nous a permis d'augmenter la bande passante de l'antenne.

III.5.3 Antenne imprimée en anneaux concentriques rectangulaires

L'élément rectangulaire est l'élément le plus généralement utilisé dans les structures imprimées. Il est caractérisé par sa longueur et sa largeur. Le modèle le plus simple d'une antenne rectangulaire microruban considère l'antenne comme une ligne de transmission, qui relie deux fentes rayonnantes parallèles.

Nous considérons maintenant le cas d'une antenne imprimée en anneaux concentriques rectangulaires. L'antenne présente les mêmes caractéristiques que celle de l'antenne en anneaux circulaires.

La géométrie de l'antenne concentrique rectangulaire est représentée par la figure III.21. Ici le rectangle est pris comme carré. Les dimensions des anneaux intérieurs et extérieurs sont respectivement (L_1, L_2) et (L_3, L_4) . Chaque anneau est alimenté par une ligne microruban, les caractéristiques de l'antenne sont : $\epsilon_r = 1.05$, $H_s = 2\text{mm}$.

Les largeurs des anneaux intérieurs et extérieurs sont respectivement : $L_1 = 1\text{cm}$, $L_2 = 2\text{cm}$, $L_3 = 4\text{cm}$, $L_4 = 8\text{cm}$.

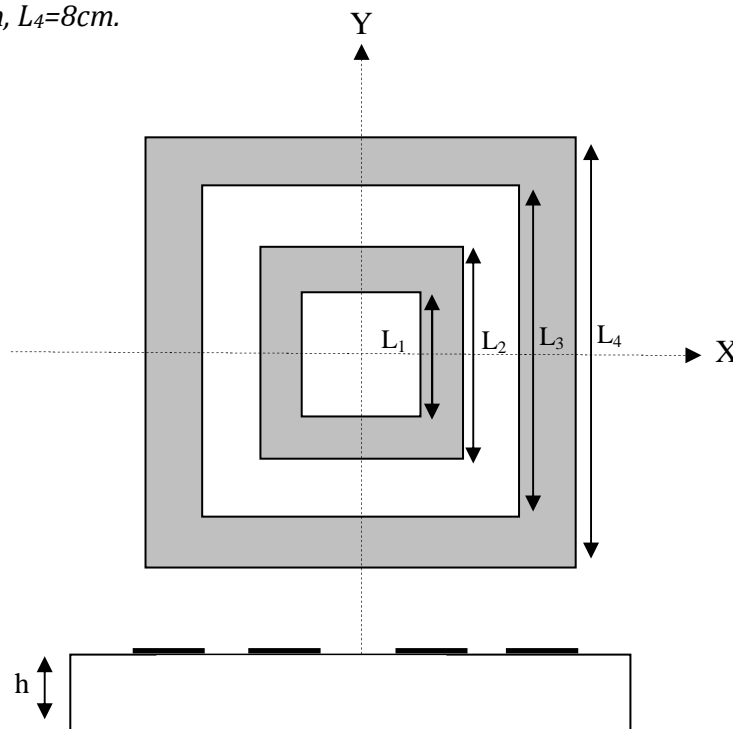


Figure III.21 : L'antenne concentrique rectangulaire.

L'antenne résonne à deux fréquences qui sont respectivement 7.4GHz et 8.5GHz correspondant à des niveaux d'amplitude de S11 de -22dB et -30dB. Ces valeurs montrent une amélioration significative d'amplitude de S11 par rapport à une antenne concentrique en anneaux circulaires. On remarque également que la fréquence de résonance augmente lorsqu'on utilise l'élément rectangulaire.

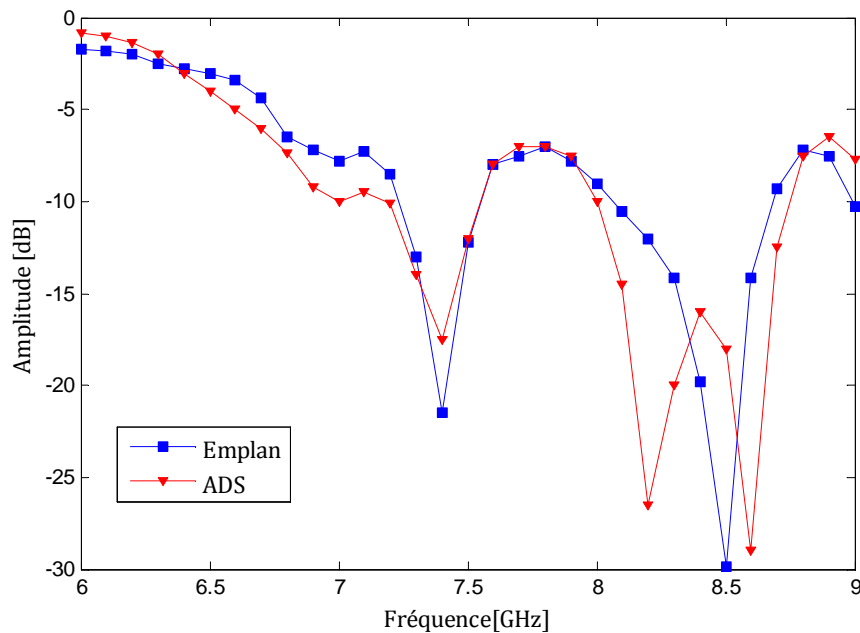


Figure III.22 : Coefficient de réflexion S11.

Nous présentons dans les figures III.23 et III.24 les diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires de l'antenne dans les différents plans.

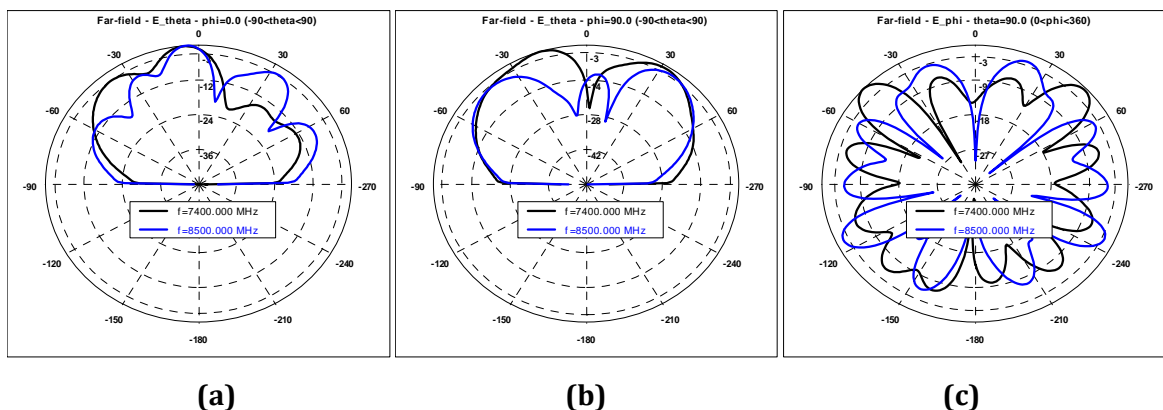


Figure III.23 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne dans les différents plans.

- (a) plan E
- (b) plan H.
- (c) plan horizontal.

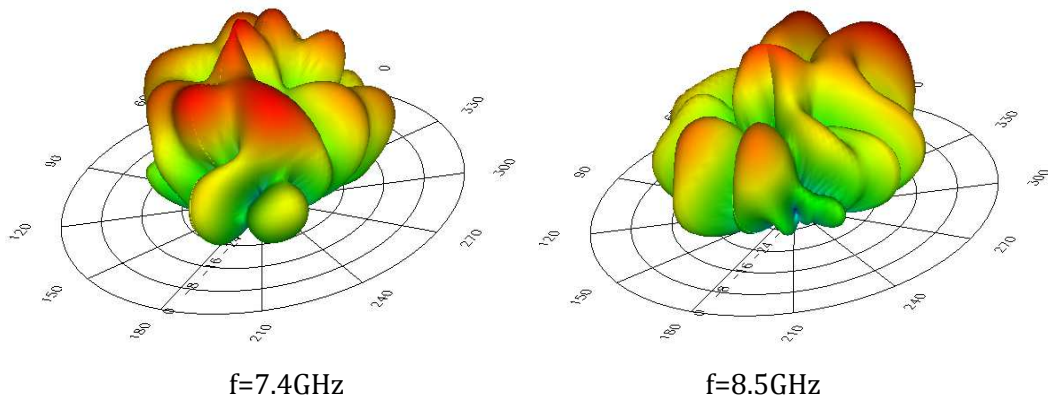


Figure III.24 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne en 3D .

On voit sur la figure III.23(c) qui représente le diagramme de rayonnement de l'antenne tracé dans le plan horizontal que le rayonnement présente une multitude de directions. Avec l'augmentation de la fréquence, l'amplitude des champs augmente et les lobes deviennent plus directifs en les comparants avec le cas des anneaux circulaires.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'analyse des antennes imprimées en anneaux concentriques circulaires et rectangulaires.

Les coefficients de réflexion et les diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires d'antennes concentriques pour les différents plans sont représentés pour les différentes structures analysées. Ensuite, nous avons étudié l'influence des différents paramètres constitutifs de l'antenne concentrique sur son diagramme de rayonnement.

Après plusieurs essais, nous avons remarqué que la complexité de la structure à simuler, a une grande importance, ce qui va engendrer l'augmentation du nombre d'inconnus et la nécessité d'un temps de calcul important. En plus de l'effet introduit par les lignes microrubans sur le rayonnement des anneaux, ces applications prennent en compte les effets de couplage inter éléments.

Ainsi, les antennes imprimées en anneaux concentriques peuvent englober plusieurs fonctions dans la même structure rayonnante telles que :

- Le fonctionnement en multibandes,
- Le fonctionnement en multifaisceaux,
- L'augmentation de la bande passante en jouant sur les paramètres géométriques de l'antenne.

Le chapitre suivant sera consacré à la conception d'antennes imprimées en anneaux concentriques multi-bandes respectant plusieurs normes différentes.

Chapitre IV

***Optimisation des antennes
imprimées en anneaux concentriques
pour des applications multibandes***

4

Optimisation des antennes imprimées en anneaux concentriques pour des applications multibandes

IV.1 Introduction

Dans leur troisième et quatrième génération, les systèmes de télécommunications nécessitent d'une manière déterministe, l'exploitation d'antennes intelligentes et multi-bandes. Pour cela, diverses solutions ont été étudiées pour fournir la caractérisation de radiateurs flexibles répondant aux exigences demandées.

Dans ce chapitre, les formes des anneaux concentriques sont explorées pour concevoir des modèles d'antennes multi-bandes. Vu l'aspect d'autosimilarité de leurs formes, ces antennes offrent un comportement multi-bande avec des dimensions très réduites. Ce comportement est obtenu à l'aide de l'utilisation de plusieurs anneaux.

IV.2 Objectifs

Ce chapitre sera consacré à la conception d'antennes imprimées en anneaux concentriques multi-bandes respectant plusieurs normes différentes. Nous essayons d'optimiser, avec l'outil de simulation ADS-Momentum, les caractéristiques de rayonnement de l'antenne en jouant sur les dimensions et les coordonnées du point d'alimentation afin d'obtenir une antenne multi-bande avec seulement les fréquences de résonance désirées.

A partir des études paramétriques menées précédemment (chapitre III), nous pouvons déduire les paramètres importants affectant les performances d'adaptation de

l'antenne en anneaux concentrique, Une antenne optimisée peut donc être présentée. Ceci va constituer la base pour la conception des antennes multi-bandes abordées dans ce chapitre.

Le but de cette optimisation est bien évidemment d'obtention d'une antenne qui se rapproche des caractéristiques espérées. Il s'agit donc de maximiser la valeur absolue du coefficient de réflexion. De coutume, pour que toutes les bandes de fréquences soient bien adaptées, il faut que toutes les valeurs de $|S_{11}|_{dB}$ soient inférieures à -10 dB dans ces bandes.

IV.3 Structures proposées

IV.3.1 Antenne concentrique bi-bandes fonctionnant dans la bande C pour les deux normes WIFI et HIPERLAN2 du standard 802.11

Nous nous intéressons dans un premier temps à la conception d'une antenne bi-bande fonctionnant dans la bande C, et qui soit bien adaptée dans les deux bandes des normes WIFI et HIPERLAN2.

IV.3.1.1 Présentation et cahier de charges

La norme IEEE 802.11 est un standard international décrivant les caractéristiques d'un réseau local sans fil (WLAN). Elle est conçue initialement pour construire des réseaux locaux Ethernet sans fil utilisant des fréquences hertziennes, pour une portée d'une centaine de mètres. Tout l'intérêt de cette technologie réside dans le fait qu'on peut connecter par le biais de ce standard des types de matériels différents tels que ordinateurs, périphériques, PAD,.. et Internet .

Il existe plusieurs technologies dont les deux principales sont : Wi-Fi (norme IEEE 802.11) pour un débit de transmission pouvant aller jusqu'à 54 Mbps, et HiperLan2 (norme européenne ETSI) pour un débit de transmission pouvant aller jusqu'à 54 Mbps.

Cette technologie consomme des bandes de fréquences de type C, l'objectif est donc de fournir des antennes simples qui soient bien adaptées dans les deux bandes WIFI [2400 MHz – 2484 MHz] et HIPERLAN2 [5150 MHz – 5350 MHz] [42].

IV.3.1.2 Antenne proposée

L'architecture proposée est une antenne à base de deux éléments rayonnants annulaires en agissant sur les caractéristiques géométriques de la structure présentée dans la figure III. 10(chapitre III) .

Nous savons que l'antenne se caractérise par la permittivité relative et l'épaisseur du substrat, les rayons des anneaux, et la position du point d'alimentation.

En prenant un substrat ayant une permittivité relative de 1.05 et une épaisseur de 3,18mm, nous changeons les dimensions des anneaux de manière à augmenter l'espacement inter-éléments pour diminuer les valeurs de fréquences de résonances de l'antenne.

L'antenne proposée pour le cahier des charges décrit précédemment est celle donnée par la figure IV.1. Les dimensions des anneaux sont choisis pour un rapport

$$\frac{w_{n+1}}{w_n} = 1.25 . \text{ Chaque anneau est alimenté par une ligne microruban.}$$

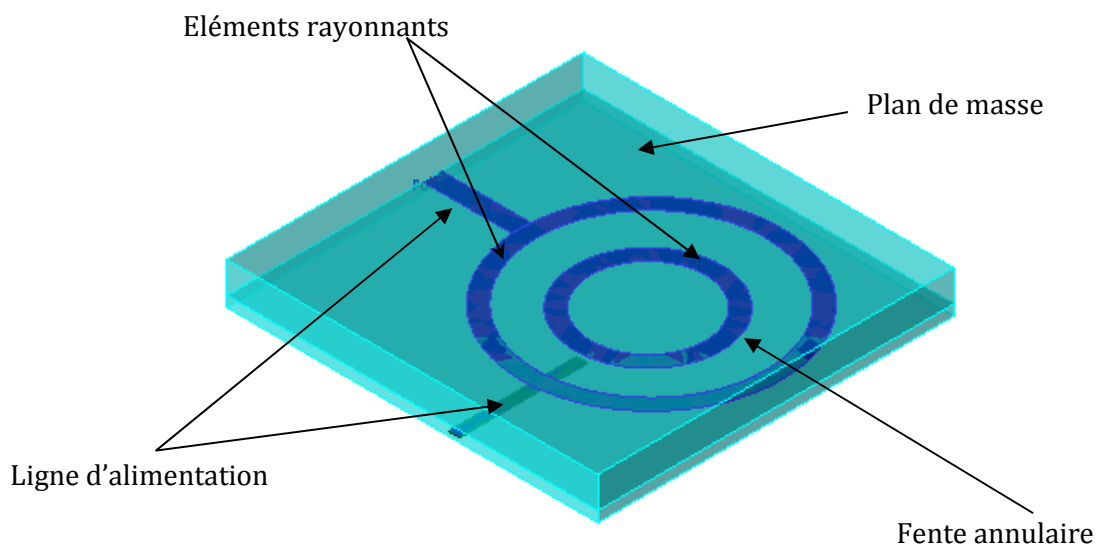


Figure IV.1 : Structure de l'antenne.

Sur la figure IV.2 nous représentons l'amplitude du coefficient de réflexion S11 de l'antenne optimisée. Les résultats obtenus par simulation électromagnétique sont en bon accord avec le gabarit spécifié. Les rayons internes et externes des anneaux sont après l'optimisation respectivement : $a_1=1,75\text{cm}$, $b_1=2.25\text{cm}$, $a_2= 3.37\text{cm}$, $b_2=4\text{cm}$.

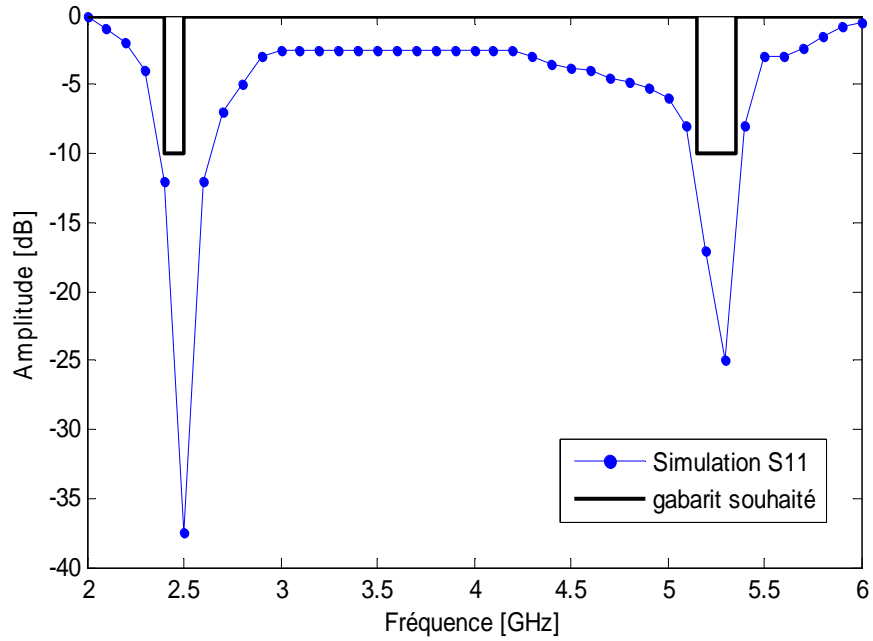


Figure IV.2 : Coefficient de réflexion S11.

Cette antenne résonne dans deux bandes de fréquences différentes. Pour $|S_{11}| < -10$ dB : la première bande s'étale de 2.38 à 2.64 GHz (permet de couvrir le standard WIFI), et la deuxième bande allant de 5.02 à 5.38 GHz (permet de couvrir le standard HIPERLAN2).

Pour l'abaque de Smith (figure IV.3), l'impédance d'entrée pour les deux fréquences de résonances se situe presque au centre de l'abaque, ceci traduit alors une bonne adaptation dans les deux fréquences souhaitées.

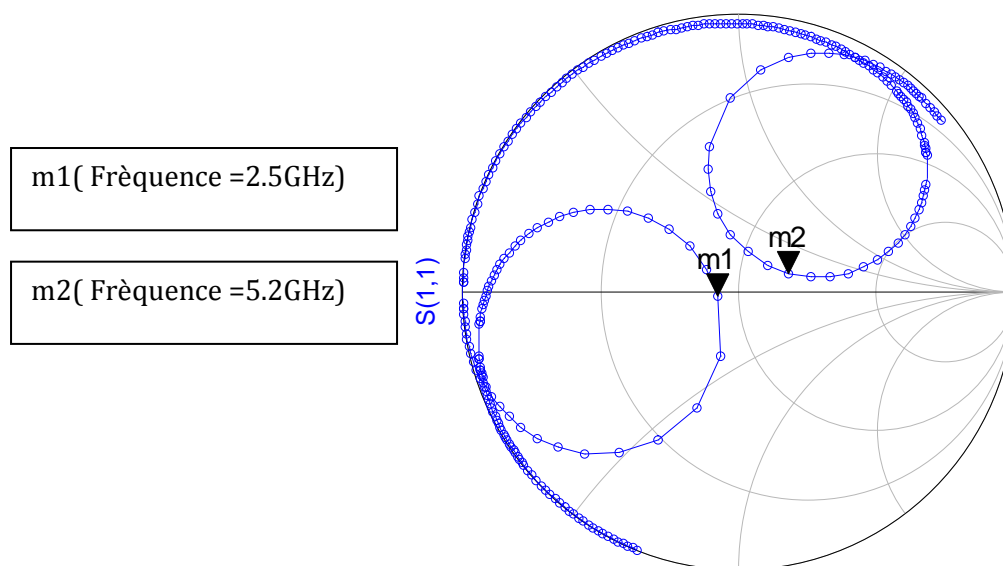


Figure IV.3 : Lieu d'impédance d'entrée.

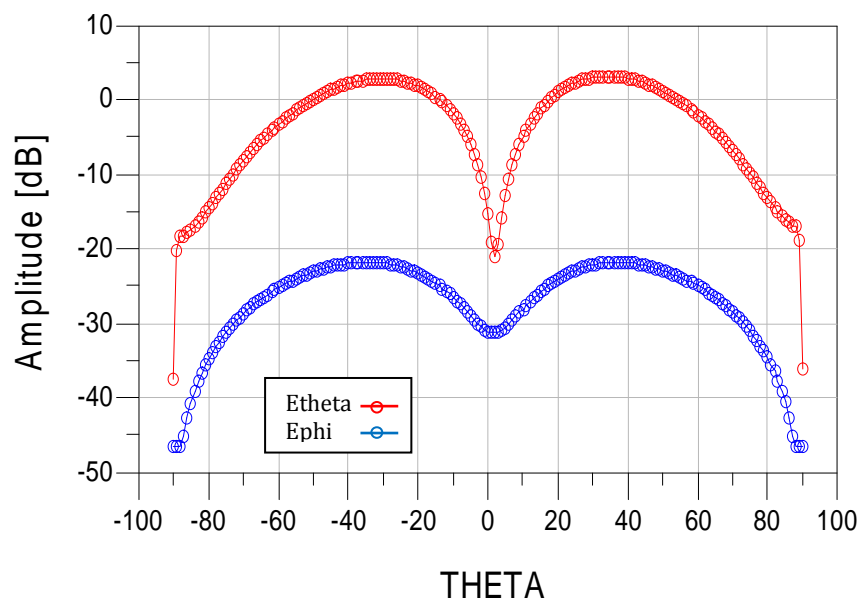
Nous pouvons constater que l'ajout d'une fente annulaire de grande taille (augmenter l'espacement inter-éléments) engendre une diminution des valeurs de résonances de l'antenne, ainsi qu'un agrandissement de l'épaisseur du substrat permettant l'élargissement de la bande passante supérieure.

Le tableau IV.1 montre les différents résultats de gain et de directivité obtenus pour les deux fréquences de résonances.

Fréquence(GHz)	Gain(dB)	directivité	E (theta) max	E (phi) max
2.5GHz	4.464	7.329	0.133	1.492
5.2GHz	6.519	7.66	1.52	0.56

Tableau IV.1 : Gain, directivité et Emax pour différentes valeurs de fréquences.

Cette structure présente un gain et une directivité maximaux pour la fréquence supérieure (5.2GHz). Les diagrammes de rayonnement simulés en 2D et 3D pour les valeurs de résonances de cette antenne sont présentés sur les figures IV.4 et IV.5.



(a)

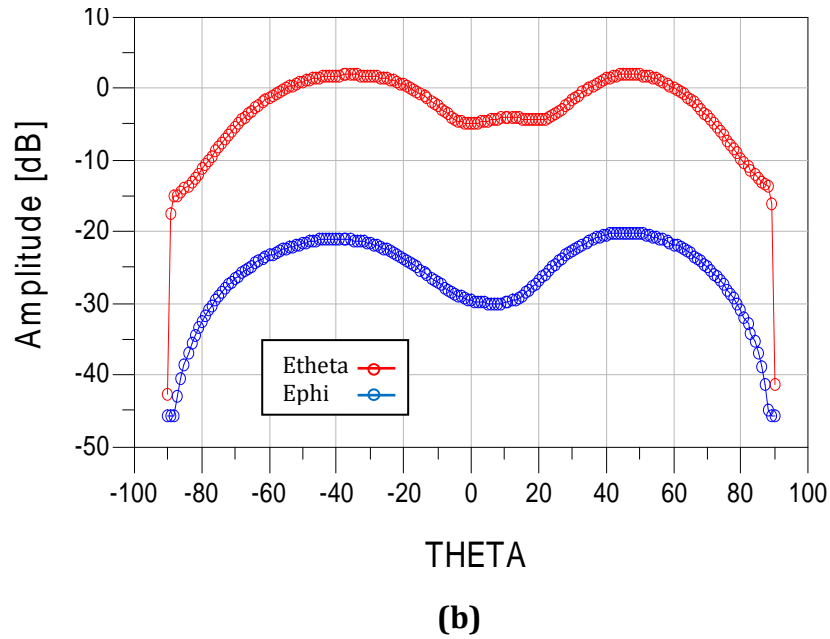


Figure IV.4 : Diagramme de rayonnement en plan E.
 (a) pour $f=2.5\text{GHz}$,
 (b) pour $f=5.2\text{GHz}$.

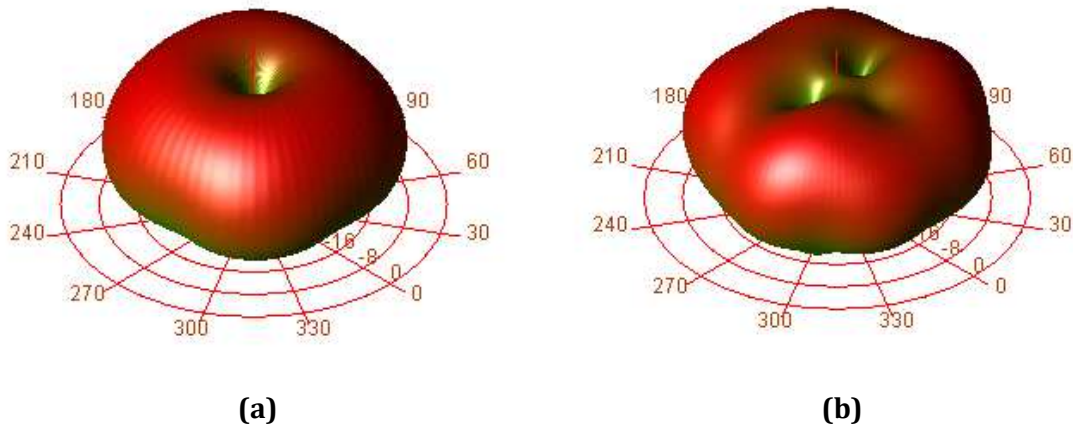


Figure IV.5 : Diagramme de rayonnement en (3D).
 (a) pour $f=2.5\text{GHz}$.
 (b) pour $f=5.2\text{GHz}$.

Pour le tracé dans le plan E (figure IV.4), E_θ présente deux lobes à grande ouverture pour les deux fréquences. Seulement, on note un accroissement de l'angle d'ouverture pour la fréquence supérieure.

Le diagramme du tracé E_ϕ présente les mêmes caractéristiques mais avec un niveau d'amplitude légèrement inférieur.

IV.3.2 Antenne concentrique bi-bandes fonctionnant dans la bande Ku pour les réseaux VSAT

Nous proposons dans cette partie une conception d'une antenne bi-bande fonctionnant dans la bande Ku, et qui soit bien adaptée dans les deux bandes de la voie montante et descendante d'une liaison de transmission par satellites pour les réseaux VSAT.

IV.3.2.1 Présentation et cahier de charges

Le système VSAT (Very Small Aperture Terminal) est un système basé sur des satellites géostationnaires et permettant l'émission et la réception de données à partir d'un terminal de petite dimension. La puissance des VSAT est de l'ordre de 1 Watt, contre plusieurs centaines de Watts voir KWatts pour les grosses stations fixes[7]. Le système VSAT est asymétrique. En effet, le débit offert par les VSAT peut aller de 19,2 Kbits/s jusqu'à 10 Mbits/s. Cette technologie consomme des bandes de fréquences de type Ku (bande [10,7-11,7] GHz pour la voie montante, et bande [14-14,25]GHz pour la voie descendante), en Europe ou aux Etats-Unis avec l'utilisation de petites antennes, ou de type C (bande 3400-6650 MHz) [43].

IV.3.2.2 Antenne proposée

Dans cette optimisation, on s'est inspiré de la structure de la figure III.21 (Chapitre III) dans la quelle nous avons changé la forme d'anneau circulaire par une autre carrée vu de son influence sur l'augmentation des valeurs de fréquences de résonances. L'optimisation sera appliquée aux caractéristiques géométriques de l'antenne (les largeurs des éléments rayonnants), avec l'objectif de maximisation de la valeur absolue du coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ dans les deux bandes de conception.

L'augmentation de la fréquence de résonance est également provoquée par l'élargissement de la ligne d'alimentation.

La géométrie de l'antenne est représentée par la figure IV .6. Les dimensions des anneaux intérieurs et extérieurs sont respectivement (L_1, L_2) et (L_3, L_4) . Chaque anneau est alimenté par une ligne microruban, les caractéristiques de l'antenne optimisée sont : $L_1=1cm, L_2=2cm, L_3=6cm, L_4=8cm, \epsilon_r = 1.05, H_s=2mm$.

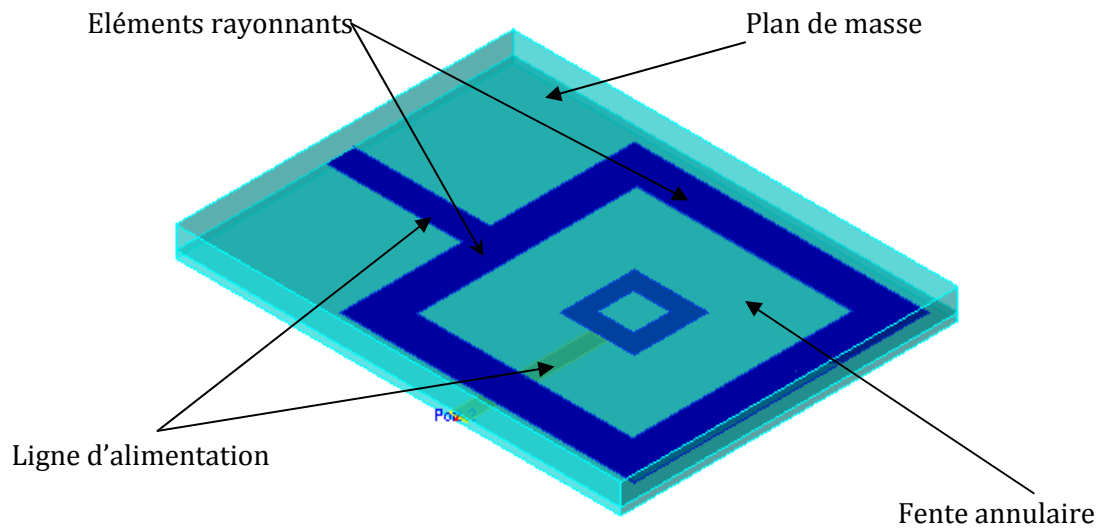


Figure IV.6 : Structure de l'antenne.

Sur les figures IV.7 et IV.8 on représente respectivement le module du coefficient de réflexion, et le lieu d'impédance d'entrée de l'antenne simulée.

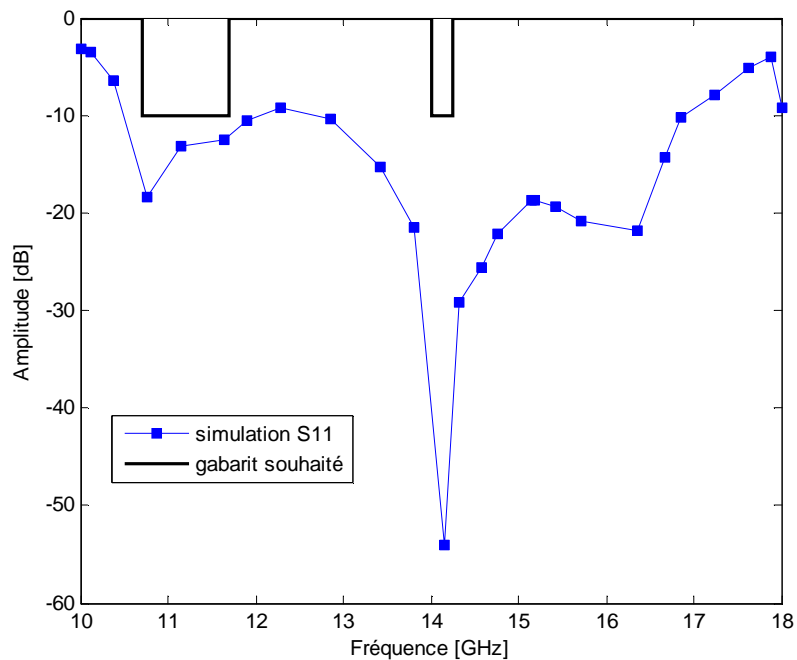


Figure IV.7 : Coefficient de réflexion S11.

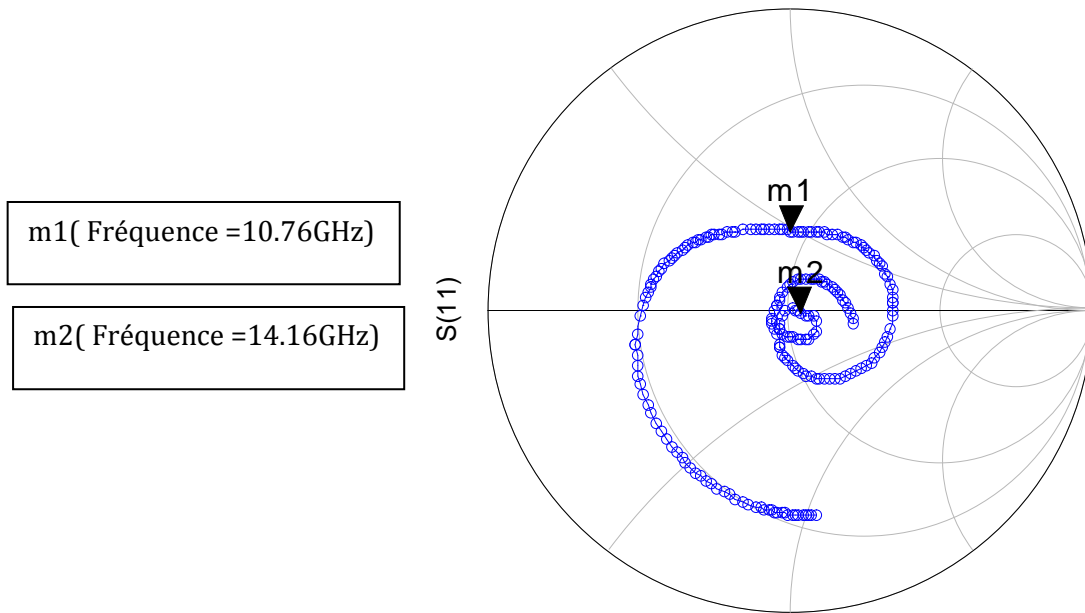


Figure IV.8 : Lieu d'impédance d'entrée.

Le coefficient de réflexion pour l'antenne optimisée présente deux pics de résonances. Le premier pic de -18.43dB est observé pour la fréquence 10.76GHz , et le deuxième de -54.1dB adapté à la fréquence 14.16GHz . Les bandes passantes correspondantes (pour $|S_{11}| < -10\text{dB}$) sont égales à $1,5$ et $4,25\text{GHz}$ respectivement. Ces valeurs montrent que l'utilisation des anneaux rectangulaires engendre une augmentation des fréquences de résonance, ainsi que un élargissement conséquent de la bande passante.

Pour l'abaque de Smith, l'impédance d'entrée pour les deux fréquences de résonances se situe au centre de l'abaque, ceci traduit alors une bonne adaptation dans les deux fréquences souhaitées.

Les résultats obtenus par simulation électromagnétique sont en bon accord avec le gabarit spécifié pour les deux bandes du réseau VSAT. L'étude du coefficient de réflexion ainsi que le lieu d'impédance d'entrée montrent que les caractéristiques des anneaux carrés et la largeur de la ligne d'alimentation engendrent une bonne adaptation de la bande pour les fréquences désirées de cette antenne optimisée.

Le tableau IV.2 reprend les résultats de gain et de directivité obtenus pour les deux fréquences centrales de la bande.

Fréquence(GHz)	Gain(dB)	directivité	E (theta) max	E (phi) max
10.76GHz	9.30	11.81	2.434	1.482
14.16GHz	9.87	11.97	0.802	3.172

Tableau IV.2 : Gain, directivité et Emax pour différentes valeurs de fréquences.

Cette structure présente un gain maximal de 9.87dB pour la fréquence supérieure (14.16GHz), et la même directivité pour les deux résonnances. Les figures IV.9 et IV.10 illustrent les diagrammes de rayonnement de cette structure en coordonnées polaires dans les différents plans.

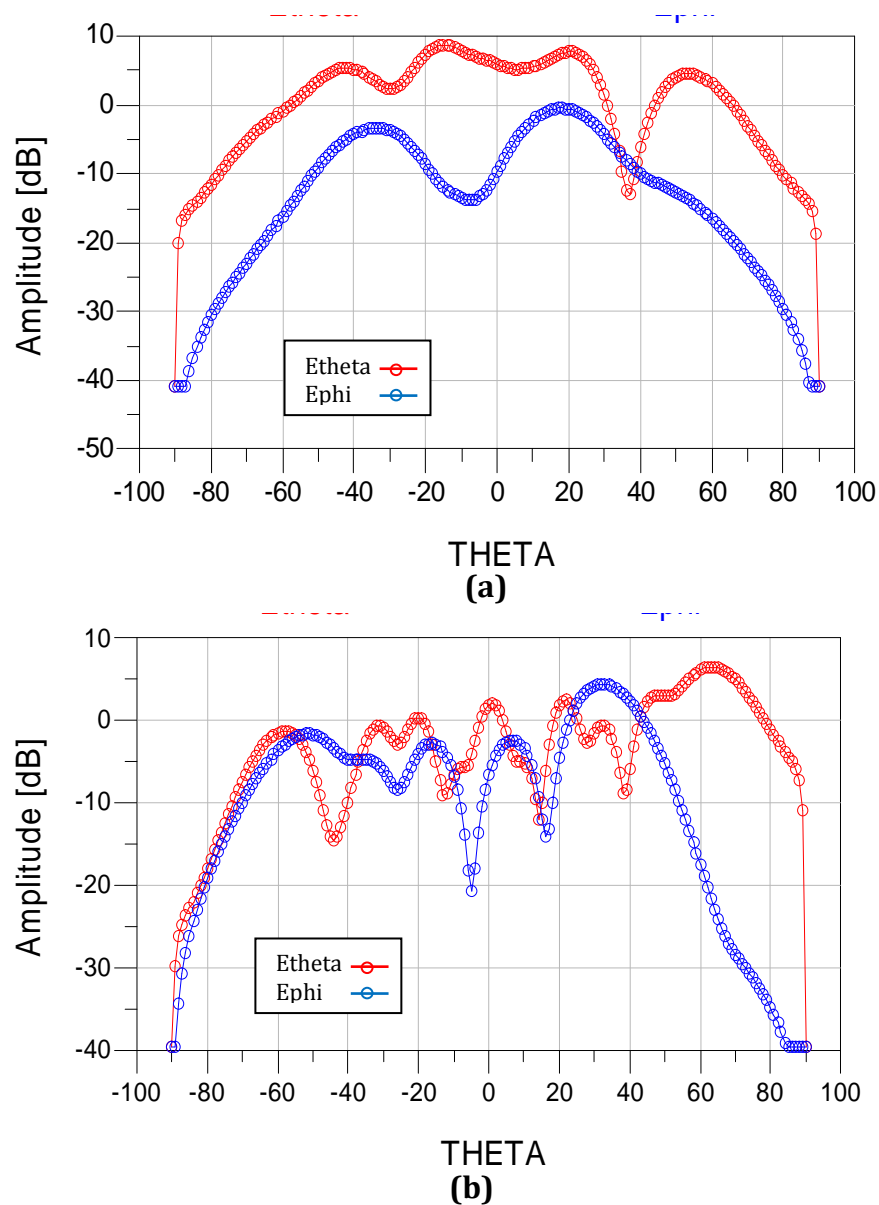


Figure IV.9 : Diagramme de rayonnement en plan E.
 (a) pour $f=10.76\text{GHz}$.
 (b) pour $f=14.16\text{GHz}$.

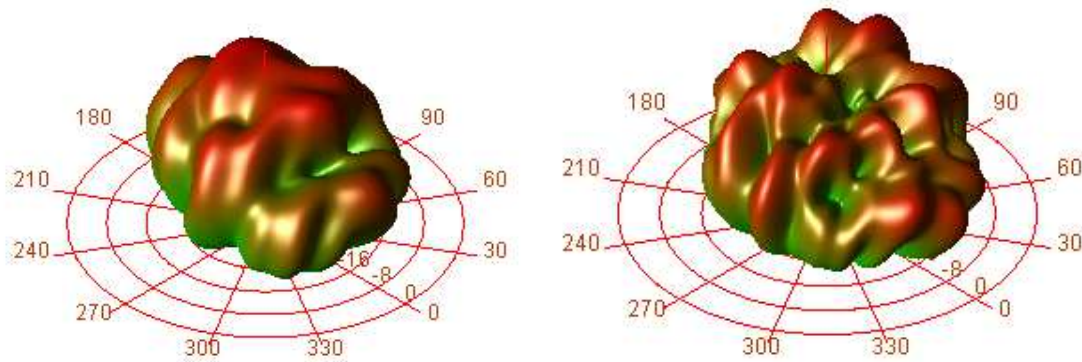


Figure IV.10 : Diagramme de rayonnement en (3D).

(a) pour $f=10.76\text{GHz}$.

(b) pour $f=14.16\text{GHz}$.

La figure IV.9 représente le diagramme de rayonnement de l'antenne en 2D tracé dans le plan E. Pour E_{θ} , et pour la fréquence inférieure (10.76GHz), on remarque que le diagramme présente deux lobes principaux à grande ouverture. Pour la fréquence supérieure il y a apparition de plusieurs lobes secondaires. La même remarque est faite pour le tracé de E_{ϕ} .

Le comportement de fonctionnement en multifaisceaux de l'antenne apparaît clairement sur le tracé en 3D de la figure IV.10.

IV.3.3 Antenne concentrique tri-bandes fonctionnant dans la bande C pour les normes sans fil WIFI et WIMAX et HIPERLAN2

Nous nous intéressons dans cette partie à la conception d'une antenne tri-bande fonctionnant dans la bande C, et qui soit bien adaptée dans les trois bandes des normes 802.11b, 802.11h, et 802.16.

IV.3.3.1 Présentation et cahier de charges

Cette application présente la conception d'une antenne concentrique tri-bande à base de trois éléments annulaires utilisée simultanément pour des systèmes de communications sans fil WIFI(802.11b), WIMAX(802.16) et HIPERLAN2(802.11h) [42,44]. Le cahier de charges de cette application tri-bande est donné par le tableau IV.3.

Norme	Plage de fréquences	Bande passante
WIFI(802.11b)	[2400 MHz – 2484 MHz]	84MHz
WIMAX(802. 16)	[3400 MHz – 3600 MHz]	200MHz
HIPERLAN2(802.11h)	[5150 MHz – 5350 MHz]	200MHz

Tableau IV.3 : Spécifications pour l'antenne tri-bande.

IV.3.3.2 Antenne proposée

Pour augmenter le nombre de fréquences de résonnances, nous avons pensé à ajouter un troisième élément résonateur. Dans ce cas, on peut avoir trois résonances l'une à côté de l'autre et par suite on récupérerait une bande beaucoup plus large. L'antenne proposée pour cette application est basée sur la structure précédente de la figure IV.2 dans la quelle nous avons ajouté un troisième anneau au centre de l'anneau intérieur.

L'élément le plus petit est choisi avec une largeur $W=5mm$, Chaque anneau est alimenté par une ligne microruban sur un substrat d'une permittivité relative $\epsilon_r = 1.05$ et d'une épaisseur $H_s=1.59mm$.

Nous optimisons dans ce cas les dimensions des éléments rayonnants avec l'objectif de maximisation de la valeur absolue du coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ dans les trois bandes de conception. Les rayons intérieurs et extérieurs des anneaux de l'antenne optimisée sont respectivement : $a_1=0.5cm$, $b_1=1cm$, $a_2=1,75cm$, $b_2=2.25cm$, $a_3= 3.37cm$, $b_3=4cm$

L'antenne proposée pour le cahier des charges décrit précédemment est celle donnée par la figure IV .11.

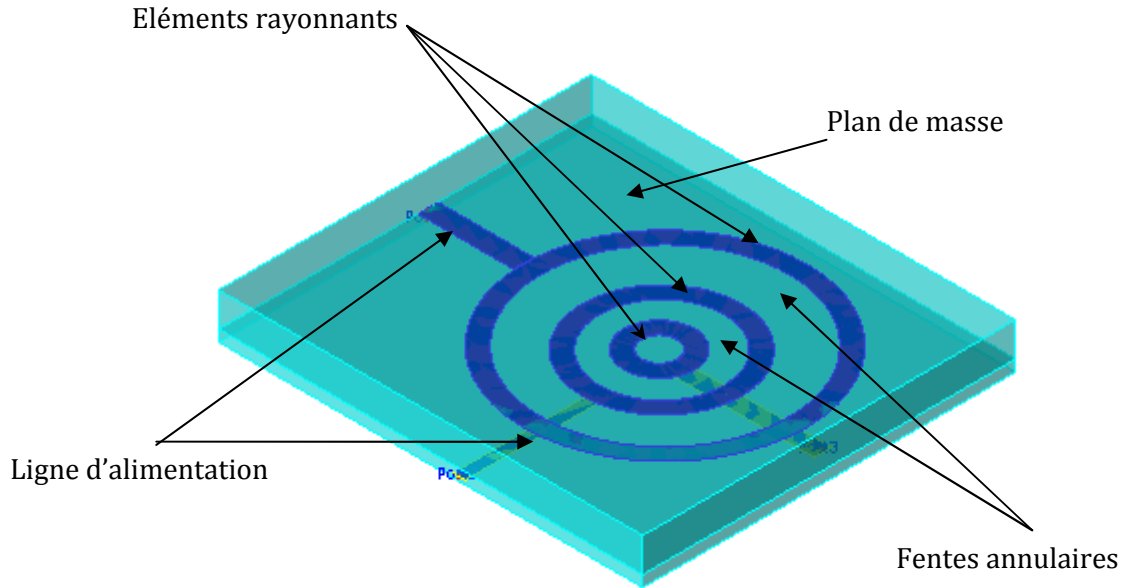


Figure IV.11 : Structure de l'antenne.

Le résultat obtenu pour le coefficient de réflexion est présenté dans la figure IV.12. L'antenne résonne à 2.5 GHz, 3.51GHz et 5.26GHz dont les valeurs d'amplitude sont respectivement : -32dB, -22dB et -20dB.

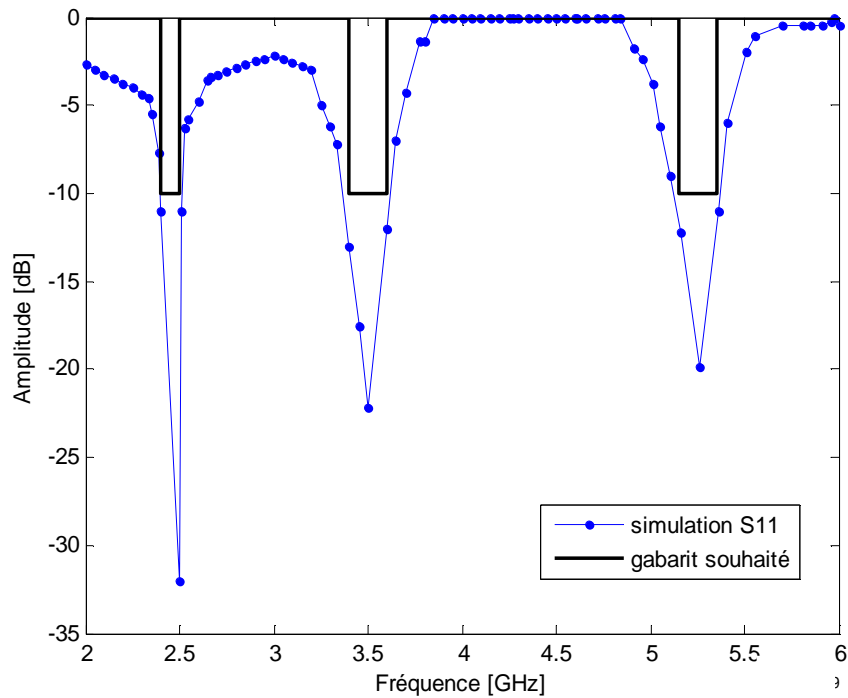


Figure IV.12 : Coefficient de réflexion S11.

La représentation de S11 sur l'abaque de Smith est donnée par la Figure IV.13, les trois fréquences sont situées presque au centre de l'abaque, ceci traduit une bonne adaptation de l'antenne.

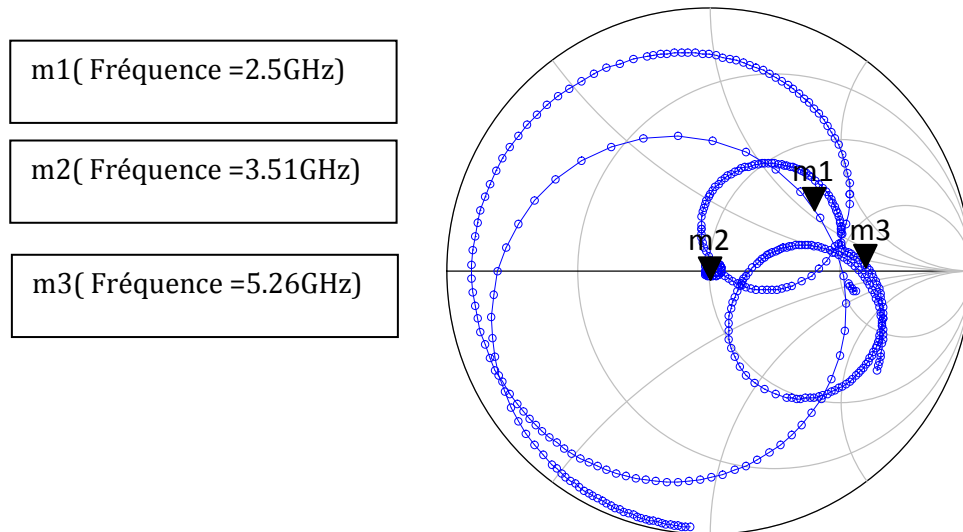


Figure IV.13 : Lieu d'impédance d'entrée.

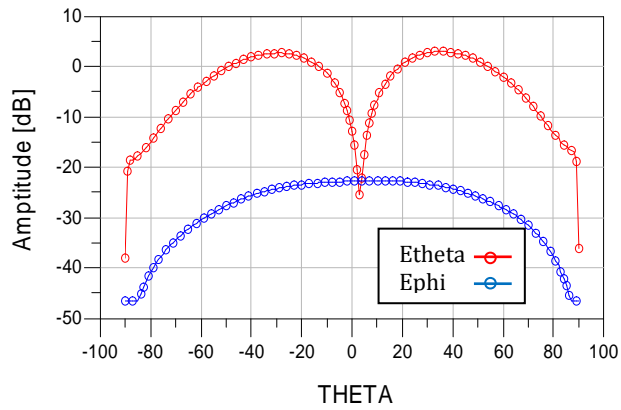
Les résultats obtenus par cette simulation sont en bon accord avec le gabarit spécifié dans le cahier de charges. Nous pouvons constater donc que l'ajout d'un troisième anneau engendre une troisième résonance de l'antenne.

Le tableau IV.4 montre les différents résultats de gain et de directivité obtenus pour les différentes fréquences de résonances.

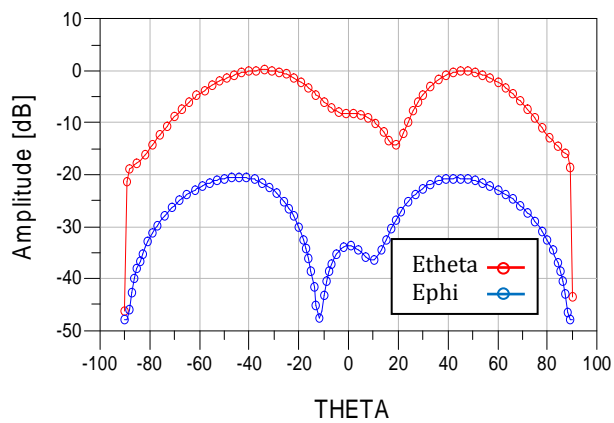
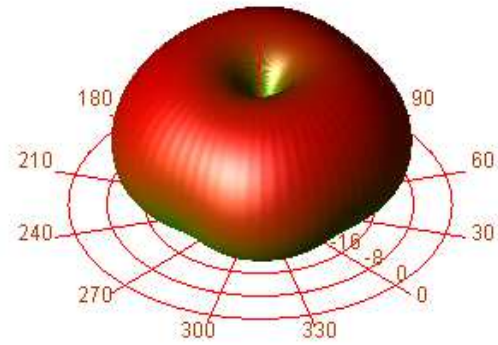
Fréquence(GHz)	Gain(dB)	directivité	E (theta) max	E (phi) max
2.5GHz	3.35	7.53	0.195	1.488
3.51GHz	2.21	8.00	0.798	1.960
5.26GHz	0.58	7.98	0.137	0.666

Tableau IV.4 : Gain, directivité et Emax pour différentes valeurs de fréquences.

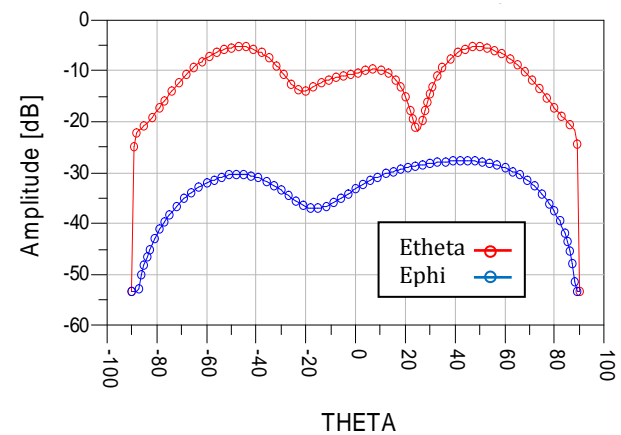
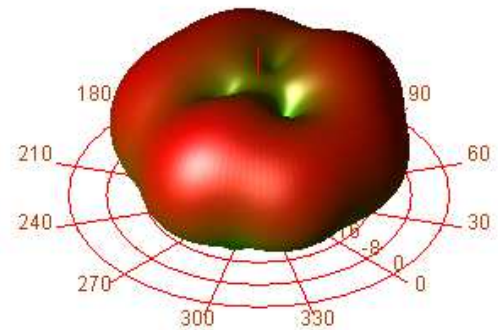
Cette structure présente un gain maximal de 3.35dB pour la fréquence inférieure (2.5GHz). Néanmoins, un maximum de directivité est obtenu pour la valeur de résonance centrale (3.51GHz). Les diagrammes de rayonnement simulés en 2D et 3D pour les valeurs de résonances de cette antenne sont présentés sur la figure IV.14.



(a)



(b)



(c)

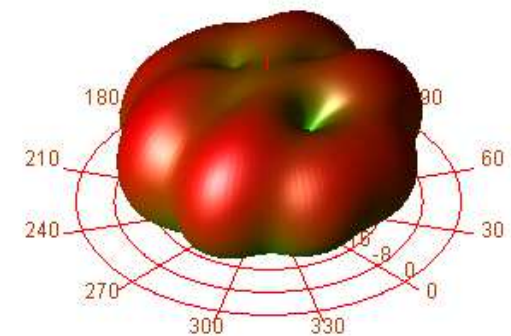


Figure IV.14 : Diagramme de rayonnement dans le plan E (2D) et en (3D).

(a) pour $f=2.5\text{GHz}$.

(b) pour $f=3.51\text{GHz}$.

(c) pour $f=5.26\text{GHz}$.

Pour E_θ et pour la fréquence de 2.5GHz, on remarque que le diagramme présente deux lobes principaux de même ouverture. Pour la fréquence supérieure il y a apparition de trois lobes avec un niveau légèrement inférieur. Néanmoins, pour E_ϕ le diagramme a un seul lobe principal pour la fréquence basse et qui se subdivise en deux pour la fréquence supérieure.

IV.3.4 Antennes concentriques multi-bandes fonctionnant dans la bande X pour les communications spatiales

Afin d'obtenir un fonctionnement multi-bandes et d'améliorer les performances de l'antenne, et pour les faibles dimensions que peut prendre l'antenne concentrique par rapport à un réseau d'antenne, on s'intéresse dans la partie qui suit à la conception des antennes imprimées à plusieurs anneaux concentriques présentant un fonctionnement multi-bandes.

IV.3.4.1 Présentation et cahier des charges

La bande X entre 8 et 20 GHz est la bande de fréquences favorite pour de nombreuses applications des communications spatiales: par la TV par satellite, en géodésie (par exemple. pour les applications océanographiques TOPEX), en météorologie (par exemple les radars polarimétriques, similaires au lidar) ou en radioastronomie (par exemple. pour étudier le ciel profond comme les jets émis par les quasars).

Enfin, quelques radioamateurs expérimentés n'hésitent pas à utiliser ces hautes fréquences pour les activités Moon Bounce (EME) ou pour communiquer par satellite.

Cette application présente la conception d'une antenne concentrique quadri-bande à base de quatre éléments annulaires de forme rectangulaire utilisée simultanément pour différentes applications des communications spatiales fonctionnant dans la bande X [45].

IV.3.4.2 Antenne à quatre anneaux concentriques

L'antenne proposée pour cette application est basée sur la structure précédente de la figure IV.11, dans la quelle des éléments rayonnants de forme carrés sont utilisés, avec l'ajout d'un quatrième anneau.

L'antenne proposée pour le cahier des charges décrit précédemment est celle donnée par la figure IV .15. Les longueurs des cotés des anneaux carrés sont

respectivement $L_1=6\text{mm}$, $L_2=10\text{mm}$, $L_3=14\text{mm}$, $L_4=19\text{mm}$, $L_5=24\text{mm}$, $L_6=30.2\text{mm}$, $L_7=36.454$, $L_8=44.2\text{mm}$.

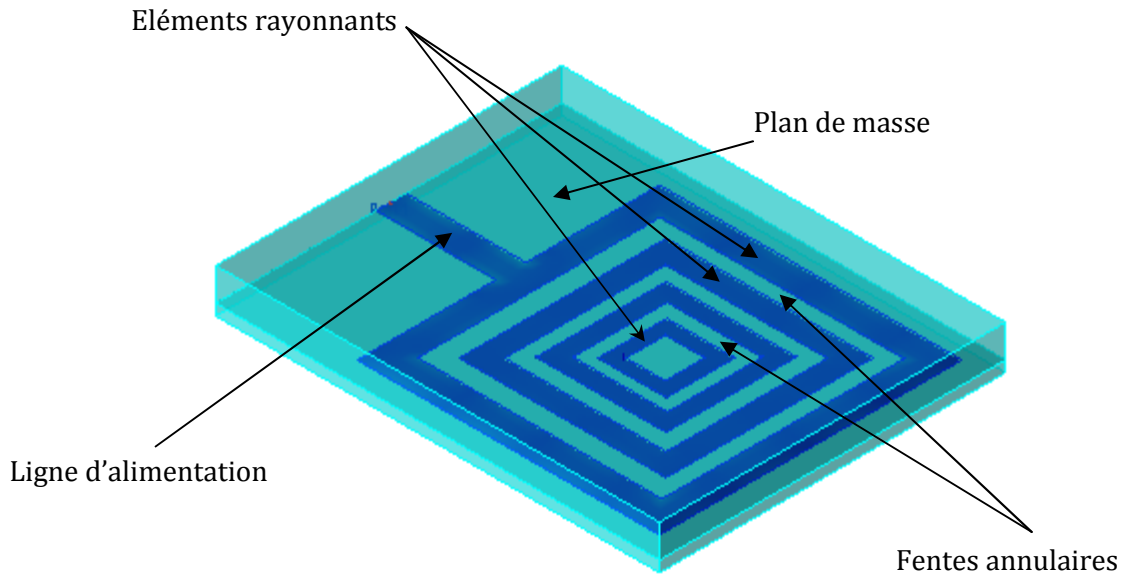


Figure IV.15 : Structure de l'antenne.

Sur les figures IV.16 et IV.17, on représente respectivement le résultat du module de coefficient de réflexion obtenu, et les lieux d'impédance d'entrée de l'antenne proposée.

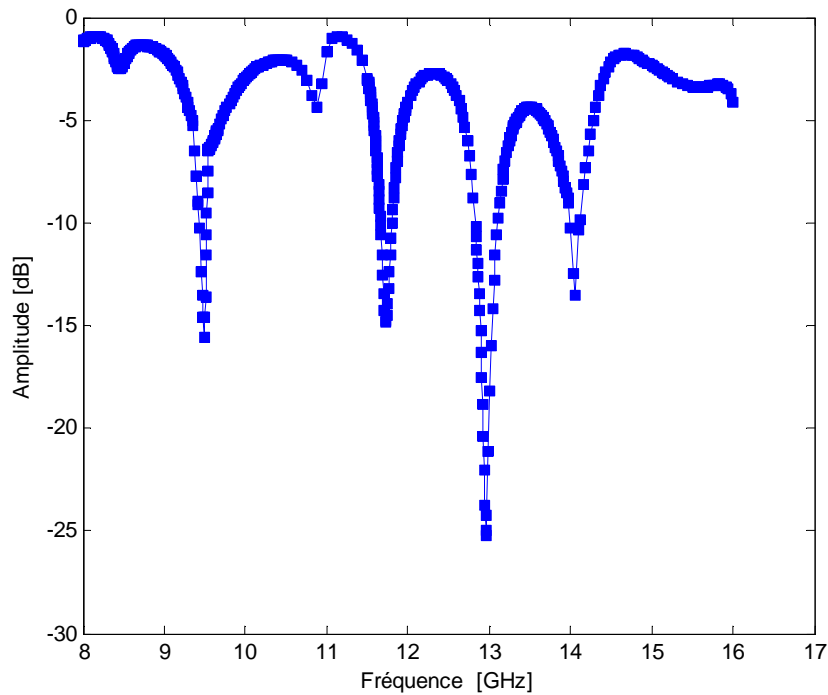


Figure IV.16 : Coefficient de réflexion S_{11} .

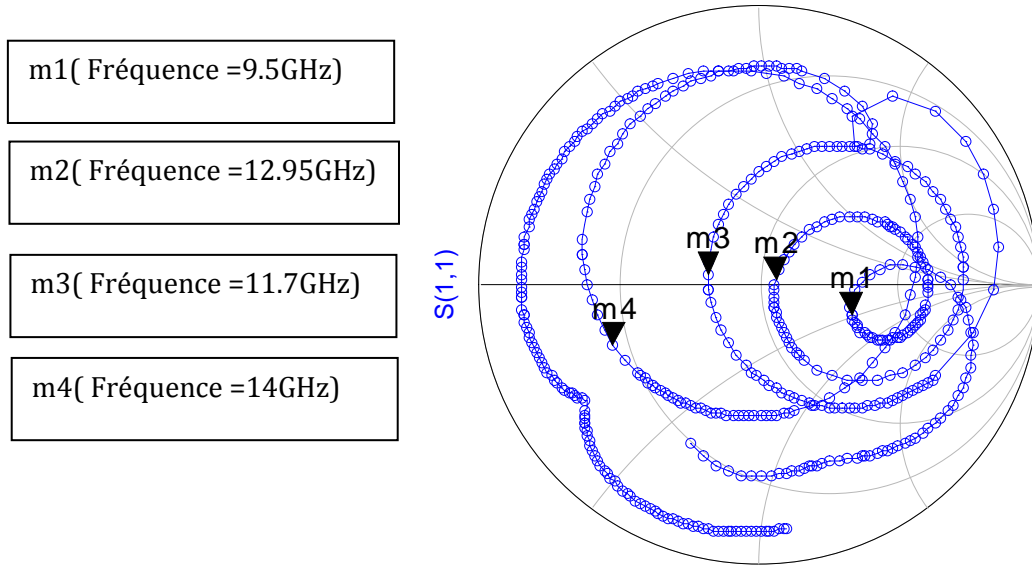


Figure IV.17 : Lieu d'impédance d'entrée.

Les fréquences de travail de l'antenne sont : 9.5GHz, 11.7GHz, 12.95GHz et 14GHz correspondant à des niveaux d'amplitude de S_{11} de -16dB, -14.82dB, -25.22dB et -13.54dB respectivement.

Sur l'abaque de Smith, les quatre fréquences de résonnances sont situées au centre de l'abaque, ceci montre que la partie imaginaire de l'impédance d'entrée pour chaque fréquence de résonnance est presque nulle et donc une très bonne adaptation de l'antenne.

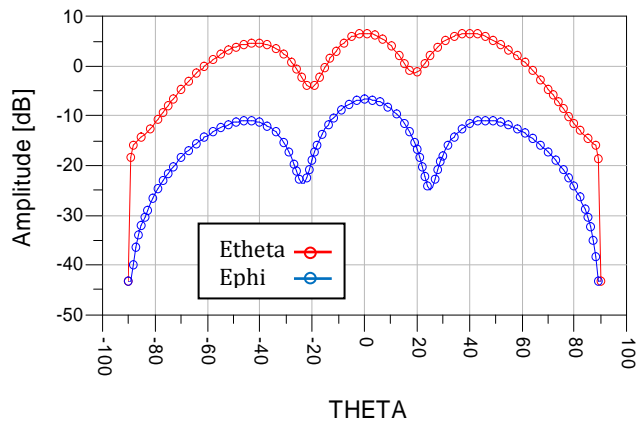
Le tableau IV.5 montre les différents résultats de gain et de directivité obtenus pour les différentes fréquences de résonnances.

Fréquence(GHz)	Gain(dB)	directivité	E (theta) max	E (phi) max
9.5GHz	11.75	11.75	0.508	2.145
11.7GHz	11.48	11.62	2.787	0.044
12.97GHz	10.75	10.76	0.807	2.407
14GHz	10.55	10.55	0.546	1.84

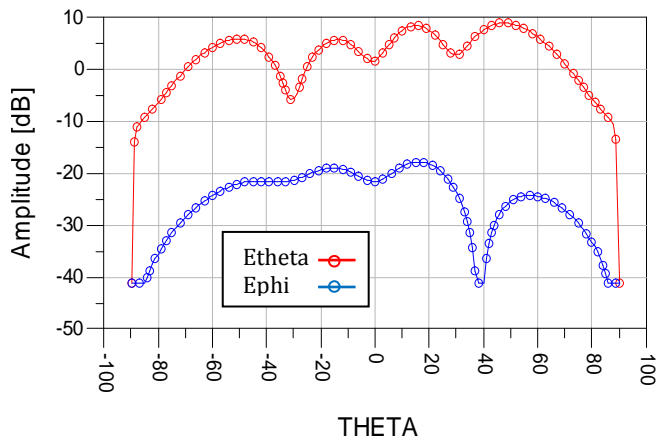
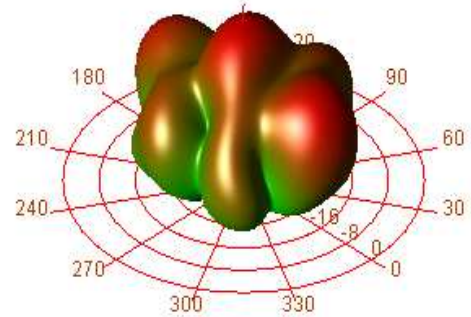
Tableau IV.5 : Gain, directivité et E_{max} pour différentes valeurs de fréquences.

Cette structure présente un gain et une directivité presque constants pour les quatre résonnances. Un maximum de gain est obtenu pour la valeur de 9.5GHz . Les

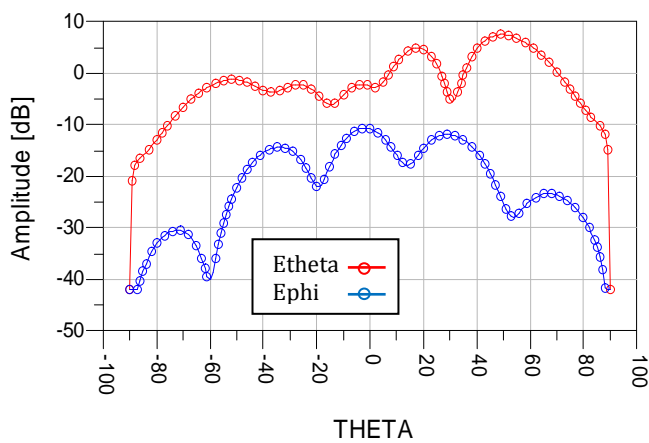
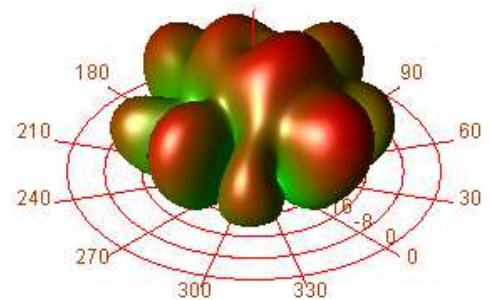
diagrammes de rayonnement en 2D et 3D qui correspondent à ces résultats sont représentés par la figure V.18.



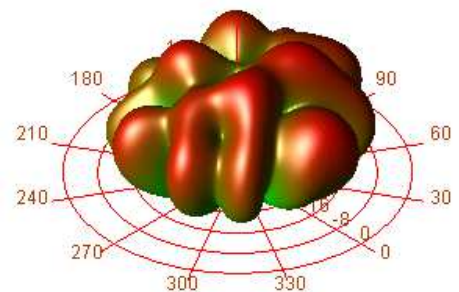
(a)



(b)



(c)



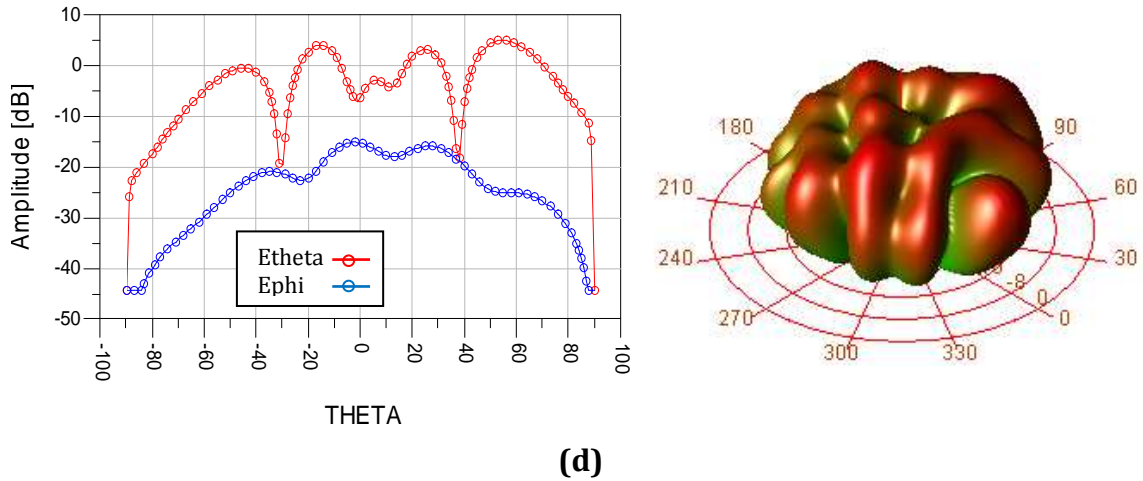


Figure IV.18 : Diagramme de rayonnement dans le plan E (2D) et en (3D).

(a) pour $f=9.5\text{GHz}$. (b) pour $f=11.7\text{GHz}$.

(c) pour $f=12.97\text{GHz}$. (d) pour $f=14\text{GHz}$.

Le diagramme de rayonnement de E_θ passe de trois lobes à grande ouverture à plusieurs lobes en augmentant la fréquence avec aussi une amélioration des niveaux des lobes. La même remarque est faite pour la composante E_ϕ .

Pour le diagramme de rayonnement en 3D, nous remarquons qu'il est constitué de plusieurs lobes. Ces derniers deviennent plus directs lorsque la fréquence augmente.

IV.3.4.3 Antenne à cinq anneaux concentriques

Nous voulons créer maintenant une résonance supplémentaire sur la même bande d'utilisation de l'antenne quadri-bande précédente (figure IV.15). Pour cela nous avons essayé d'augmenter encore le nombre des éléments rayonnants en ajoutant cette fois ci un cinquième anneau.

L'antenne présente les mêmes caractéristiques que précédemment, c'est-à-dire : $\epsilon_r = 1.05$, $H_s = 1.59\text{mm}$. Les longueurs des cotés des anneaux carrés sont respectivement $L_1=6\text{mm}$, $L_2=10\text{mm}$, $L_3=14\text{mm}$, $L_4=19\text{mm}$, $L_5=24\text{mm}$, $L_6=30.2\text{mm}$, $L_7=36.454$, $L_8=44.2\text{mm}$, $L_9=51.54$, $L_{10}=57\text{mm}$. La géométrie de l'antenne est présentée dans la figure IV.19.

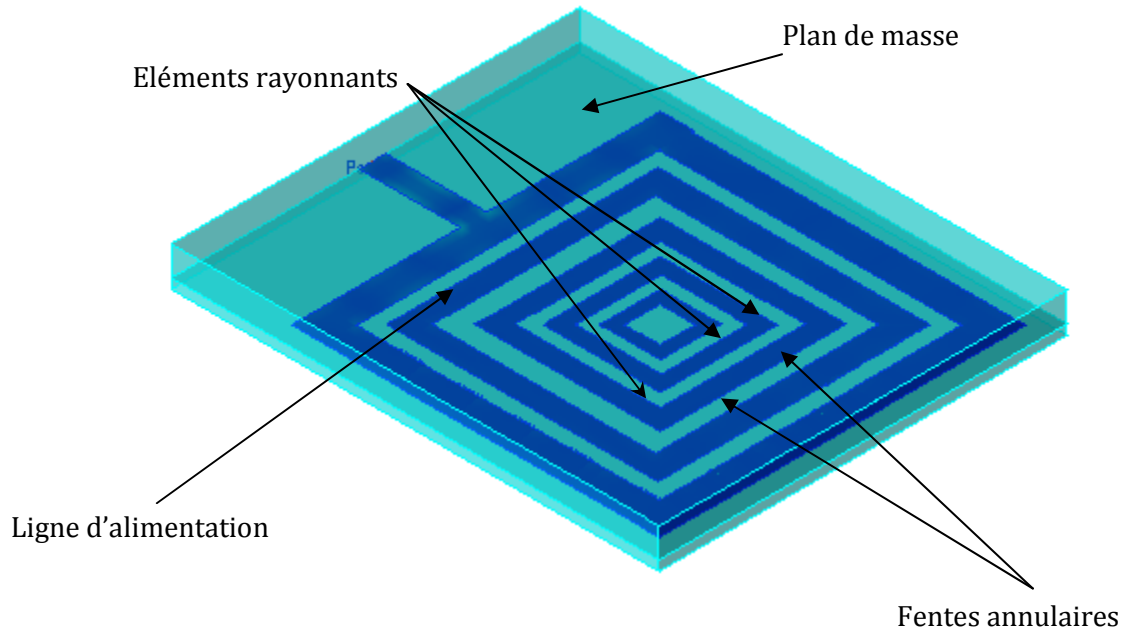


Figure IV.19 : Structure de l'antenne.

Le résultat de simulation obtenu pour le module de coefficient de réflexion est représenté dans la figure IV.20. Nous remarquons que le graphe présente un nombre important de fréquences de résonance. En effet, ce nombre augmente au fur et à mesure que le nombre des anneaux augmente.

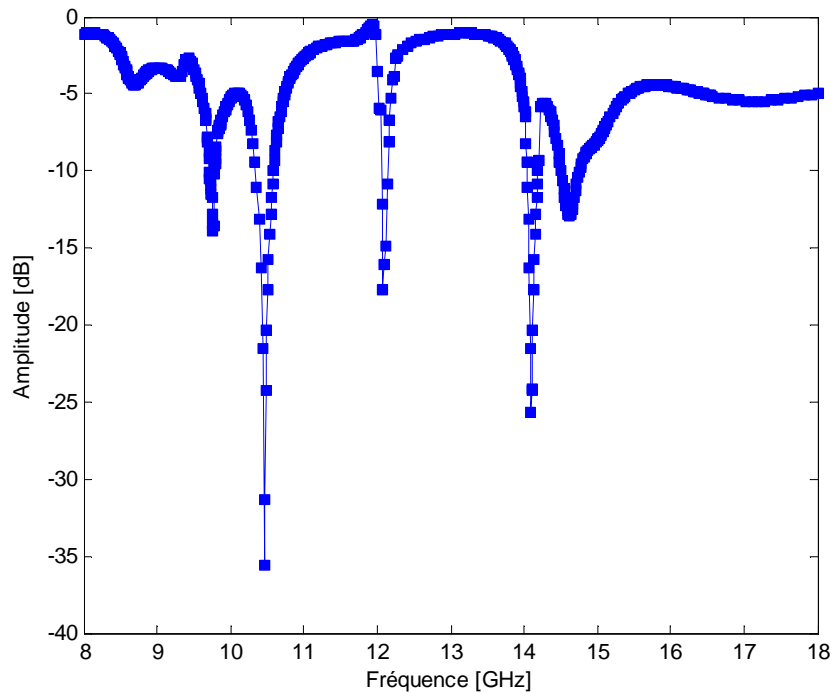


Figure IV.20 : Coefficient de réflexion S_{11} .

On peut observer que la nouvelle antenne combine cinq fréquences de résonances. Les fréquences de travail de l'antenne sont : 9.765GHz, 10.46GHz, 12.08GHz, 14.09GHz et 14.62GHz avec des pics égaux à -13.9dB, -35.65dB, -17.68dB, -25.64dB et -12.9dB respectivement.

Nous observons aussi que les lieux d'impédance d'entrée pour les cinq fréquences de résonances sont tous situés autre du centre de l'abaque, ceci traduit une bonne adaptation de l'antenne.

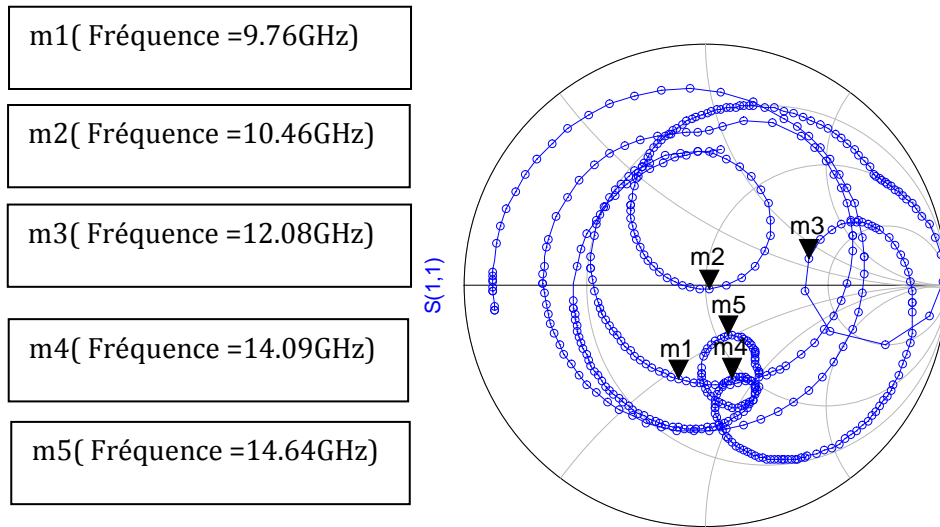


Figure IV.21: Lieu d'impédance d'entrée.

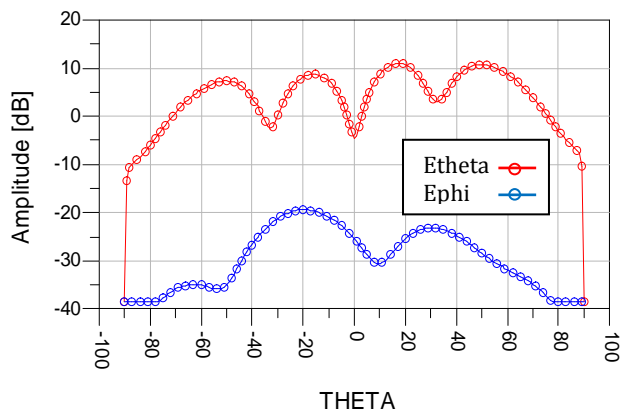
Le tableau IV.6 montre les différents résultats de gain et de directivité obtenus pour les différentes fréquences de résonances.

Fréquence(GHz)	Gain(dB)	directivité	E (theta) max	E (phi) max
9.76GHz	9.53	9.54	3.022	2.186
10.46GHz	10.32	10.32	0.667	2.469
12.08GHz	11.502	11.517	0.653	1.048
14.09GHz	11.873	11.887	1.057	2.258
14.64GHz	11.01	11.03	2.342	0.054

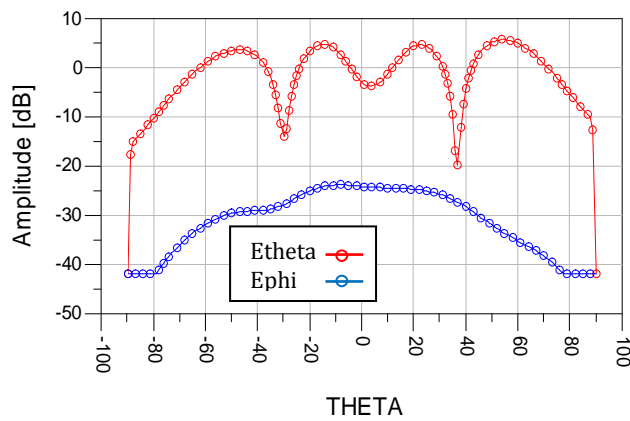
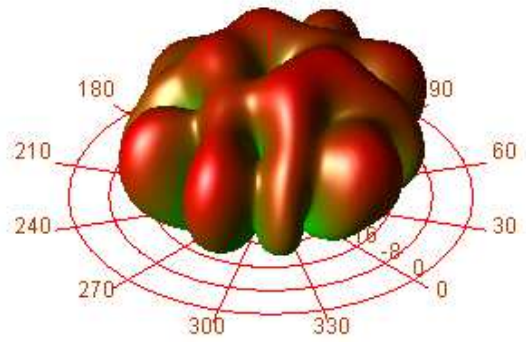
Tableau IV.6 : Gain, directivité et Emax pour différentes valeurs de fréquences.

Cette structure présente un gain et une directivité importants pour les cinq résonances. Un maximum de gain de 11.87dB est obtenu pour la fréquence de

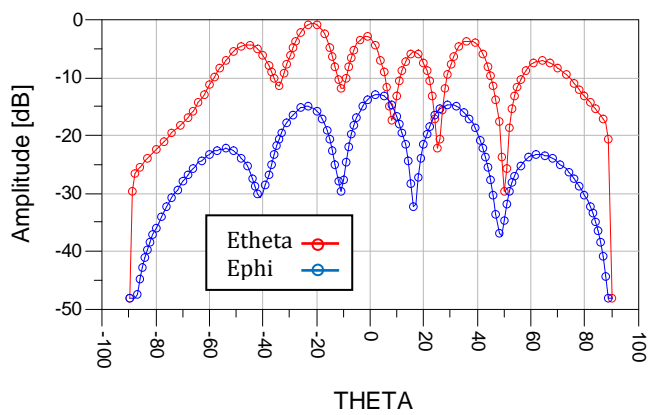
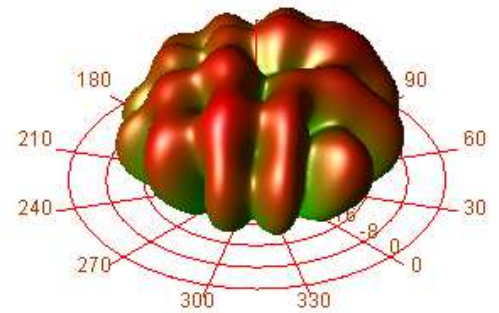
14.09GHz. Les diagrammes de rayonnement en 2D et 3D qui correspondent à ces résultats sont représentés par la figure IV.22.



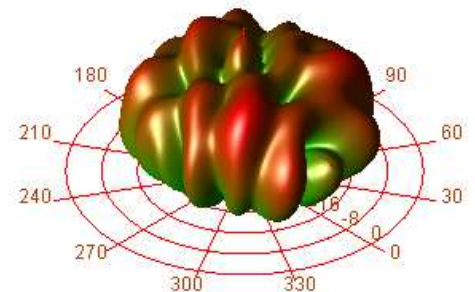
(a)

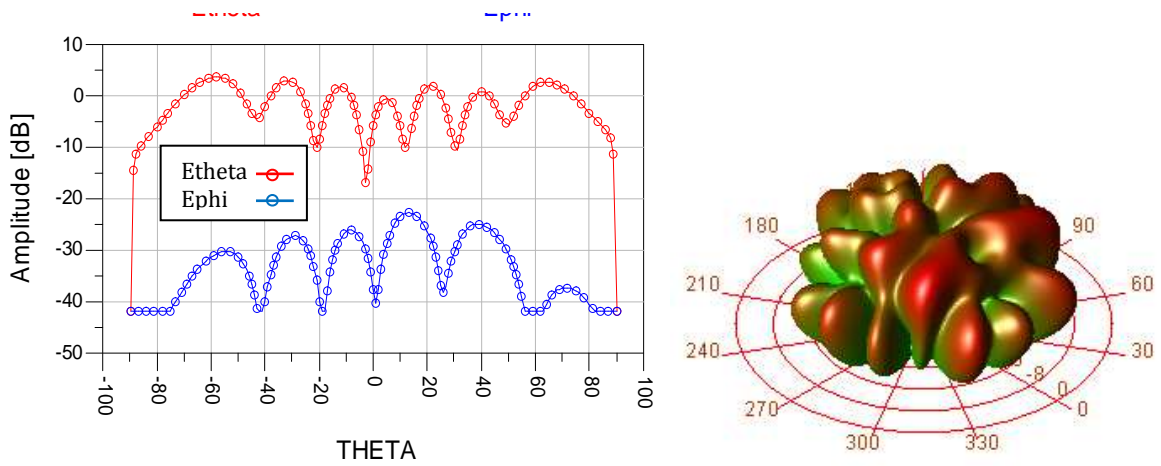


(b)

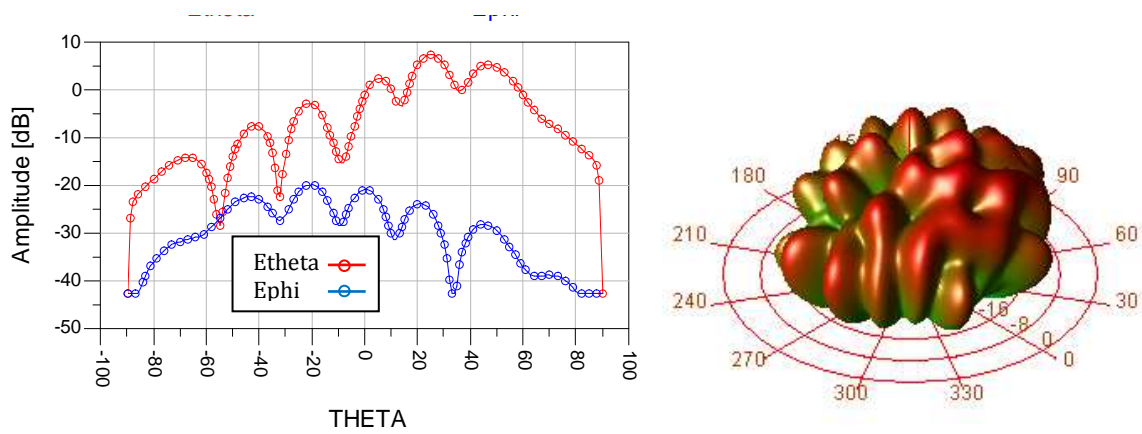


(c)





(d)



(e)

Figure IV.22 : Diagramme de rayonnement dans le plan E (2D) et en (3D).

(a) pour $f=9.76\text{GHz}$. (b) pour $f=10.46\text{GHz}$.

(c) pour $f=12.08\text{GHz}$. (d) pour $f=14.09\text{GHz}$

(e) pour $f=14.64\text{GHz}$.

Le comportement de fonctionnement en multifaisceaux de l'antenne apparaît clairement sur le tracé en 2D et 3D.

On voit sur la figure IV.22 que le rayonnement présente une multitude de directions. Avec l'augmentation de la fréquence, le nombre de lobes augmente et les lobes deviennent plus directs.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs applications pour les réseaux de télécommunications de l'antenne imprimée en anneaux concentrique fonctionnant en multi-bandes ont été présentées.

Les formes d'anneaux concentriques sont explorées pour concevoir des modèles d'antennes multi-bandes, Les structures proposées sont maillées et simulées par la méthode numérique des moments (*MoM*), en utilisant le logiciel ADS /Momentum .

Nous avons constaté qu'il y a une corrélation significative entre la forme et le nombre des anneaux concentriques et les fréquences de résonance de l'antenne. Selon les bandes de fréquences des applications, l'optimisation et l'ajustement de ces antennes se font d'une part, par la modification des formes et le nombre des anneaux , et d'autre part, en manipulant la dimension et les natures géométriques de ces formes.

Dans le chapitre suivant nous proposerons la conception de nouvelles structures en anneaux concentriques pour la technologie ULB.

Chapitre V

***Conception des antennes imprimées
en anneaux concentriques pour la
technologie ULB***

5

Conception des antennes imprimées en anneaux concentriques pour la technologie ULB.

V.I. Introduction

Le domaine des télécommunications est en perpétuelle évolution. Ses axes d'investigation sont principalement motivés par un besoin toujours grandissant en terme de débit de données mais restent freinés par un spectre des fréquences de plus en plus occupé.

Le principe des communications radio utilisant la technique de l'Ultra Large Bande est aujourd'hui bien connu et les nombreuses études sur le sujet ont permis de définir et de réaliser des circuits électroniques spécifiques à ces applications. Cette technologie basée originellement sur la modulation de très brèves impulsions permet l'émission de grands volumes de données tout en conservant une très faible densité spectrale de puissance. Récemment, la FCC(Federal Communications Commission) a défini les règles d'utilisation du spectre de fréquence dans la bande 3.1-10.6 GHz qui a donné un souffle supplémentaire aux activités de recherches et de développement . Cette allocation offre en plus l'avantage de la flexibilité car la réglementation n'impose pas de technique particulière de transmission à la différence des standards existants actuellement.

L'ULB promet en effet d'atteindre des débits de plusieurs centaines de mégabits par seconde, tout en conservant une complexité et des couts limités. Sa nature impulsionnelle et sa largeur de bande lui confèrent en outre une bonne résistance aux brouillages et aux trajets multiples, ce qui la rend très adaptée à une utilisation en intérieur. Réciproquement, sa faible densité spectrale de puissance lui permet de cohabiter en introduisant peu d'interférences aux systèmes environnants.

C'est dans ce cadre que la conception et l'étude d'antennes adaptées à ces systèmes prennent toute leur importance car celles-ci doivent répondre à chacun des challenges soulevés. Le but de ce chapitre est de concevoir de nouvelles structures en technologies imprimées en anneaux concentriques pour la technologie ULB.

V.2. La technologie Ultra Large Bande

L'Ultra Large Bande (ULB ou UWB pour Ultra Wide Band) est une technique de transmission radio qui consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. Elle fut d'abord utilisée pour des applications radars, puis transposée aux applications de télécommunications, suscitant ainsi un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique et industrielle.

En raison de ses caractéristiques, comme son large support spectral et sa forte résolution temporelle, l'ULB permet de proposer des systèmes de communication à très hauts débits, jusqu'à plusieurs centaines de Mbits/s.

Les restrictions des organismes de réglementation (FCC, ETSI,...) sur le niveau de puissance d'émission, limitent, en revanche, la portée des communications ULB à quelques dizaines de mètres pour les débits élevés, jusqu'à quelques centaines de mètres à bas débit. La technologie ULB semble 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 [46,47].

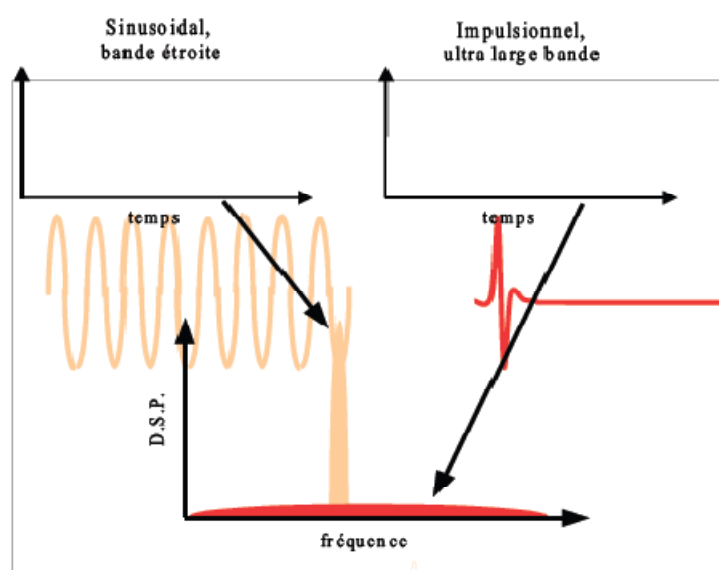


Figure V.1 : densité spectrale de puissance comparées d'un signal ULB et un signal bande étroite.

Il existe deux formes d'ULB bien connues : la première est fondée sur l'émission d'impulsions de très courte durée. Il s'agit de l'approche monobande ou en anglais I-UWB (Impulse radio). La deuxième approche est fondée sur l'utilisation simultanée de plusieurs porteuses (MC-UWB pour Multi-Carrier UWB). Il s'agit de l'approche multi-bandes, où la bande de fréquences est subdivisée en plusieurs sous-bandes. La modulation utilisée dans chaque sous-bande est l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui a été proposée par le groupe MBOA (Multi-Band OFDM Alliance).

Les avantages et les inconvénients des approches mono et multi-bandes sont des questions controversées 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. L'approche à bandes multiples est particulièrement adaptée à éviter les interférences étant donné que les fréquences de porteuses peuvent être convenablement choisies afin d'éviter les interférences avec les systèmes à bande étroite. De plus, l'approche à bandes multiples offre plus de flexibilité mais nécessite une couche supplémentaire de contrôle dans la couche physique [48].

Les signaux ULB dans l'approche mono bande nécessitent des composants RF très performants (temps de commutation très court) et une synchronisation d'une grande précision. En utilisant cette approche, les systèmes ULB peuvent être implémentés avec un coût relativement faible.

V.3 Antennes en anneaux concentriques proposées pour la technologie ULB

Dans le cadre de la conception de nouvelles structures en technologies imprimées en anneaux concentriques pour les systèmes ULB, l'objectif est de mettre à disposition rapidement des antennes simples et de faible coût pour permettre le fonctionnement dans la bande de fréquence 3.1 – 10.5 GHz. Donc nous voulions obtenir une bonne adaptation pour une large bande de fréquences avec un minimum d'encombrement. La conception est faite par ADS/Momentum.

V.3.1 Antenne à fente annulaire concentrique

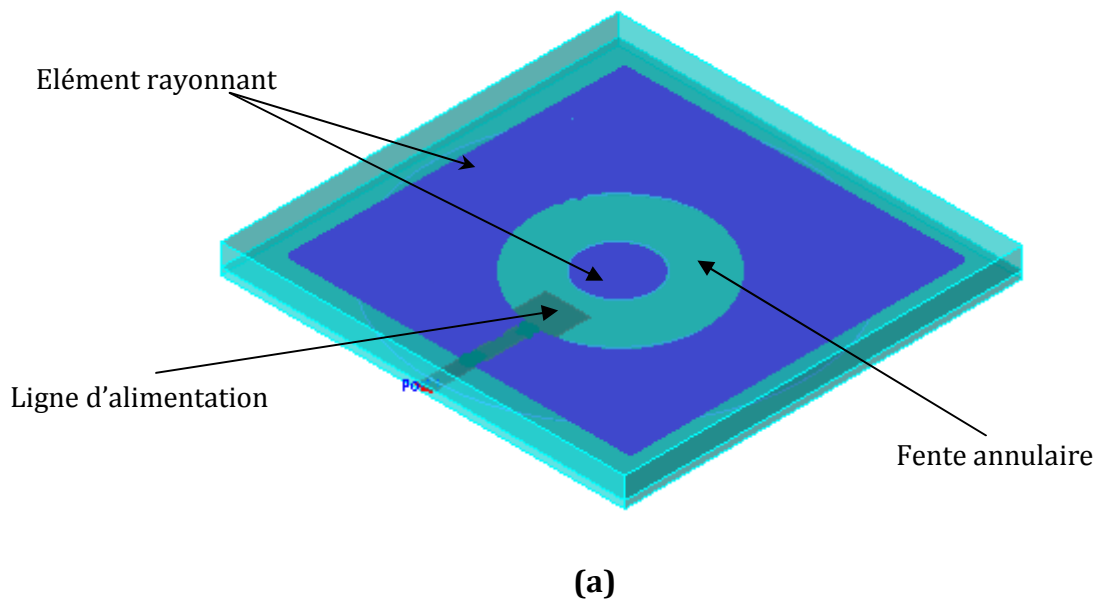
L'antenne à fente annulaire a une taille plus réduite que celle d'une antenne à élément circulaire et a des caractéristiques d'ultra large bande [46]. Dans cette partie, pour élargir la bande passante de l'antenne, nous avons placé l'élément concentrique

circulaire à l'intérieur de l'ouverture circulaire d'un élément carré qui est étonnamment large bande et conçu une ligne d'alimentation à faible impédance. Le choix de cette géométrie est essentiellement guidé par la simplicité de réalisation et donc du faible coût qui en résulte.

V.3.1.1 Géométrie de l'antenne proposée

Puisque, pour une antenne à fente annulaire, la fréquence de résonance du mode de l'ordre le plus bas TM_{11} peut être beaucoup plus faible que celle d'un élément circulaire de la même taille, l'antenne à fente annulaire peut être conçue à une taille plus petite que l'antenne à élément circulaire [49]. Ce fait pourrait être appréciée physiquement en faisant remarquer que la longueur du trajet moyen parcouru par le courant dans l'anneau est beaucoup plus longue que celle dans l'anneau circulaire pour le mode d'ordre le plus faible [49, 50].

La figure V.2 montre la configuration de l'antenne concentrique Ultra large bande. Nous avons placé une ligne d'alimentation microruban au fond d'un substrat de type FR4 avec une permittivité relative de 4,3 et une épaisseur de 2mm, les dimensions du substrat sont fixées à $30 \times 30 \text{mm}^2$. L'élément circulaire concentrique intégré dans la fente annulaire est placé sur le substrat pour adapter l'impédance [51].



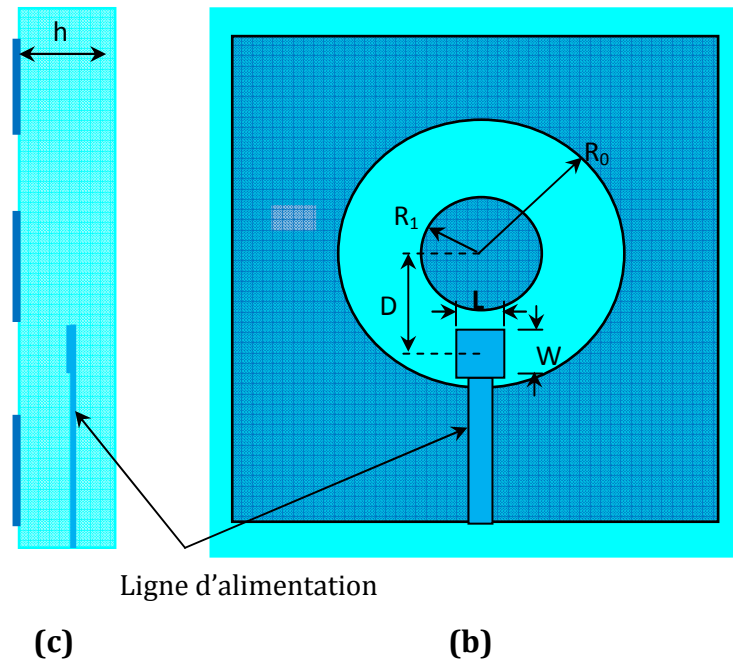


Figure V.2 : (a) Structure générale de l'antenne, (b) vue de dessus, (c) vue de côté.

Les paramètres de la géométrie de notre antenne concentrique sont; $R_0=26$ mm, $R_1= 10$ mm, $L=12$ mm, $W=10.5$ mm et $D= 18.34$ mm.

V.3.1.2 Résultats de simulation

La variation du module et de la phase du coefficient de réflexion de l'antenne concentrique en fonction de la fréquence sont indiquées sur les figures V.3 et V.4 respectivement.

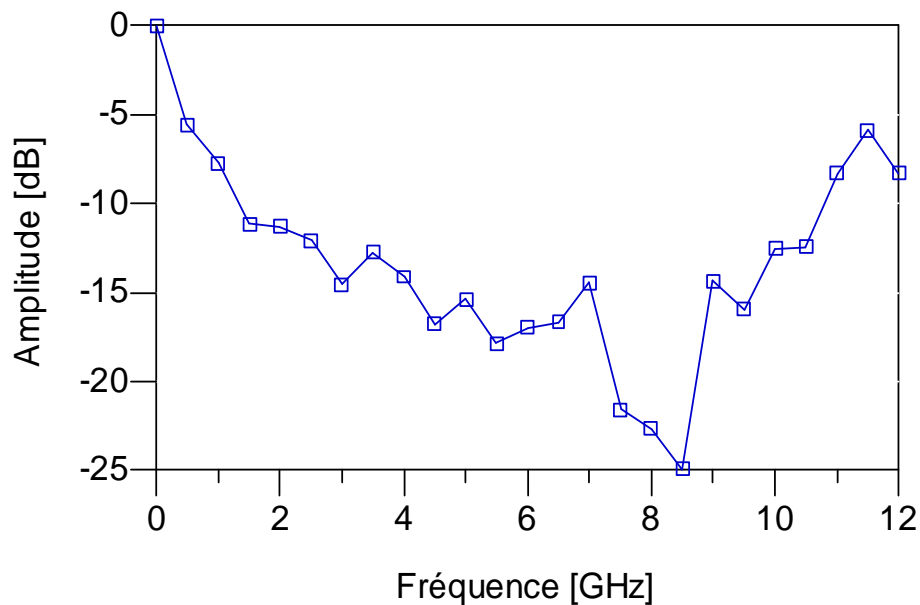


Figure V.3 : Variation du module du coefficient de réflexion S_{11} simulé en fonction de la fréquence.

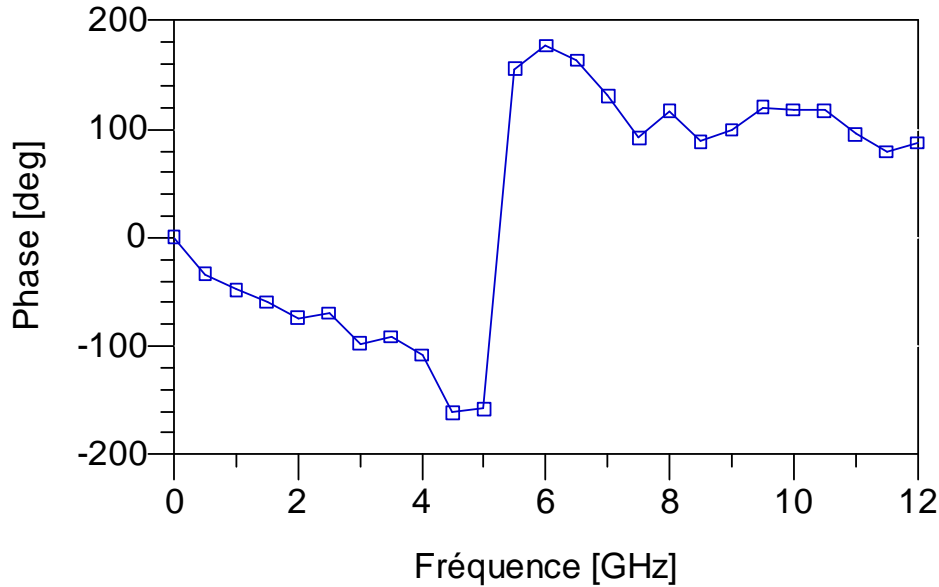


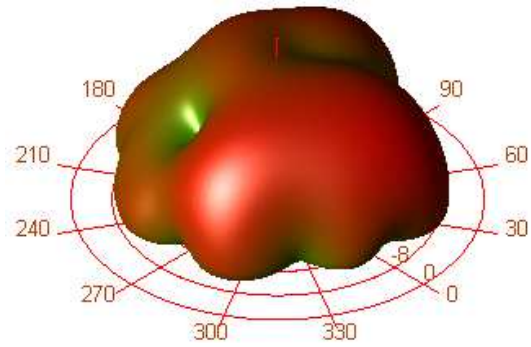
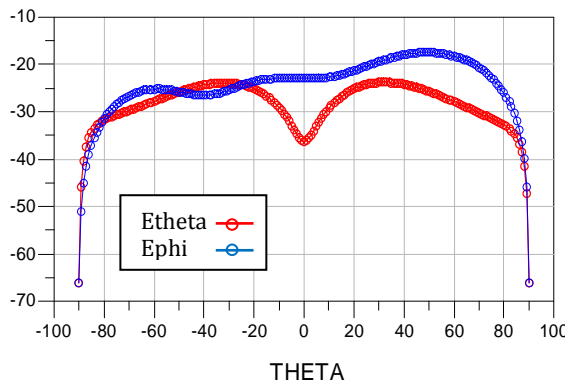
Figure V.4 : Variation de la phase du coefficient de réflexion S_{11} simulé en fonction de la fréquence.

D'après la figure V.3 on remarque que l'antenne fonctionne de 1,34 GHz à 10,8 GHz ce qui permet d'avoir une bande passante de 111,29 %. L'antenne est parfaitement adaptée dans la totalité de la bande passante.

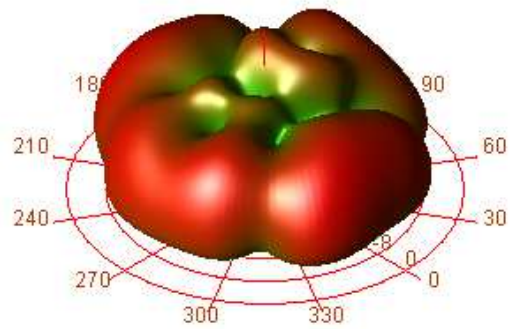
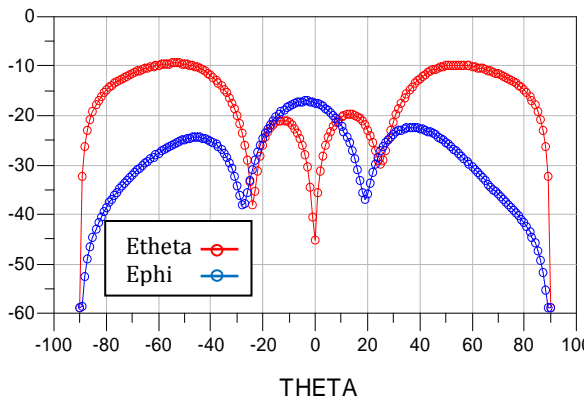
Le tableau V.1 montre les différents résultats de gain et de directivité obtenue pour quelques fréquences réparties sur toute la bande de fréquences à savoir 3, 5, 7, 8.5 et 10 GHz. Cette structure présente un gain presque constant à partir de la fréquence centrale vers les hautes fréquences. Un maximum de gain est obtenu pour la valeur de 8.5 GHz. Les diagrammes de rayonnement qui correspondent à ces résultats sont représentés par la figure V.5.

Fréquence(GHz)	Gain(dB)	directivité	E (theta) max	E (phi) max
3GHz	-1.93	8.27	0.049	0.145
5GHz	0.90	7.87	0.36	0.037
7GHz	1.59	11.66	0.72	0.32
8.5GHz	3.18	10.92	1.10	0.137
10GHz	2.76	12.49	1.12	0.14

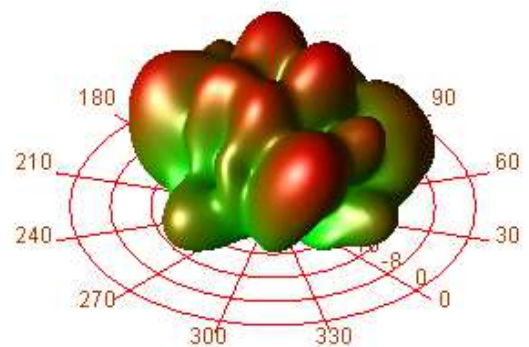
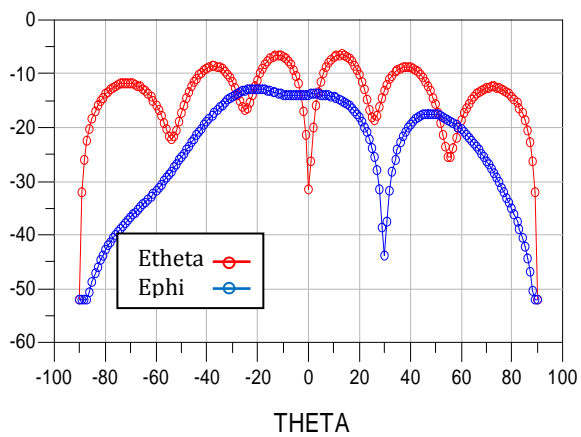
Tableau V.1 : Gain, directivité et E_{max} pour différentes valeurs de fréquences.



3GHz



5GHz



7GHz

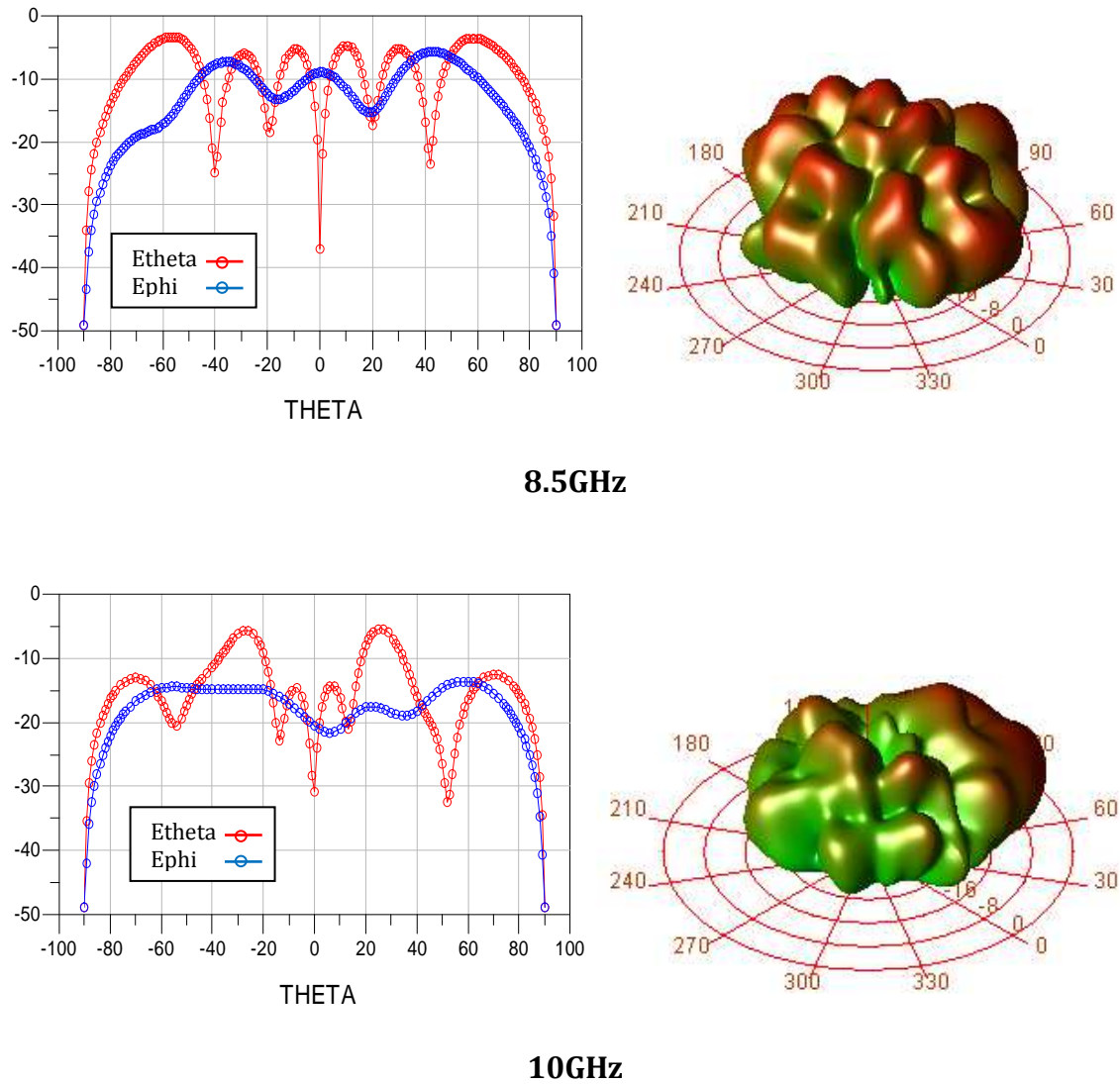


Figure V.5 : Diagramme de rayonnement en plan E(2D) et en(3D) .

La figure V.5 représente les diagrammes de rayonnement de l'antenne tracés en plan E pour différentes valeurs de fréquences. Pour E_θ et pour la fréquence de 3GHz, on remarque que le diagramme présente deux lobes principaux à grande ouverture. Pour les fréquences supérieures il y a apparition de plusieurs lobes secondaires. Néanmoins, pour E_ϕ le diagramme a un seul lobe principal pour la fréquence basse et qui se subdivise en deux pour les fréquences supérieures.

V.3.1.3 Effet de la position de la ligne d'alimentation

La figure V.6 montre la variation du coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la distance « D » entre le centre de la fente circulaire et le centre de la ligne

d'alimentation à faible impédance. Il est observé que le coefficient de réflexion de la haute fréquence varie beaucoup plus petite que celle de basse fréquence.

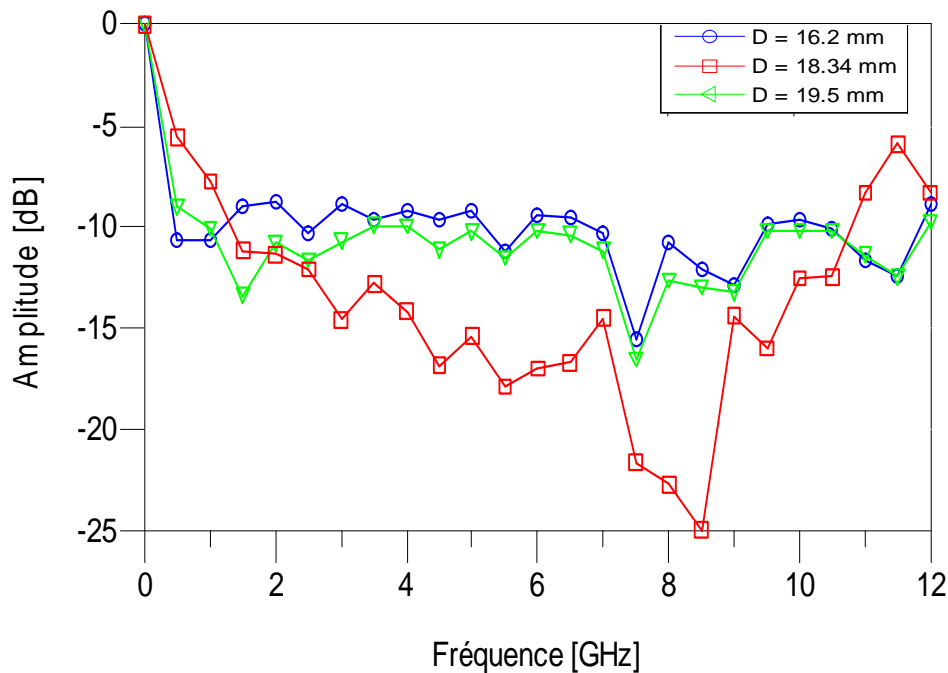


Figure V. 6 : L'amplitude du coefficient de réflexion S11 pour différentes valeurs de D.

Il a également été constaté que la distance entre le centre de la ligne d'alimentation à faible impédance et le centre de la fente circulaire (D) a une grande influence sur le module du coefficient de réflexion. L'adaptation de cette antenne sera essentiellement assurée par une meilleure transition en la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant pour la valeur D=18.34mm.

En effet, l'antenne a un fonctionnement multibande : le tableau V.2 donne les bandes de fréquences de fonctionnement pour les différentes valeurs de D.

Valeurs de D	bandes de fréquences	Fonctionnement
D=16,2mm	[7GHz-9,5GHz] [10,5GHz-11,8GHz]	Bi-bande
D=19,5mm	[1GHz-3,5GHz], [4GHz-10GHz], [10,5GHz-12GHz]	Tri-bande
D= 18,34mm	[1, 34 GHz - 10,8GHz]	ULB

Tableau V.2 : bandes de fréquences de fonctionnement pour les différentes valeurs de D.

V.3.2 Antenne ULB à trois anneaux concentriques

La deuxième application proposée dans ce chapitre concerne une antenne imprimée concentrique à trois anneaux. Plusieurs auteurs ont étudiés la conception de ce type d'antennes pour les différents systèmes de communications sans fil. Elle a été largement utilisée dans les systèmes ULB [29], et principalement dans les applications radars et imagerie médicale vu de ses performances significatives en terme de bande passante.

V.3.2.1 Géométrie de l'antenne proposée

La configuration de l'antenne proposée est montrée sur figure V.9 [29]. Celle-ci est constituée d'un élément circulaire et de trois anneaux concentriques. Les éléments rayonnants de l'antenne sont imprimées sur un substrat à faible constante diélectrique ($\epsilon_r = 2.33$ et une épaisseur de 2mm). L'effet de l'utilisation d'un substrat diélectrique de faible coefficient de permittivité est la diminution de la perte diélectrique dans le substrat, l'augmentation du gain de l'antenne et une bande passante plus large [52, 53].

Pour l'alimentation nous avons choisi le couplage par proximité, pour cela nous avons utilisé une ligne microruban d'impédance caractéristique de 50Ω et d'une largeur $w=4.2\text{mm}$ imprimée sur une cellule de $30 \times 30 \text{ mm}^2$ de même substrat que celui utilisé précédemment. Le choix s'est porté à cette technique car elle rassemble la caractéristique de la simplicité et le fonctionnement large bande.

Les rayons intérieurs et extérieurs des anneaux (voir Figure V.7) sont égaux à $a_1=4\text{mm}$, $b_1=5\text{mm}$, $a_2=8\text{mm}$, $b_2=9\text{mm}$, $a_3=12\text{mm}$, $b_3=13\text{mm}$ respectivement, pour une valeur de $c=1\text{mm}$ et de $d=3\text{mm}$.

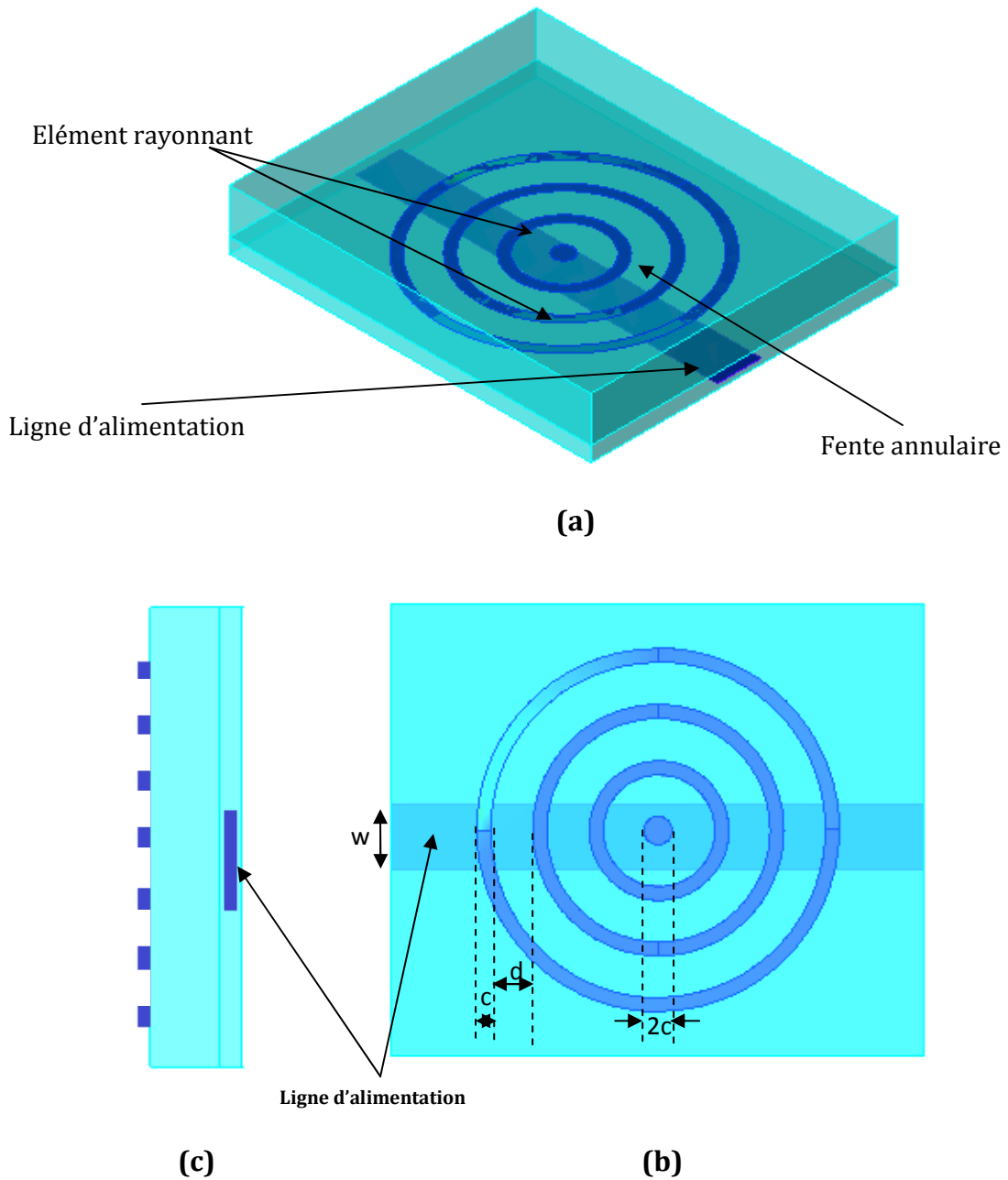


Figure V.7 : (a) Structure générale de l'antenne, (b) vue de dessus, (c) vue de côté .

V.3.2.2 Résultats de simulation

Le module du coefficient de réflexion simulé est tracé sur la Figure V.8. La bande d'adaptation mesurée est 1.5-11 GHz pour $S_{11} < -9.5$ dB soit une bande relative d'environ 95% .

La modification des caractéristiques géométriques de l'antenne de référence en particulier la largeur et la position de la ligne d'alimentation, la faible constante diélectrique du substrat et l'ajout de l'élément circulaire a permis d'avoir de bon résultats.

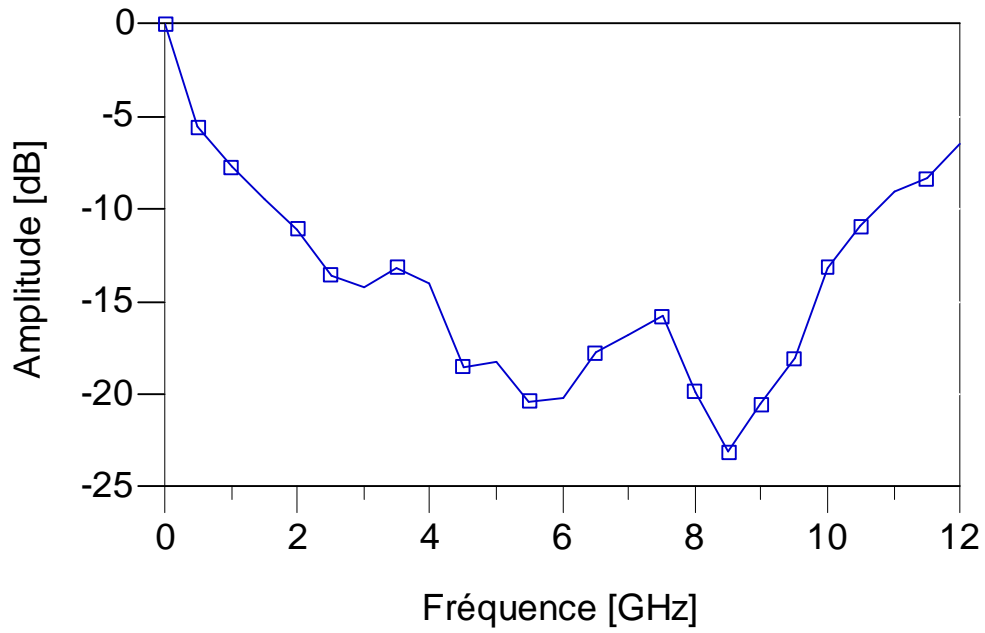


Figure V.8 : Variation du module du coefficient de réflexion S_{11} simulé en fonction de la fréquence.

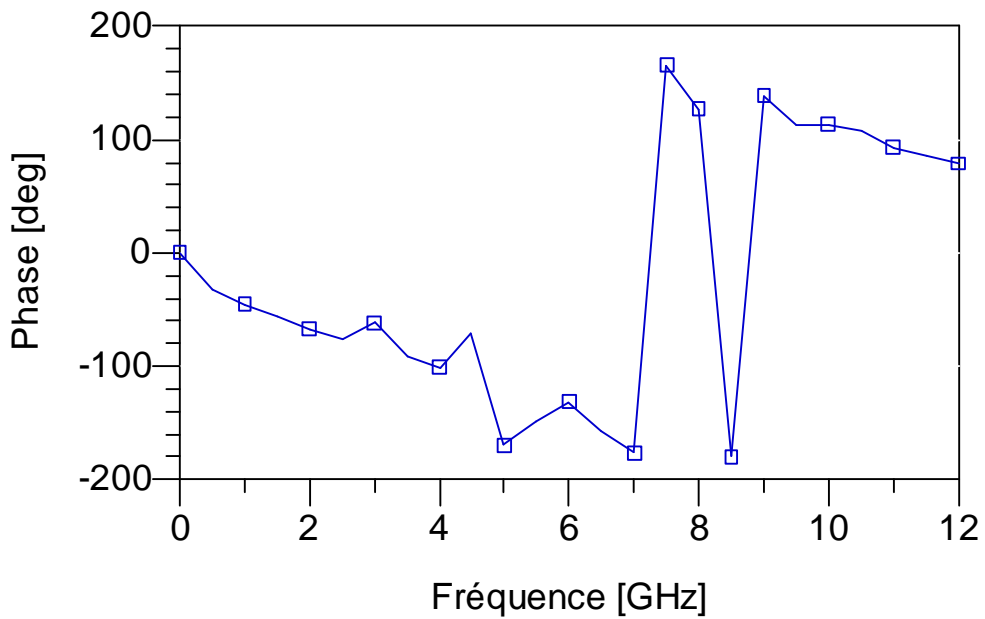


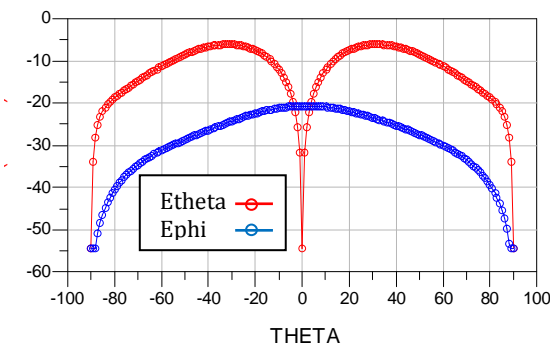
Figure V.9 : Variation de la phase du coefficient de réflexion S_{11} simulé en fonction de la fréquence.

Cette antenne offre un gain maximal de 5.25dB à 8GHz . Le tableau V.3 montre les différents résultats de gain et de directivité obtenus pour quelques fréquences réparties sur toute la bande de fréquences (3, 5, 8, 8.5, 10 et 10GHz).

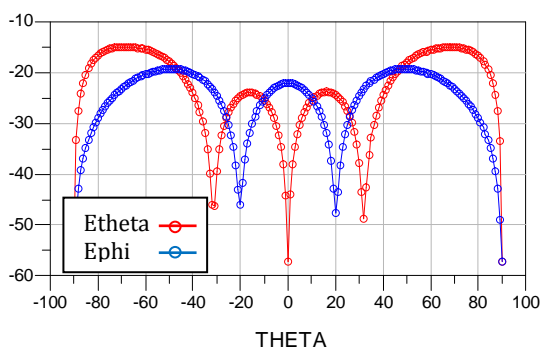
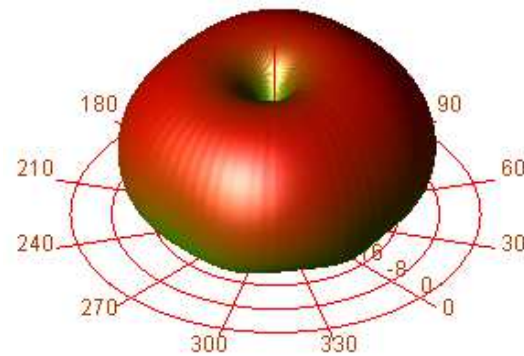
Fréquence(GHz)	Gain(dB)	directivité	E (theta) max	E (phi) max
3GHz	-1.28	7.76	0.14	0.574
5GHz	0.12	9.04	0.436	0.065
8GHz	5.24	13.73	0.18	1.48
8.5GHz	0.79	11.17	0.039	0.9
10GHz	2.86	13.87	1.11	0.16
10.5GHz	4.48	14.51	0.005	0.005

Tableau V.3 : Gain, directivité et Emax pour différentes valeurs de fréquences.

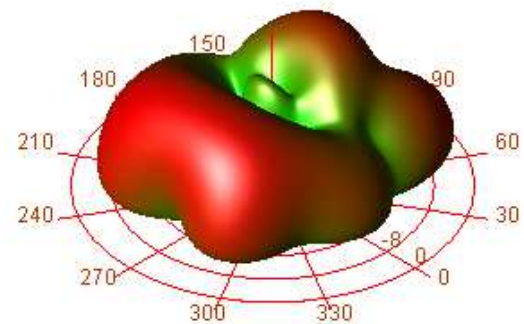
Remarquons d'après les résultats de ces diagrammes, que l'antenne présente un gain plus directif dans les hautes fréquences, avec un maximum de directivité au tour de la fréquence de 10GHz. Le gain maximal connaît un écart supérieur à 1 dB sur la bande 8-11 GHz. Les diagrammes de rayonnement simulés en 2D et 3D de cette sont présentés sur la figure V.10.

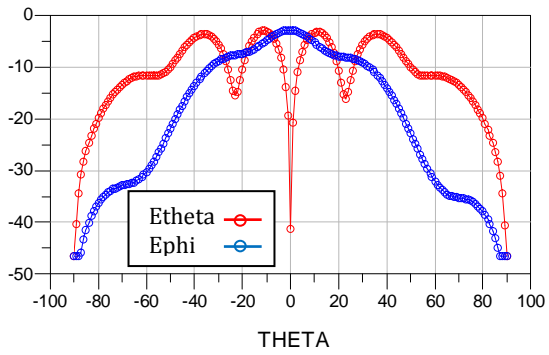


3GHz

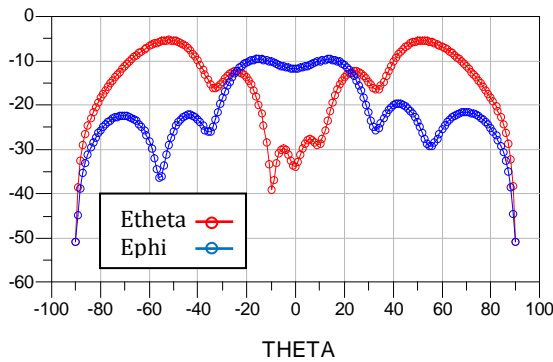
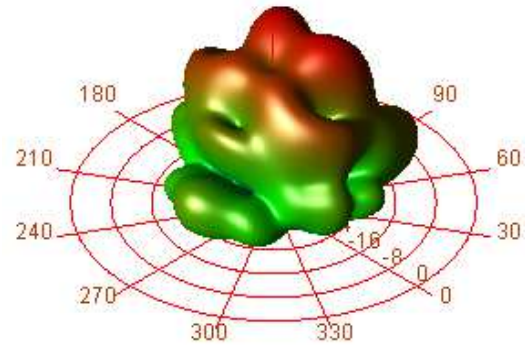


5GHz

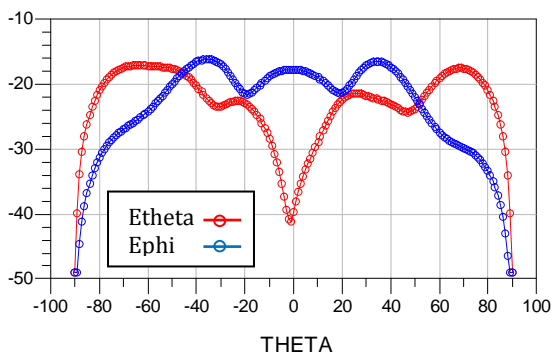
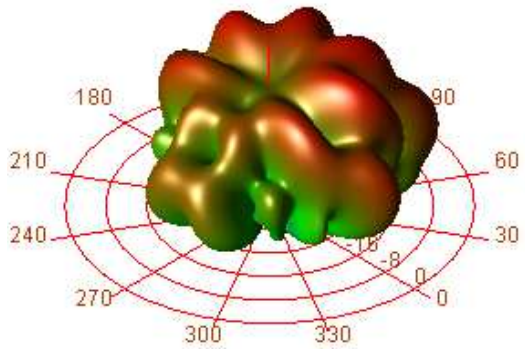




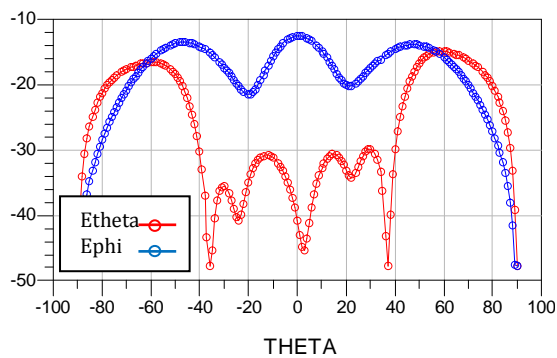
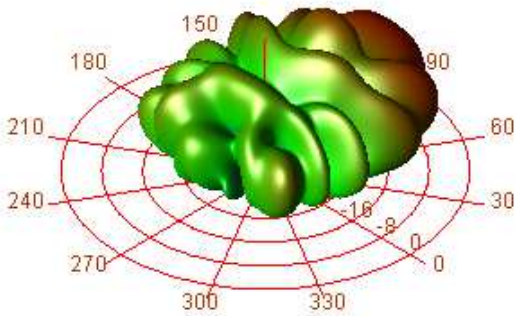
8GHz



8.5GHz



10GHz



10.5GHz

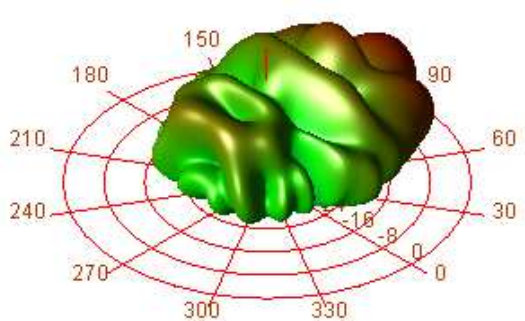


Figure V.10 : Diagramme de rayonnement en plan E (2D) et en (3D).

Pour le tracé dans le plan E à 3GHz, E_θ présente deux lobes principaux à grandes ouvertures. Lorsque la fréquence augmente, on observe une légère diminution de l'ouverture. De plus il y a apparition de plusieurs lobes secondaires. Cependant, il y a une diminution de l'amplitude lorsque la fréquence augmente.

Par contre pour E_ϕ , il y a un seul lobe avec un niveau légèrement inférieur, ce dernier passe d'un lobe à grande ouverture à trois lobes en augmentant la fréquence. nous constatons également une amélioration au niveau d'amplitude lorsque la fréquence augmente.

V.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre deux structures d'antennes en anneaux concentriques fonctionnant dans la bande fréquentielle [3-10]GHz et opérant dans la technologie ULB.

Parmi les facteurs les plus importants pour ces antennes est la technique d'alimentation. Une modification au niveau de sa position, nous a donné un meilleur résultat, elle s'agit à la fois sur l'adaptation de l'antenne et aussi sur son encombrement.

Ces antennes présentent des performances d'adaptation, de stabilité du rayonnement et de gain sur une très large bande (1.5-11 GHz), acceptables pour une application ULB. Sa faible épaisseur (2 mm) permet l'utilisation de cette antenne dans plusieurs dispositifs de communications. Leur caractérisation permet de les positionner par rapport au compromis performances-coût-taille qui dirige le choix de telle ou telle structure suivant les spécificités de l'application.

Conclusion générale

Conclusion générale

Au cours de cette étude, nous nous sommes intéressés à l'étude des antennes imprimées en anneaux concentriques fonctionnant en multibandes sous différentes formes. Le but de ce travail concerne l'analyse, l'optimisation et la conception de ce type d'antennes. Nous avons montré la possibilité de l'obtention d'un comportement multifréquence et d'une augmentation de la largeur de la bande passante à partir d'une antenne concentrique à éléments rayonnants de forme d'anneau.

Nous avons dans un premier temps présenté l'essentiel de la théorie des antennes, ainsi que la technologie des antennes imprimées et leurs caractéristiques spéciales par rapport aux autres antennes. Ensuite, nous avons présenté une étude théorique et analytique concernant les antennes en anneaux concentriques de formes rectangulaires et circulaires. Ceci nous a permis de voir l'influence des paramètres tels que la géométrie de l'antenne et le type de l'anneau étudié sur la forme du diagramme de rayonnement obtenu, et donc choisir les meilleurs paramètres afin de réduire le temps d'optimisation et de favoriser l'approche vers un meilleur résultat. Nous avons agi aussi sur la position de l'alimentation.

Ces antennes possèdent une bonne qualité d'intégration, un bon rapport de gain et un rayonnement multifaisceaux et donc la possibilité de fonctionner à plusieurs bandes de fréquences. Le fonctionnement multi-bande de l'antenne est obtenu à l'aide de l'utilisation de plusieurs anneaux concentriques.

Le dimensionnement des éléments rayonnants de cette antenne lui confère l'avantage d'être flexible, c'est à dire qu'elle peut être facilement modifiée pour satisfaire à d'autres applications ou bandes de fréquences. En jouant sur les

dimensions et les coordonnées du point d'alimentation afin d'aboutir à une antenne multi-bande mais avec seulement les fréquences de résonance désirées.

Les travaux présentés dans cette thèse ont permis de concevoir des antennes imprimées de formes concentrique présentant un fonctionnement multi-bande applicables à des systèmes de télécommunications et plus précisément aux alentours des bandes C et X et Ku.

D'autres structures d'antennes en anneaux concentriques ont été proposées, ceux sont des antennes permettant un fonctionnement Ultra large bandes, Ces structures montrent une efficacité émergente dans l'augmentation de la largeur de la bande de l'antenne. Elles comportent un aspect très large bande lorsque les applications envisagées sont liées à des critères de haut débit de transmission d'informations.

La conception des différentes structures d'antennes concentriques a été réalisée à l'aide du logiciel ADS /Momentum. Sa formulation est basée sur la méthode des moments.

Plusieurs perspectives peuvent être envisagées à partir des travaux de cette thèse, Tout d'abord, il paraît intéressant de continuer les recherches sur les antennes imprimées en optimisant ces structures. Egalement, pour valider les résultats d'antennes simulées, il est important de réaliser les structures proposées et effectuer des mesures sur ces différentes configurations qui donnent des résultats promoteurs pour une application industrielle.

Un autre axe de recherche intéressant concernant ces antennes concentriques multi-bandes, consisterait en l'étude d'autres formes des anneaux concentriques. En effet, ce paramètre important peut varier énormément les formes des diagramme de rayonnement de ce type d'antennes.

Références bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] Odile Picon et coll, « Les antennes Théorie, conception et application », Dunod, Paris, 2009, ISBN 978-2-10-054245-1.
- [2] Balanis, C.A, « Antenna Theory: Analysis and Design», John Wiley & Sons, Inc, 1997.
- [3] Fabien FERRERO, « Reconfiguration dynamique d'antennes imprimées en directivité et polarisation », Thèse de Doctorat de l'université de Nice-Sophia Antipolis, Spécialité : Electronique, 2007.
- [4] Xin Wang, Lan Yao, Fujun Xu, Dongchun Zhou, Yiping Qiu, « Design and Characterization of Conformal Microstrip Antennas Integrated into 3D Orthogonal Woven Fabrics », Journal of Engineered Fibers and Fabrics, Volume 7-Issue 2, 2012.
- [5] Ulaby, F.T, "Fundamentals of Applied Electromagnetics", Prentice Hall, 1999.
- [6] M. Gujral, J.L.W. Li, T. Yuan, and C. W. Qiu, "Bandwidth improvement of Microstrip antenna array using dummy ebg pattern on feedline", National University of Singapore, Progress In Electromagnetics Research, Vol. 127, pp79-92, 2012.
- [7] Makarov, S.N, "Antenna and EM Modeling with MATLAB", John Wiley & Sons, Inc, 2002.
- [8] Alireza Kazemipour, « Contribution à l'étude du couplage entre antennes, application à la compatibilité électromagnétique et à la conception d'antennes et de réseaux d'antennes », Thèse de doctorat de l'école nationale supérieure des télécommunications , Spécialité : Communications et Electronique , juin 2002.

- [9] Yu-Ming Lee, Shuming T. Wang, Hsien-Chiao Teng, and Shen Cherng, "A Functional Microstrip Circuit Module For Annular Slot Antenna", Progress In Electromagnetics Research, Vol. 136, pp255-267, 2013
- [10] Daihua Wang, Linli Song, Hanchang Zhou, Zhijie Zhang," A Compact Annular Ring Microstrip Antenna for WSN Applications," , pp8663-8674 Sensors 2012;
- [11] Vaudon Patrick, « Les antennes imprimées »; Master Recherche Télécommunication Hautes Fréquences et Optiques, IRCOM- Université de Limoges,2004.
- [12] P. Mythili, A. Das, «Simple approach to determine resonant frequencies of crostrip antennas», IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 145, No. 2, April 1998.
- [13] L. Merad, « Modélisation et optimisation de réseaux d'antennes imprimées par les réseaux de neurones et les méthodes stochastiques», Thèse de Doctorat, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, juin 2005.
- [14] Md. Maruf Ahamed, Kishore Bhowmik, Md. Shahidulla, Md. Shihabul Islam, Md. Abdur Rahman," Rectangular Microstrip Patch Antenna at 2GHZ on Different Dielectric Constant for Pervasive Wireless Communication", International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), Vol.2, No.3, , pp. 417 - 424, June 2012.
- [15] David M. Pozar, Daniel H. Schaubert , "Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays",2002.
- [16] Chouti Leila, « Contribution à l'étude des antennes imprimées rectangulaires double et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage », Mémoire de Magister en électronique, option : Micro-ondes; Université Mentouri de Constantine, (Janvier 2009).
- [17] S. Courreges, "Les matériaux ferroélectriques et supraconducteurs appliqués à la conception de dispositifs micro-ondes", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2007.
- [18] James, J. R, and P. S. Hall(Eds),"Handbook of Microstrip Antennas", Peter Peregrinus, London, UK,1989.
- [19] Pozar, D. M, "Microstrip Antennas", Proc.IEEE, Vol. 80, pp. 79-91, 1992.
- [20] A. Mirkamali, P. S. Hall, M. Soleimani, "Elliptical multiple-ring monopole antennas," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, no. 1, Jan, pp. 4-8, 2006.

- [21] Sami hebib, « Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales », Thèse de doctorat, l'université de Toulouse III- Paul Sabatier-2008.
- [22] Hong-Son CHU, « Couplage Algorithmes Génétiques et TLM pour la conception des antennes imprimées miniatures », Thèse de doctorat de l'université de Nice-Sophia Antipolis Discipline : Electronique, juin 2004.
- [23] Yazid Hmeydi, « Réalisation et mise au point d'un système de brouillage GSM900- 1800 », Projet de fin d'études, Institut Supérieur des Etudes Technologique en Communication de Tunis. (2009),
- [24] Hafedh Ben IBRAHIM GAHA, « Analyse et Conception des Antennes Fractales Applications aux Télécommunications Large Bande », Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse (France) et de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis de l'Université EL-MANAR (Tunisie), Spécialité : Micro-ondes, Electromagnétiques et Optoélectronique/Communication (Juillet 2007).
- [25] Y. S. Liu, J. S. Sun, R. H. Lu, Y. J. Lee, "New multiband printed meander antenna for wireless applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 47, no. 6, Dec. 2005, pp. 539-543.
- [26] P. Eratuuli, P. Haapala, P. Vainikainen, "Dual frequency wire antennas," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 12, Jun. 1996, pp. 1051-1052.
- [27] N. Behdad and K. Sarabandi, "Wideband double-element ring slot antenna", *ELECTRONICS LETTERS*, Vol. 40 No. 7, April 2004.
- [28] D.M. Kokotoff, R.B. Waterhouse, C.R. Birtcher, J.T. Aberle, «annular ring coupled circular patch with enhanced performance». *Electronics letters*, Vol.33, No. 24, 20th November 1997.
- [29] Debatosh Guha, Senior Member, IEEE, Sujoy Biswas, Manotosh Biswas, Jawad Y. Siddiqui, Member, IEEE, and Yahia M. M. Antar, Fellow, IEEE, "Concentric Ring-Shaped Defected Ground Structures for Microstrip Applications" ,*IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, Vol. 5, 2006.
- [30] P. Bafrooei, L. Shafai, «Characteristics of single and double layer microstrip square antennas », *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 47, NO. 10, October 1999.
- [31] I.S. Misra, S.K. Chowdhury, «Study of impedance and radiation properties of a concentric microstrip triangular-ring antenna and its modelling techniques using

- FDTD method».IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 46, NO. 4, April 1998.
- [32] C. Puente, J. Romeu, A. Cardama, "The Koch monopole: A small Fractal antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 48, no. 11, pp. 1773-1781, Nov 2000.
- [33] C. T. P. Song, P. S. Hall, H. Ghafouri-Shiraz, D. Wake, "Fractal stacked monopole with very wide bandwidth," Electronics Letters, vol. 35, no.12, Jun. 1999, pp. 945-946.
- [34] M. Sindou, G. Ablart, C. Sourdois, "Multiband and wideband properties of printed Fractal branched antennas," Electronics Letters, vol. 35, no. 3, Feb. 1999, pp. 181-182.
- [35] K. Arun, G. Ramesh, « Input Impedance of Annular Ring Microstrip Antenna Using Circuit Theory approach», IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP-33, No. 4, April 1985.
- [36] E. H. Newman, and P.Tylyathan, "Analysis of microstrip antennas using moment methods", IEEE Transaction on Antennas and Propagations, Vol. AP-29, N°. 1, pp. 47-53, January 1989.
- [37]: P. R. Haddad and D. M. Pozar "Anomalous mutual coupling between microstrip antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, Vol. 42, N°. 11, pp.1545-1549, November 1994.
- [38] David bidou," contribution à l'étude d'antennes fort gain applications dans le domaine millimétrique », Thèse de Doctorat de l'université de Limoges Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique" Spécialité : "Télécommunications",2003.
- [39] P. Bafrooei, L. Shafai, «Characteristics of single and double layer microstrip square antennas », IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 47, NO. 10, October1999.
- [40] D.M. Kokotoff, R.B. Waterhouse, C.R. Birtcher, J.T. Aberle, «annular ring coupled circular patch with enhanced performance», Electronics letters, Vol.33, No. 24, 20th November 1997.
- [41] H. Liu, X.-F. Hu, «Input impedance analysis of a microstrip annular ring antenna with a thick substrate », Progress In Electromagnetics Research, Pier 12, 177-204, 1996.

- [42] C. Hoymann, P. Püttner, and I. Forkel, "The HIPERMAN standard - a performance analysis," IST - Mobile & Wireless Communications Summit 2003, vol. 0, pp. 827–831, Jun 2003.
- [43] Fleury Sébastien, GIROD Jean-Marc, Watanabe Ryo, « Les satellites et le VSAT », 2000.
- [44] J. G. Andrews, A. Ghosh, and R. Muhamed, "Fundamentals of WiMAX - Understanding Broadband Wireless Networking." Pearson Education. Inc, 2007.
- [45] A. Kwok, "Frequency and Channel Assignments", Design Handbook, DSN Telecommunications Link, December 2009.
- [46] Xavier Begaud, « Contribution à la recherche d'un système antenne pour la radio logicielle », Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Mémoire d'Habilitation à Diriger des Recherches, Juin 2007.
- [47] Nicolas Fortino, "Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra Large Bande impulsions", Thèse de doctorat de l'université de Nice-Sophia Antipolis, Discipline : Electronique, Février 2006.
- [48] F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj, "Dual-band circularly polarized microstrip antenna for satellite applications," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 4, 2005, pp. 13-15.
- [49] Y. Coulibaly and T. A. Denidni, "Design of a Broadband Hybrid Dielectric Resonator Antenna for X-Band Applications," Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Vol. 20, No. 12, pp. 1629-1642. 2006.
- [50] A. C. Lepage, X. Begaud, G. Le Ray, A. Sharaiha, S. Chainon, M. Himdi, "Antenne UWB compacte en mousse métallisée", 13^{ème} Journées Internationales de Nice sur les Antennes, Nice, France, November 2004.
- [51] S. Azzaz Rahmani, N. Bouklihacene, " Ultra-Wide-Band Microstrip Concentric Annular Ring Antenna for Wireless Communications", International Journal of Computer Science Issues IJCSI, Vol. 9, Issue 1, No 2, pp. 132-134, January 2012.
- [52] Y. HOON SUH, I. PARK, "A broadband concentric annular slot antenna ", Antennas and Propagation Society, 2001 IEEE International Sym , Volume 1, pp 94 -97, 18-13 July 2001.
- [53] K. Arun, G. Ramesh, « Input Impedance of Annular Ring Microstrip Antenna Using Circuit Theory approach », IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP-33, No. 4, April 1985.

- [54] N.S. Nurie, R.J. Langley, « Input impedance of concentric ring microstrip antennas for dual frequency band operation including surface wave coupling», IEE proceedings, Vol. 137, Pt. H, No. 6, December 1990.
- [55] J.C. Batchelor, R.J. Langley, « Microstrip ring antennas operating at higher order modes for mobile communications », IEE Proc.-Microwave Antennas Propag, Vol. 142, No. 2, April 1995.
- [58] S. Luo, M. Thorburn, V.K. Tripathi, «Modelling of multiple coupled concentric open and closed microstrip ring structure», IEE Proceedings-H. Vol. 13X, No. 6. December 1991.
- [59] Binod K. Kanaujial, A. K. Singh 2, R. K. Maurya 3 and Shiva .Jaiswnl," Concentric Annular Ring Microstrip Antenna Array", from IEEE Xplore, Restrictions apply. November 2008.
- [60] H.K. Kan, R.B. Waterhouse and D. Pavlickovski," Compact dual concentric ring printed antennas", IEE Proc.-Microw. Antennas Propag, Vol. 151, No. 1, February 2004.

Annexes

Annexe A

L'admittance selfique $Y_n^s(x)$ est donnée par :

$$\bar{Y}_n^s(x) = \bar{g}_n^s + j\bar{b}_n^s \quad (\text{A.1.})$$

Où ::

$$\bar{g}_n^s = \frac{h}{2(1 + \delta_n)n_0x} [(1 + \delta_n)(k_0x)^2 I_1 + n^2(1 - \delta_n)I_2] \quad (\text{A.2.})$$

$$n_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}, \quad \delta_n = 1 \quad \text{pour } n = 0 \quad (\text{A.3.})$$

$$\delta_n = 0 \quad \text{pour } n > 0$$

Avec :

$$I_1 = \int_0^\pi [J_n'(k_0x \sin \theta)]^2 \sin \theta d\theta \quad (\text{A.4.})$$

$$I_2 = \int_0^\pi \frac{\cos^2 \theta}{\sin \theta} J_n^2(k_0x \sin \theta) d\theta \quad (\text{A.5.})$$

Où : $J_n(p)$ est la fonction de Bessel d'ordre n et $J_n'(p)$ est sa première dérivée suivant p .

$$\bar{b}_n^s = \frac{k_1x}{w\mu} \cdot \frac{J_n'(k_1x)Y_n'(k_1x_e) - Y_n'(k_1x)J_n'(k_1x_e)}{J_n(k_1x)Y_n'(k_1x_e) - Y_n(k_1x)J_n'(k_1x_e)} \quad (\text{A.6.})$$

$Y_n(p)$: est la fonction de Neumann et $Y_n'(p)$ ses premières dérivées.

x_e : est le rayon efficace donné par :

$$x_e = x \left(1 + \frac{2hd}{\pi d \epsilon_r} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{A.7.})$$

$$d = 2n \left(\frac{x}{2h} \right) + 1.41\epsilon_r + 1.77 + \frac{h}{x} (0.268\epsilon_r + 1.65) \quad (\text{A.8.})$$

L'admittance mutuelle est donnée par :

$$\bar{Y}_n^m(x, y) = \frac{xyhj}{2\pi w\mu} \int_0^2 \cos\phi \left[\int_0^{2\pi} \cos n\alpha \frac{e^{-jk_0 r_1}}{3} \cdot \left(\frac{2 \cos(\phi - \alpha)(1 + jk_0 r_1) + (y \cos(\phi - \alpha) - x)(y - x \cos(\phi - \alpha))}{r_1^2} \right) \cdot (k_0^2 r_1^2 - 3jk_0 r_1 - 3) d\alpha \right] d \quad (\text{A.8.})$$

Où :

$$r_1^2 = x^2 + y^2 - 2xy \cos(\phi - \alpha) \quad (\text{A.9.})$$

Et :

$$k_1 = w\sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}, k_0 = w\sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad (\text{A.10.})$$

Avec :

$$g_1 = -\frac{j}{w\mu\Delta(b, c)} \left[k_1 b \Delta_1(b, c) + \frac{2}{\pi} \right] \quad (\text{A.11.})$$

$$g_2 = -\frac{2j}{\pi w\mu\Delta(c, b)} \quad (\text{A.12.})$$

$$g_3 = \frac{j}{w\mu\Delta(c, b)} \left[k_1 c \Delta_1(c, b) + \frac{2}{\pi} \right] \quad (\text{A.13.})$$

Où ::

$$\Delta(b, c) = J_n(k_1 b) Y_n(k_1 c) - Y_n(k_1 b) J_n(k_1 c) \quad (\text{A.14.})$$

Et :

$$\Delta_1(b, c) = J_n'(k_1 b) Y_n(k_1 c) - Y_n'(k_1 b) J_n(k_1 c) \quad (\text{A.15.})$$

g'_1, g'_2 et g'_3 sont obtenus en remplaçant b par c et c par a dans les équations ci-dessus pour g_1, g_2 , et g_3 .

Annexe B

B.1 Définition

EMPLAN (**E**lectro**M**agnétique analysis of printed structures in **PLAN**erly layered media) est un logiciel pour exécuter l'analyse électromagnétique des circuits multicouches imprimés. Sa formulation est basée sur l'équation intégrale potentielle mélangée (**M**ixed **P**otential **I**ntegral **E**quation : **MPIE**) utilisant des fonctions de Green.

Voici les différentes fonctions que peut faire EMPLAN:

- Les circuits imprimés multicouches et les lignes microrubans peuvent être simulés, grâce à la méthode des moments dans le domaine spatial.
- Les paramètres des circuits à N ports (matrice de dispersion S, matrice d'impédance Z) peuvent être extraits, et calculés jusqu'aux plans de Un maximum de 12 ports ou de 16 couches, peut être simulé.
- Un maillage uniforme ou non uniforme peut être exécuté.
- Le nombre d'inconnus (c'est-à-dire: les fonctions de base) est limité seulement par l'espace mémoire de l'ordinateur.
- Les fonctions de Green du domaine spatial et spectral peuvent être écrites sur le disque.
- Les exponentiels des fonctions de Green du domaine spatial de forme fermée peuvent être écrits sur le disque.
- Les coordonnées de fonctions de base peuvent être écrites sur le disque.

Les informations sur les couches et d'autres paramètres de circuit sont données au simulateur en employant un fichier de données. On peut aussi utiliser n'importe quel logiciel de dessin de conception assistée par ordinateur **CAO** qui soutient des fichiers à extension **DXF** (AutoShetch ou semblable) pour dessiner les circuits.

Un traducteur de **DXF** est fourni pour traduire les schémas de circuits au format de fichier de données d'EMPLAN. Les formats soutenus du fichier à extension **DXF** (.dxf) sont **AUTOCAD R12/lt2** et **AUTOCAD R14/lt98/lt97**.

B.2 Condition d'installation

- ☞ Logiciel d'exploitation version **NT4. 0** de **Windows Microsoft**.
- ☞ 20 Moctets d'espace libre sur le disque dur.
- ☞ 32 Moctets de RAM libre pour des grands problèmes électromagnétiques, une RAM libre de 64 ou 96 Moctets est vivement recommandée.
- ☞ Un logiciel de **CAO** graphique capable d'exporter les schémas dans le format de fichier à extension **DXF**, pour dessiner les circuits.
- ☞ Au moins un affichage graphique superbe de **VGA**.

Notons que les logiciels d'exploitation officiellement soutenus sont la famille de NT (Windows NT 4,0 ; Windows 2000 ;...). L'EMPLAN n'est pas soutenu pour d'autres systèmes d'exploitation de Windows Microsoft pour l'instant. Aussi, il n'est pas obligatoire d'avoir un logiciel cher et complexe de dessin (comme **AUTO CAD**), les autres outils de dessin relativement simple feront l'affaire. Dans notre cas, nous avons utilisé l'éditeur graphique de circuit du logiciel « **Sonnet** » qui est '**Xgeom**' [21].

B.3 Simulation rapide

Pour une simulation rapide, on peut suivre les étapes suivantes :

- ☞ Lancer **xemplan** en utilisant l'article de menu dans le menu de démarrage.
- ☞ Appuyer sur le bouton de charge **LOAD**.
- ☞ En utilisant le dialogue du fichier, choisir un fichier de données (.lay) à partir de l'annuaire d'exemples et charger le **UPDATE**.
- ☞ Appuyer sur le bouton **RUN** pour lancer la simulation du circuit. Noter que la version de l'algorithme ne pourra pas simuler certains exemples. Cependant, on peut visualiser les résultats précédemment obtenus.
- ☞ Regarder le maillage du circuit en utilisant la commande de maillage (meshing) de **PLOT> circuit mesh**.

- ☞ Attendre jusqu'à ce que la simulation se termine. Regarder les paramètres de circuit en utilisant la commande de **PLOT > circuit parameters**.
- ☞ On peut arrêter la simulation courante à tout moment en employant la commande de **SIMULATION > Kill**.

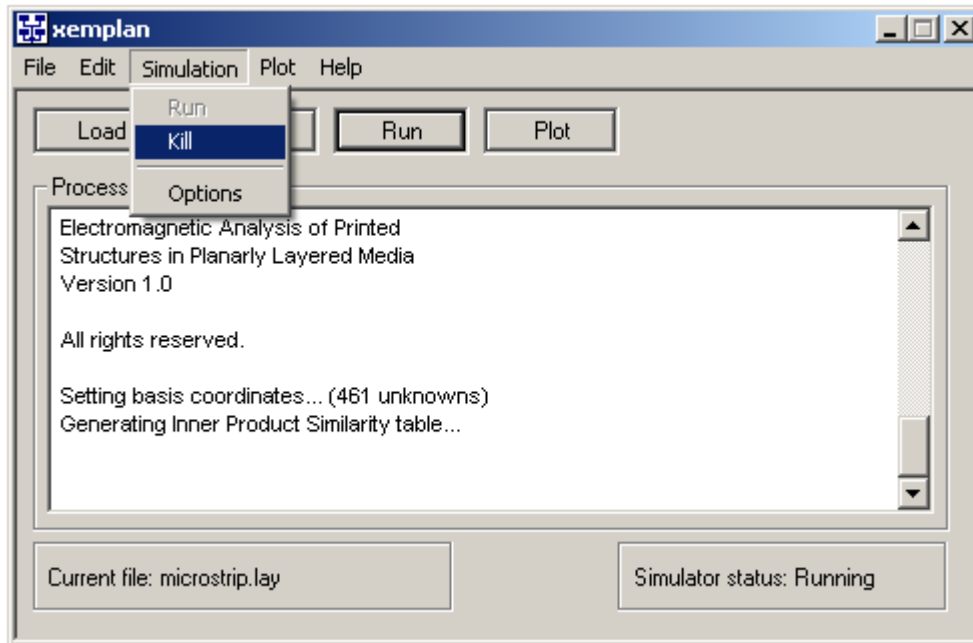


Figure B.1 : L'interface du logiciel EMPLAN.

B.4 Création d'un nouveau circuit

Pour créer un nouveau circuit, il faut :

- ☞ Lancer le rédacteur de dessin qui soutient des fichiers à extension **DXF** (.dxf).
- ☞ Dessiner la géométrie du circuit de telle façon que ses bords coïncident sur les grilles de l'outil du dessin. Si cela n'est pas fait par l'utilisateur, le simulateur fait automatiquement l'affaire et donne comme résultat la déviation (écart) des dimensions originales du circuit. Dans notre cas, nous avons réalisé le dessin "**Sonnet**".
- ☞ Exporter le circuit dans le format **DXF**.
- ☞ Sélectionner la commande de **FILE > New** pour créer le fichier de données. Le nom de fichier doit être le même que le nom du fichier à extension **DXF**, et il devait être dans le même annuaire, par exemple, si le nom du fichier à

extension **DXF** est « *circuit.dxf* », alors le nom du fichier de données doit être « *circuit.lay* ».

- ☞ Modifier le contenu du fichier à l'aide du bouton d'édition **EDIT**. Ajouter les unités, les tailles des cellules, les dimensions, les couches, ...etc. On n'a pas besoin d'écrire au bloc de circuit. Ce bloc sera automatiquement recouvert par le traducteur de **DXF**. Notons que les tailles des cellules indiquées dans le bloc d'arrangement doivent être les mêmes que les tailles des cellules des grilles du schéma de **DXF**. Le nombre d'inconnus ne dépend pas de la densité du maillage sous la segmentation « **MESHING** » non uniforme. Cependant, on peut gagner un temps significatif de simulation si on ajuste bien les tailles de cellules.
- ☞ Mettre à jour le fichier de données, le rédacteur sera automatiquement fermé.
- ☞ Charger le fichier à extension **DXF** (.dxf) qu'on a juste exporté du rédacteur de dessin à l'aide du bouton de charge **UPDATE**. L'information dans le fichier de données sera fusionnée avec l'information de la géométrie dans le fichier de **DXF** pour créer un dossier simple des données.
- ☞ Appuyer le bouton **RUN** pour lancer la simulation du nouveau circuit.
- ☞ Regarder le maillage du circuit en utilisant la commande de **PLOT>circuit Mesh**. S'il y a des erreurs, vérifier le fichier de la géométrie et celui des données.

B.5 Modification du circuit

Pour modifier le circuit existant, il faut :

- ☞ Lancez le rédacteur de dessin qui soutient les fichiers à extension **DXF** (.dxf).
- ☞ Ouvrir le fichier du circuit à modifier (fichier de géométrie).
- ☞ Modifier le circuit suivant les besoins désirés.
- ☞ Exporter le circuit modifié dans le format **.DXF**.
- ☞ Charger le fichier de **DXF** dans « *xemplan* ».
- ☞ Appuyer le bouton **EDIT** pour changer les paramètres de simulation.

B.6 Changement des paramètres de simulation

Pour changer les paramètres de simulation, on suit les étapes suivantes:

- ☞ Appuyer sur le bouton d'édition **EDIT** pour ouvrir le fichier de données.

- ☞ Faire les changements nécessaires du dossier de données. Par exemple, on peut changer la fréquence de simulation ou le nombre de fonctions de base par Lambda en espace libre.
- ☞ Mettre à jour le fichier **UPDATE**, le rédacteur sera automatiquement fermé.
- ☞ Appuyer le bouton **RUN** pour lancer la simulation du nouveau circuit.

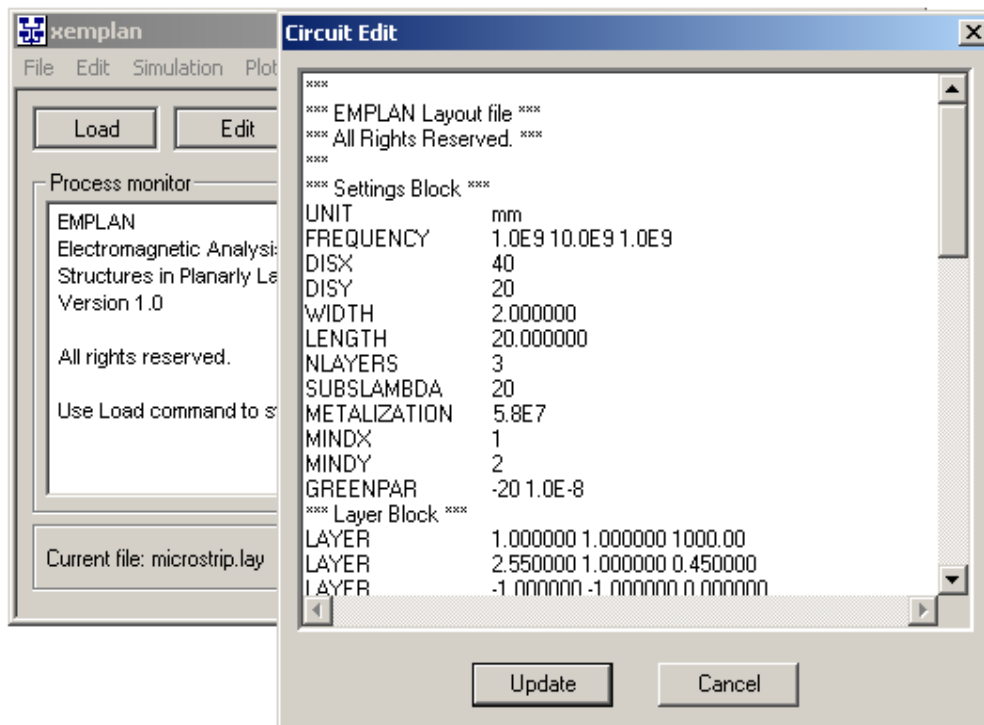


Figure B.2 : Fichier de données du logiciel.

B.7 Visualisation des données de sortie

Le logiciel de simulation doit représenter les résultats dans un format logique et compréhensible. Pour cela, EMPLAN fournit beaucoup de commandes pour aider à visualiser les paramètres de circuit, tels que les paramètres S, la distribution de courant sur les conducteurs et les échantillons des fonctions de Green.

Le simulateur fournit un fichier simple de données pour les paramètres de circuit. Ce fichier est ouvert à chaque fois, de sorte que les paramètres de circuit correspondant aux exécutions consécutives s'accumulent dans ce fichier. Ce fichier contient des informations détaillées sur les paramètres de ports, la convergence des

paramètres du circuit et tous les autres messages d'avertissement qui ont été produits pendant la simulation.

B.7.1 Paramètres du circuit

Pour tracer les paramètres du circuit, la commande **PLOT > circuit parameters** est utilisée. Après le choix de cette commande, le logiciel demande le nom du fichier de sortie, la mise à jour des données **DATA SET** dans le nom du fichier, les paramètres de circuit et le type de la réponse pour être tracés. Le nom du fichier indique où les paramètres de circuit vont être lus. Puisqu'il peut être possible que plus d'un résultat soit contenu dans un fichier de données, un ensemble de résultats doit être également choisi. Par exemple, le choix du dernier fichier de données **DATA SET = last** tracera les paramètres de circuit obtenus en dernière simulation pour ce circuit. De même, le choix du **DATA SET** à (-1) tracera les paramètres de circuit obtenus avant la dernière simulation. On peut tracer jusqu'à la neuvième avant dernière simulation (**DATA SET =-9**). Cette propriété est très utile en comparant les effets des modifications dans le circuit par la fabrication des ensembles consécutifs des simulations.

B.7.2 Distribution du courant

Un fichier pour la distribution du courant n'est pas produit par défaut. Donc, il faut sélectionner l'option appropriée en utilisant le menu d'options pour générer ce fichier. Le fichier de distribution de courant est écrit pour chaque fréquence dans le répertoire de données qui sera créé sous le répertoire du circuit. Puis, on utilise la commande **PLOT > current distribution** dans le menu du traçage pour visualiser la distribution du courant.

B.7.3 Configuration du champ lointain

Le logiciel permet de visualiser la configuration du champ lointain du champ électrique des structures rayonnantes, par le biais de la commande **PLOT > far field**. La configuration du champ lointain est tracée sur le diagramme polaire après normalisation. Il est possible de tracer la configuration dans des plans de θ ou φ

constantes. Le premier peut être employé pour contrôler la polarisation des antennes microrubans.

B.7.4 Fonctions de Green

Comme le fichier pour la distribution du courant, les fichiers des fonctions de Green ne sont pas produits par défaut, donc il faut choisir l'option appropriée en utilisant le menu d'options pour générer ces fichiers. En utilisant les options appropriées, il est possible que le simulateur écrive les échantillons des fonctions de Green du domaine spectral et spatial pour la géométrie à étudier. On note qu'un utilisateur typique n'a pas besoin de ces fichiers, qui sont seulement écrits sur le disque dur pour aider les chercheurs dans ce domaine. Après avoir produit des échantillons des fonctions de Green, on peut utiliser la commande **PLOT > Green's functions** dans le menu de traçage pour visualiser les fonctions de Green du domaine spatial .

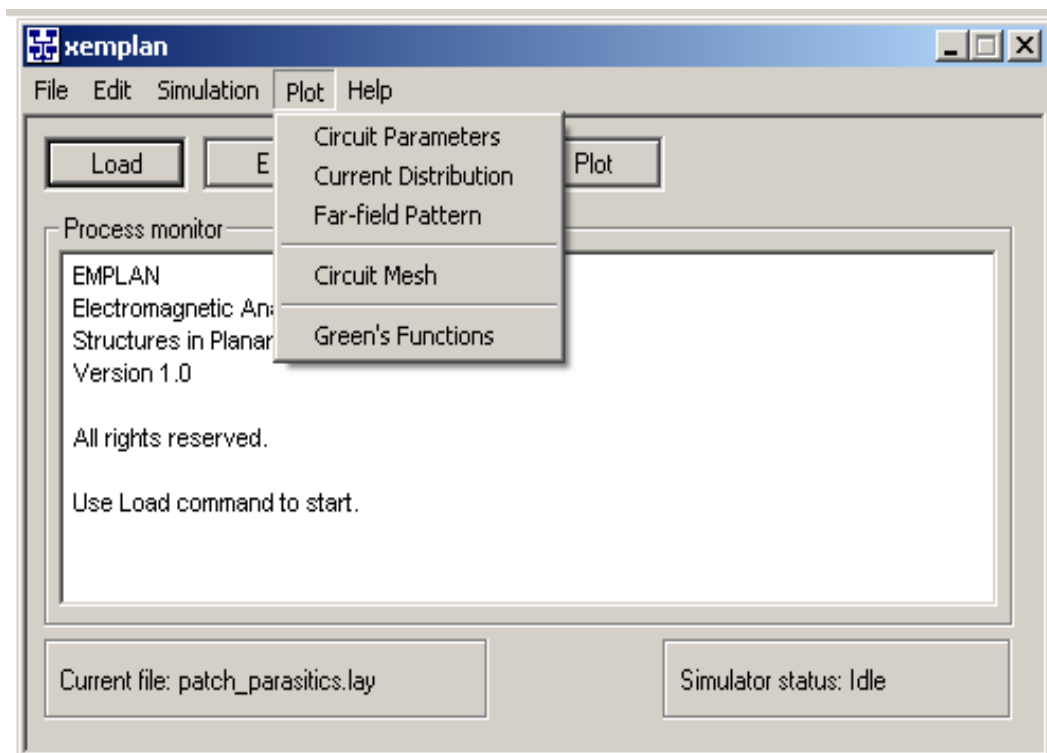


Figure B.3 : Fichiers de sortie du logiciel.

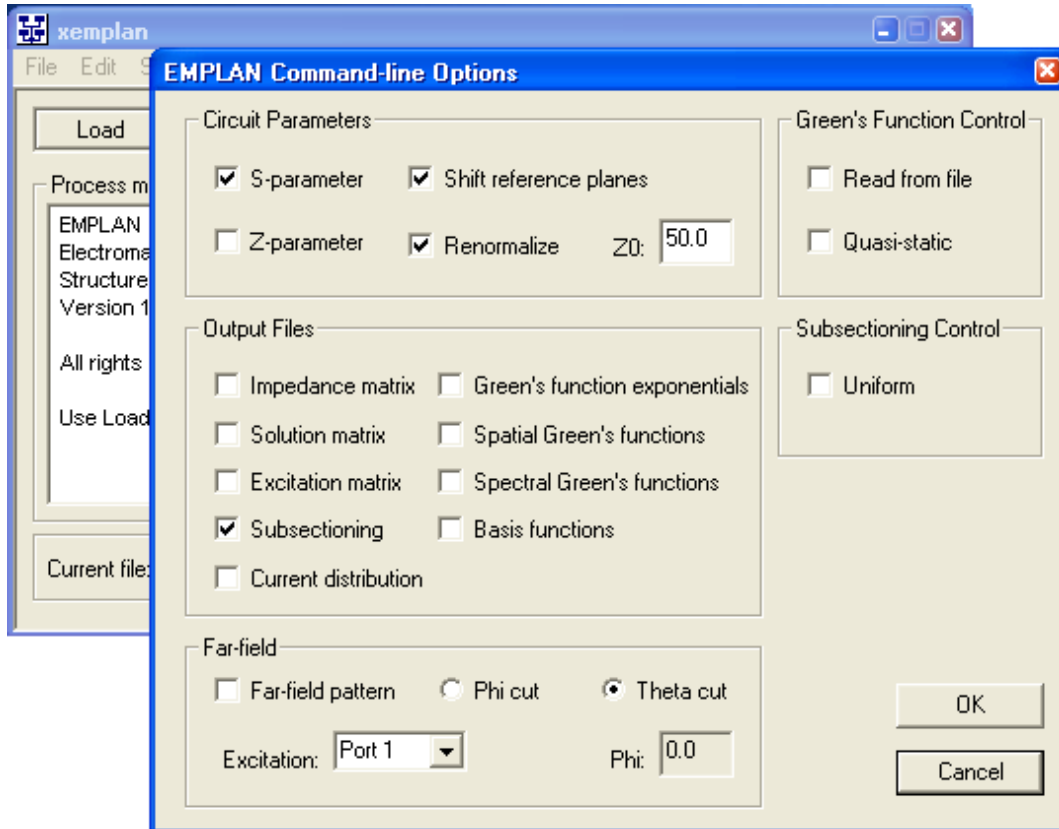


Figure B.4 : Options fournies par le logiciel.

Annexe C

C.1 Généralités sur ADS

ADS est un logiciel développé par la société Agilent Technologie, destiné à aider au développement des systèmes électroniques mixtes analogiques hyperfréquences et numériques. Au travers d'une interface compacte, il dispose de nombreux modules permettant d'analyser les circuits de façon adaptée aux besoins classiques : en continu, en régime variable, en temporel, en bruit... Il dispose aussi de méthodes d'analyse spécifiques aux hyperfréquences : analyse en paramètres S, analyse des non linéarités par les méthodes « harmonique balance », analyse d'enveloppes complexes intégrant les non-linéarités, simulateur électromagnétique de circuit planaires multicouches multiconducteurs. Par ailleurs, différentes méthodes d'analyse « génériques », complémentaires dans la conception globale d'une chaîne de transmission, sont implémentées : analyse paramétrique multi-variables, de sensibilité, de rendement, de plan d'expérience et d'optimisation. Enfin, un simulateur à flot de données de type « Berkeley/Ptolemy » permet d'étudier les systèmes à données discrétisées sur la base de nombreux modèles mixtes logiques, numériques et comportementaux. C'est ce dernier que nous utiliserons dans ce bureau d'étude.

C.2 Démarrage d'une session

De façon classique : à partir de l'icône sur le bureau ou dans le menu programme. Le client ADS installé localement sur le poste de travail interroge un serveur de licence pour obtenir le jeton nécessaire à l'ouverture de session (ou lors de l'exécution des différentes simulations). Ainsi il est important de « quitter selon la procédure » (file/quit) la session active pour libérer les licences à la fin de l'utilisation du simulateur.

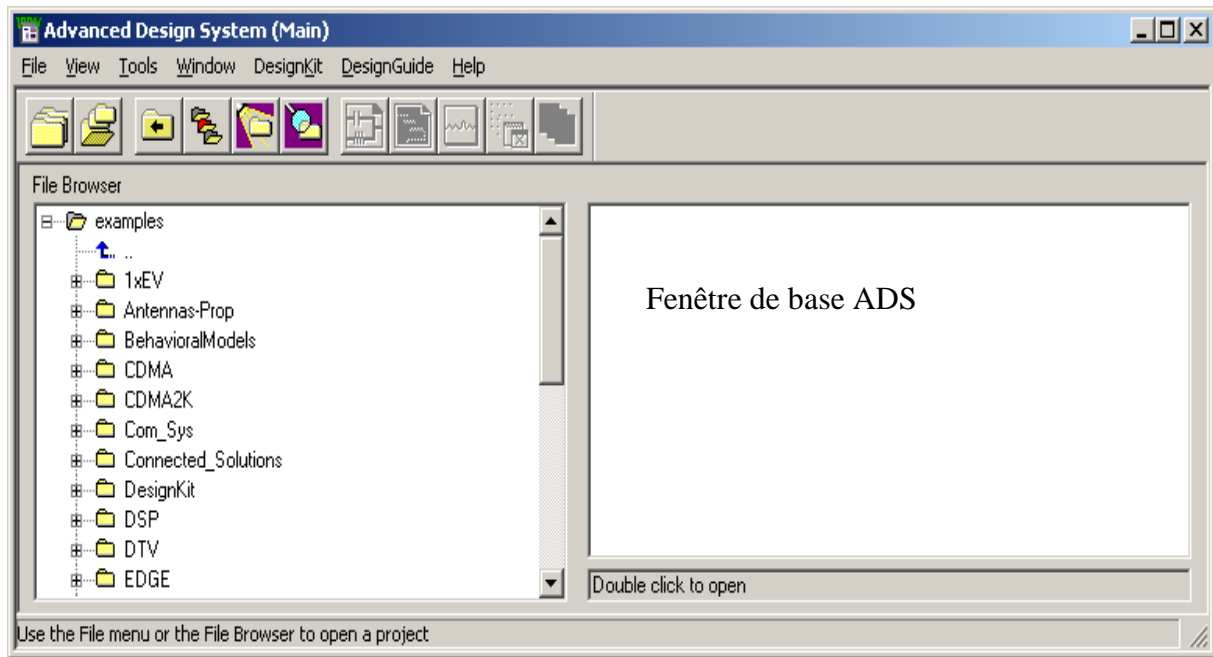


Figure C.1 : Fenêtre de base ADS

Pour ouvrir un projet ADS, il suffit de double cliquer sur le répertoire « racine » de ce projet ou d'utiliser le menu fichier (file), comme sur tous les logiciels standards. Pour en créer un nouveau, on utilisera le menu « file/new project » en étant attentif à l'emplacement du répertoire d'accueil et aux unités sélectionnées.

C.3 Les différentes fenêtres design et Data Display

ADS organise ses fichiers au sein de « projets » : il s'agit d'une structure hiérarchique de fichiers et répertoires désignés par un nom unique et regroupant :

1. les schémas (**design**)
2. les résultats (**data display**)
3. les masques (layouts) de circuits qui ne sont pas abordés ici.

Un même projet peut donc contenir de nombreux design, reliés ou pas de façon arborescente, et de nombreux « data display ».

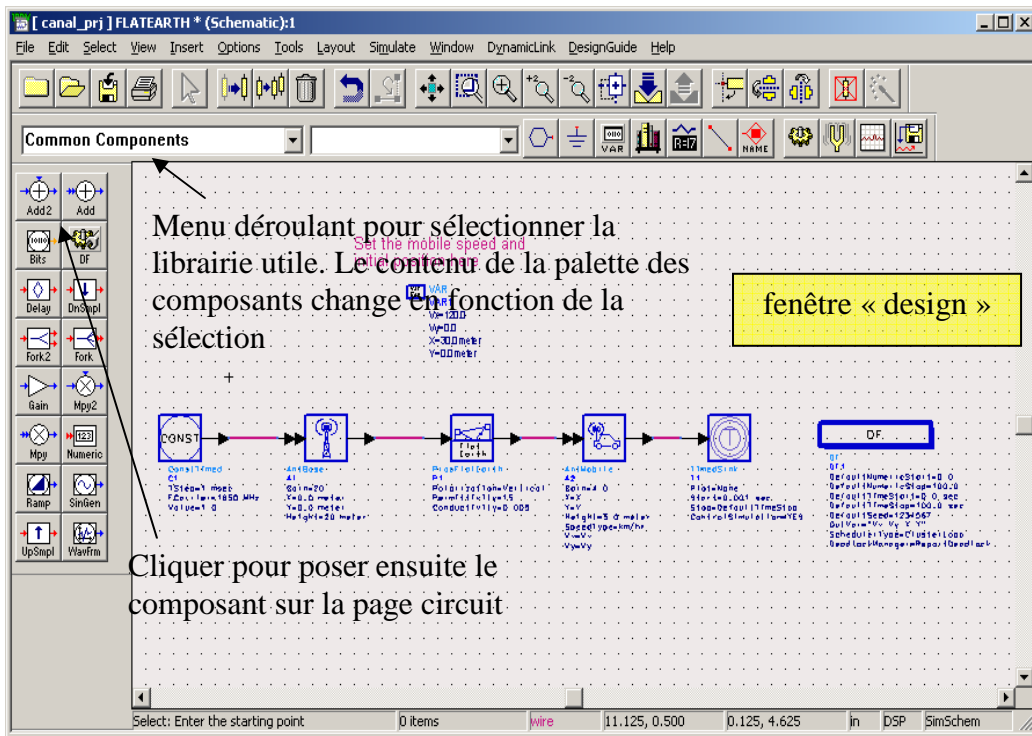


Figure C.2 : Fenêtre « design ADS »

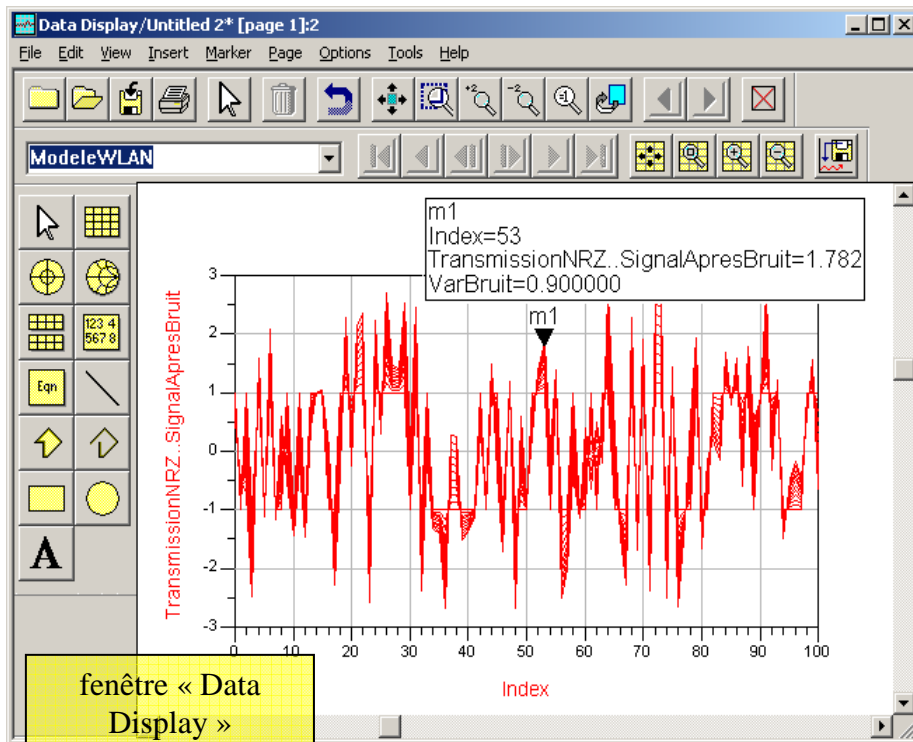
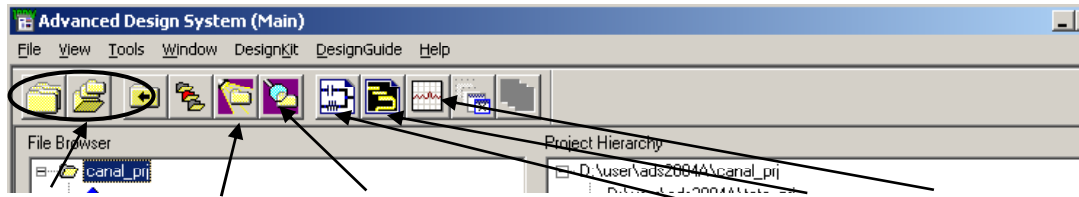


Figure C.3 : Fenêtre « data display » ADS

C.4 Repérage des icônes

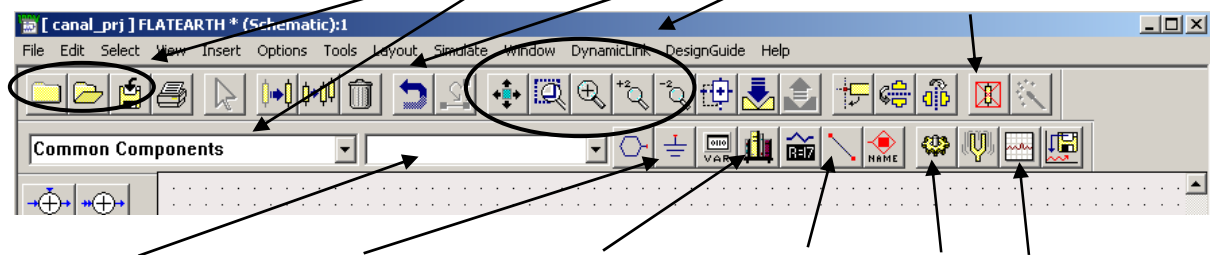
- Dans la fenêtre de base



Fichiers - Les exemples - Rechercher un exemple - Design - Layout - Data display

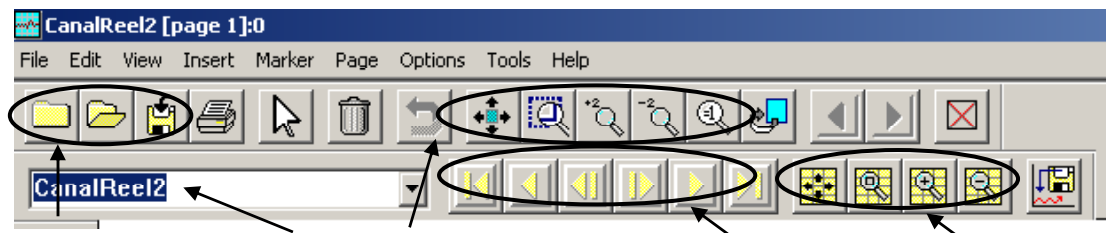
- Dans une page circuit ("design")

Fichiers - Librairie active - Undo - Zoom - Activer/désactiver un composant



Composant actif - Masse - Chercher un composant - connexion - Simuler - Data display

- Dans une page « data display »



Fichiers - Dataset courant - Zoom (fenêtre) - Défilement des données - Zoom (dans graphique)

C.5 Simulations et datasets

Lorsqu'on exécute une simulation, les résultats sont sauvegardés dans un fichier (appelé « dataset »). Le nom de ce dernier peut être changé à chaque simulation, permettant de stocker des résultats différents à toute fin utile de comparaison dans un même graphique (ou plusieurs...).

On pourra utiliser le menu de la page circuit (design) :

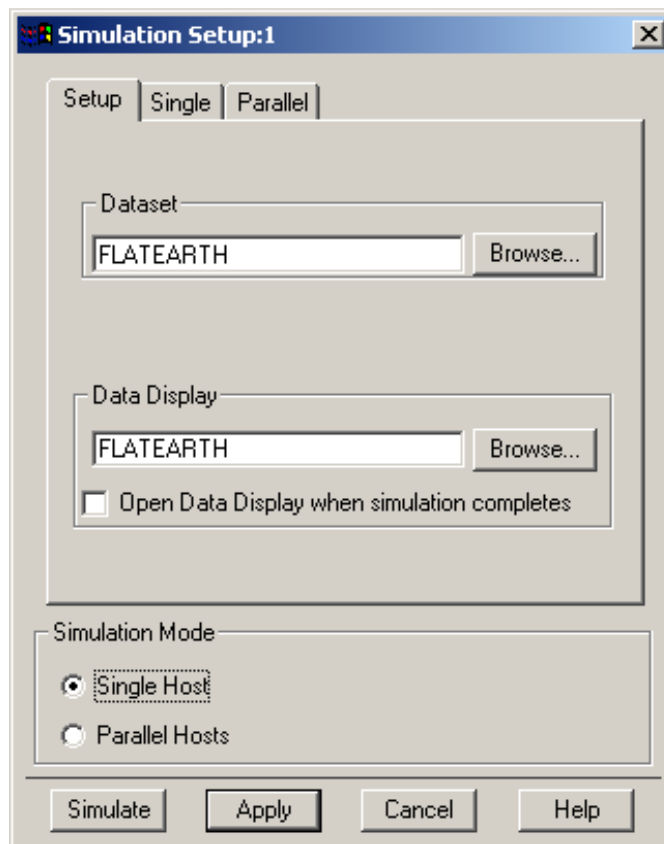


Figure C.4 : Simulate/simulation setup.

Résumé

Les travaux de cette thèse s'intéressent à l'étude des antennes imprimées en anneaux concentriques de formes rectangulaires et circulaires fonctionnant en multibandes. Ils concernent l'analyse, l'optimisation et la conception de cette nouvelle topologie d'antennes pour les différents réseaux de télécommunications.

La première partie est consacrée à l'analyse et l'étude paramétrique de ce type d'antennes. Ensuite, notre intérêt s'est porté sur la conception des structures multibandes. Différentes architectures en plusieurs anneaux concentriques de forme rectangulaire et circulaire fonctionnant en bi-bandes , tri-bandes, et multi-bandes ont été développées .

La dernière partie de ce travail porte sur la conception d'autres structures d'antennes en anneaux concentriques permettant un fonctionnement Ultra large bande, Ces structures montrent une efficacité émergeante dans l'augmentation de la largeur de la bande passante de l'antenne. La simulation a été faite par les deux logiciels Emplan et ADS/Momentum.

Mots clés

Antenne imprimée, anneaux concentriques, antenne concentrique circulaire, Antenne concentrique rectangulaire, Multi-bande, Analyse, Simulation, optimisation, conception, ADS, ULB, Diagramme de rayonnement.

Abstract

This thesis work is interest in the study of rectangular and circular concentric annular ring microstrip antennas operating in multiband. They concern the analysis, optimization and design of this new topology of antennas for different telecommunication networks.

The first part is devoted to the analysis and parametric study of this type of antennas. Then, our interest is focused on multiband structures design. Different architectures in several rectangular and circular concentric rings operating in dual-band, tri-band, and multi-band have been developed.

The last part of this work focuses on the concentric annular rings antennas design for Ultra wideband technology .These structures show an emerging efficiency in the antenna bandwidth increasing. The simulation was made by the Emplan and ADS / Momentum software.

Keywords

Printed antenna, Concentric rings, Circular concentric ring Antenna, Rectangular concentric ring Antenna, Multiband, Analysis, Simulation, optimisation, design, UWB, Radiation diagram.

ملخص

إن أعمال هذه الأطروحة تهتم بدراسة الهوائيات المطبوعة على شكل حلقات دائرية و مستطيلة متحدة المركز، و التي تعمل ضمن عدة توترات، فهي تخص تحليل، تحسين وتصميم هذا النوع الجديد من الهوائيات من اجل مختلف شبكات الاتصالات عن بعد. يختص الجزء الأول في تحليل ودراسة العوامل المؤثرة على هذا النوع من الهوائيات. بعد ذلك، يتركز اهتمامنا على تصميم هوائيات ذات توترات متعددة , العديد من التصاميم المطبوعة على شكل حلقات دائرية و مستطيلة متحدة المركز تم تطويرها تعمل في توترين، ثلاثة توترات،و العديد من التوترات.

الجزء الأخير من هذا العمل يتعلق بتصميم هياكل أخرى من الهوائيات المطبوعة على شكل حلقات متحدة المركز تسمح بتشغيل واسع النطاق ، هذه الهياكل تظهر كفاءة واضحة في زيادة اتساع النطاق. تم التصميم باستخدام البرنامجين Emplan و ADS/Momentum

كلمات البحث

هوائيات مطبوعة ، حلقات متحدة المركز، هوائيات على شكل حلقات دائرية متحدة المركز ، هوائيات على شكل حلقات مستطيلة متحدة المركز ، متعدد التوترات ، تحليل ، محاكاة ، تحسين ، تصميم ، النطاق الواسع، مخطط الإشعاع .