

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد – تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du **grade de DOCTEUR EN SCIENCES**

En : Télécommunications

Spécialité : Télécommunications

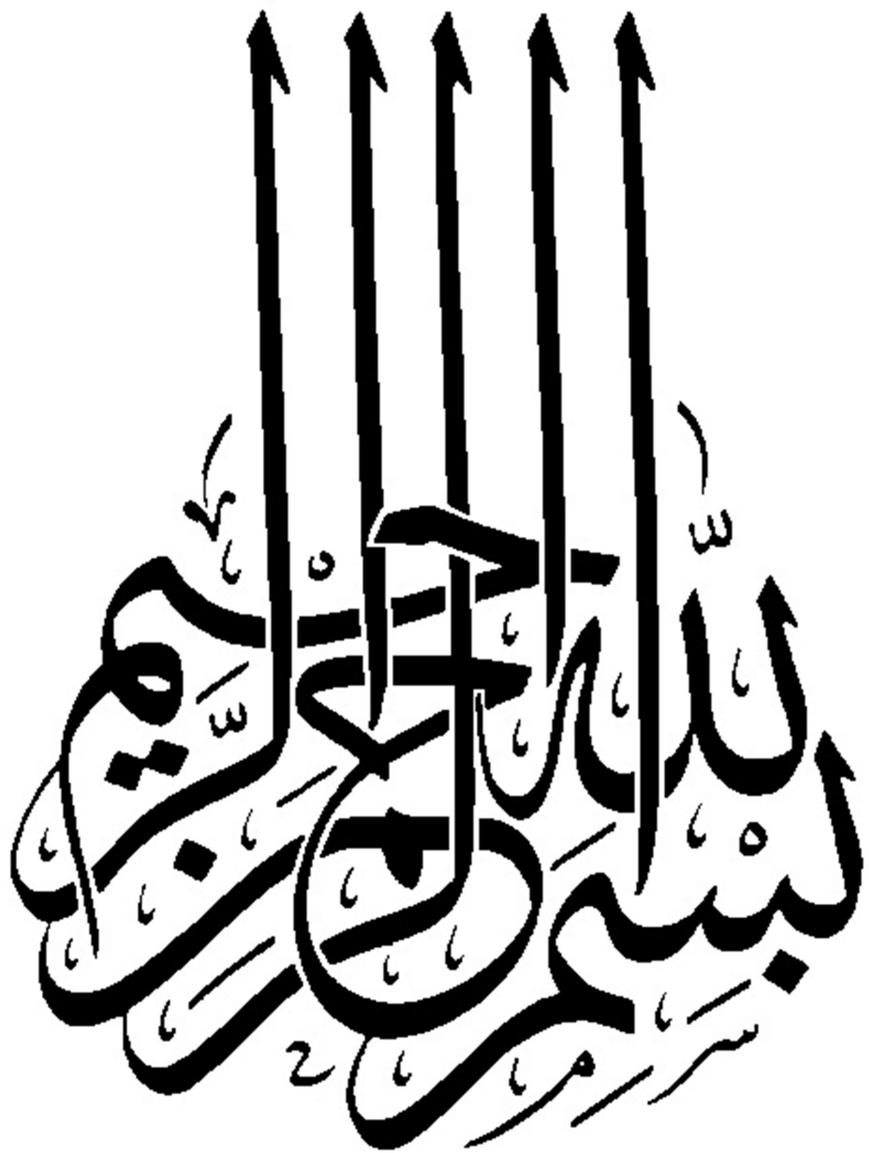
Par : Mr. AISSAOUI Djelloul

Sujet

**ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES FRACTALES POUR DES
APPLICATIONS ULTRA-LARGE-BANDE**

Soutenue publiquement, le 08 Janvier 2019, devant le jury composé de :

Mr F. T. BENDIMERAD	Professeur	Université de Tlemcen	Président
Mr N. BOUKLI-HACENE	Professeur	Université de Tlemcen	Directeur de thèse
Mr T. A. DENIDNI	Professeur	INRS – Montréal – CANADA	Co- Directeur de thèse
Mr R. NAOUM	Professeur	Université de Sidi Bel Abbès	Examineur
Mr F. SALAH BELKHODJA	Professeur	Université de Sidi Bel Abbès	Examineur



A mes parents.

A Ma famille.

A mes amis.

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, mes louanges et remerciements à Allah avant tout, pour ses bienfaits indénombrables. Je tiens à le remercier aussi de m'avoir aidé dans l'accomplissement de ce projet, qui représente une étape conséquente de mon parcours professionnel.

Je tiens à exprimer mes plus sincères remerciements à Monsieur **BOUKLI-HACENE Noureddine**, Professeur à l'Université de Tlemcen pour son excellent encadrement et parfaite supervision tout au long de cette thèse. Je le remercie considérablement pour avoir cru en mes capacités et ma détermination. Ses encouragements et ses précieux conseils ont largement contribué à l'aboutissement de ce travail.

J'adresse mes plus sincères remerciements aussi à Monsieur **DENIDNI Ahmed Tayeb**, Professeur à l'INRS de Montréal - Canada, de l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être mon codirecteur de thèse. Ses conseils, ses remarques et son soutien ont été très utiles pour l'accomplissement de ce travail. Je suis heureux d'avoir l'occasion de lui exprimer ma profonde reconnaissance.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur **BENDIMERAD Fethi Tarik**, Professeur à l'Université de Tlemcen, de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

J'exprime aussi mes sincères remerciements à Monsieur **NAOUM Rafah**, Professeur à l'Université Sidi Bel Abbès et à Monsieur **SALAH BELKHODJA Fouzi**, Professeur à l'Université Sidi Bel Abbès, qui m'ont fait l'honneur d'examiner ma thèse.

J'adresse également tout ma reconnaissance à toutes les personnes qui de près ou de loin m'ont aidé et soutenu pendant cette période et que je ne peux toutes les énumérer. Je pense plus particulièrement à la formidable équipe du laboratoire.

Résumé

Le développement des systèmes de communication sans fil à haut débit pose plusieurs défis aux concepteurs d'antennes, tels qu'une taille petite, une capacité de transmission de données élevée, une faible consommation d'énergie, une facilité de fabrication, des coûts réduits et une large bande passante. Par conséquent, la conception d'une antenne compacte large bande est une tâche extrêmement fastidieuse. Ces caractéristiques peuvent être obtenues en appliquant diverses techniques telles que l'utilisation de structures résonnantes, d'éléments parasites, de filtres, de fentes, de modification de la forme du radiateur et de modification de la forme du plan de masse. Dans la même perspective, la technique fractale a été récemment utilisée pour concevoir des antennes à large bande. Dans le cadre de ce travail, nous avons proposé trois nouvelles formes d'antennes fractales pour les applications ULB. Les antennes fractales proposées consistent essentiellement en un élément rayonnant hexagonal alimenté par un guide d'ondes coplanaire CPW. Pour améliorer les caractéristiques d'impédance de ces antennes, nous avons introduit la technique fractale sur les structures étudiées. Ces structures ont été simulées et fabriquées, et les résultats de simulation obtenus montrent que les concepts proposés fournissent une bande passante ultra-large et présentent une bonne concordance avec les mesures.

Mots Clés : Antennes Fractales, Antenne à large Fente, Ultra-Large bande, Antenne imprimée, Antenne Monopole, Antenne Hexagonale, Conception, ULB, CPW, Simulation, CST.

المخلص

يطرح تطوير أنظمة الاتصالات اللاسلكية عالية السرعة عدة تحديات لمصممي الهوائيات، مثل الحجم الأصغر والقدرة العالية لنقل البيانات واستهلاك أقل للطاقة وسهولة التصنيع والتكلفة المنخفضة وعرض النطاق الترددي العالي. لذلك ، فإن تصميم هوائي النطاق العريض المضغوط هو مهمة شاقة للغاية. يمكن الحصول على هذه الخصائص من خلال تطبيق تقنيات مختلفة مثل استخدام هياكل الرنانة والعناصر المشوشة والفيلتر والفتحات ومشعات ذات الأشكال المختلفة وتعديل شكل الهوائي وتعديل شكل المستوي. في هذا السياق، تم استخدام تقنية الفركتالية مؤخراً لتصميم هوائيات النطاق العريض. في إطار عملنا هذا، اقترحنا ثلاثة أشكال جديدة من الهوائيات الفركتالية لتطبيقات ذات النطاق الواسع للغاية . تتكون الهوائيات الفركتالية المقترحة أساساً من عنصر مشع سداسي مغذى عن طريق موجة موجات ذو مستوى واحد. ولتحسين خصائص مقاومة هاته الهوائيات، أدخلنا تقنية الفركتالات على التراكيب المدروسة. وقد تم محاكاة هذه الهياكل وتصنيعها ، وتظهر نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها أن التصاميم المقترحة توفر عرض نطاق واسع للغاية ولديها توافق جيد مع القياسات التي قمنا بها.

الكلمات المفتاحية: الهوائيات الفركتالية ، الهوائي ذو الفتحة العريضة ، النطاق الواسع جداً ، الهوائي المطبوع، الهوائي أحادي القطب، الهوائي السداسي، التصميم، ULB ، CPW ، المحاكاة، CST.

Abstract

The development of high-speed wireless communication systems poses several challenges to antenna designers, such as smaller size, higher data transmission capacity, lower power consumption, ease of manufacture, cost reduced and a high bandwidth. Therefore, the design of a compact broadband antenna is an extremely tedious task. These characteristics can be obtained by applying various techniques such as the use of resonant structures, parasitic elements, filters, slots, radiators of different shapes, modification of the radiator shape and modification of the shape of the ground plane. In the same perspective, the fractal technique has recently been used to design broadband antennas. As part of this work, we proposed three new forms of fractal antennas for UWB applications. The proposed fractal antennas consist essentially of a hexagonal radiating element powered by a CPW coplanar waveguide. To improve the impedance characteristics of these antennas, we have introduced the fractal technique on the structures studied. These structures have been simulated and fabricated, and the simulation results obtained show that the proposed designs provide an ultra-wide bandwidth and have good agreement with the measurements.

Keywords: Fractal Antennas, Wide Slot Antenna, Ultra-Wide Band, Microstrip Antenna, Monopole Antenna, Hexagonal Antenna, Design, ULB, CPW, Simulation, CST.

TABLE DES MATIERES

LISTE DES FIGURES	i
LISTE DES TABLEAUX.....	iv
LISTE DES ABREVIATIONS	v

INTRODUCTION GENERALE	1
-----------------------------	---

Chapitre I : Généralités sur les Antennes

I.1 INTRODUCTION	7
I.2 GÉNÉRALITÉS SUR LES ANTENNES	8
I.2.1 Définition	8
I.2.2 Caractéristiques radioélectriques d'une Antenne	9
I.2.2.1 Caractéristiques électriques	9
I.2.2.2 Caractéristiques de rayonnement	12
I.2.3 Mise en Réseau d'Antennes	17
I.2.4 Principaux types d'Antennes	17
I.2.4.1 Antenne dipolaire.....	18
I.2.4.2 Antenne boucle magnétique.....	18
I.2.4.3 Antenne cornet.....	18
I.2.4.4 Antenne à fente	18
I.2.4.5 Antenne à réflecteur parabolique	19
I.2.4.6 Antenne plaquée	20
I.3 LES ANTENNES IMPRIMÉES.....	20
I.3.1 Introduction	20
I.3.2 Description d'une antenne imprimée	21
I.3.3 Avantages et limitations des antennes imprimées	22
I.3.4 Applications des Antennes Imprimées	23
I.3.5 Alimentation des éléments rayonnants	23
I.3.5.1 Alimentation par ligne microruban	23
I.3.5.2 Alimentation par une ligne coaxiale.....	24
I.3.5.3 Alimentation par ligne microruban en Sandwich	25
I.3.5.4 Alimentation par couplage à travers une fente.....	25
I.3.5.5 Alimentation par guides d'ondes coplanaires	26
I.3.6 Principe de rayonnement d'une Antenne Imprimée	26

I.4 LES COMMUNICATIONS ULTRA LARGE BANDE.....	28
I.4.1 Bref historique.....	28
I.4.2 Définition	29
I.4.3 Avantages et désavantages des systèmes ULB	30
I.4.4 Les Applications de l'ULB.....	30
I.4.5 Antennes Ultra Large Bande (ULB)	32
I.4.5.1 Antennes à ondes progressives.....	32
I.4.5.2 Antennes indépendantes de la fréquence	33
I.4.5.3 Antennes monopoles imprimées.....	35
I.4.6 Techniques d'élargissement de la Bande Passante.....	36
I.5 CONCLUSION	36

Chapitre II : Etat de l'Art en Géométrie Fractale

II.1 INTRODUCTION	38
II.2 HISTOIRE DES FRACTALES	39
II.2.1 La baderne d'Apollonius	39
II.2.2 Le pentagone de Dürer	40
II.2.3 L'ensemble de Cantor.....	40
II.2.4 Les courbes de Peano et de Hilbert.....	41
II.2.5 La courbe de Von Koch	42
II.2.6 Le Triangle de Sierpinski	43
II.2.7 La Naissance de la géométrie fractale	44
II.3 LA GEOMETRIE FRACTALE	45
II.3.1 Définition.....	45
II.3.2 Caractéristiques des objets Fractals	46
II.3.3 Notion de dimension fractale et d'invariance d'échelle	46
II.3.4 L'autosimilarité : exacte ou statistique	51
II.3.5 Lacunarité d'un objet fractal	52
II.4 CLASSIFICATION DES OBJETS FRACTALS	52
II.4.1 Les fractales déterministes	52
II.4.1.1 Système de fonctions itérées (IFS : Iterated Function System)	52
II.4.1.2 Fractales réalisées grâce à une suite de points.....	59
II.4.2 Fractales statistiques.....	61
II.4.2.1 Fractales homogènes	61
II.4.2.2 Fractales hétérogènes	62
II.4.3 Fractales aléatoires.....	62
II.5 LES FRACTALES DANS LA NATURE.....	63
II.5.1 Le corps humain	63
II.5.2 Les végétaux.....	63
II.5.3 Les animaux.....	64
II.6 QUELQUES EXEMPLES D'APPLICATIONS DES FRACTALES	65
II.6.1 La compression fractale des images	65

II.6.2 Les murs antibruit de nature fractale	66
II.6.3 Dépistage du cancer du sein.....	66
II.6.4 Les fractales et la côte de Bretagne.....	67
II.6.5 Conception d'antennes fractales.....	68
II.7 LES ANTENNES FRACTALES.....	68
II.7.1 Définition d'une antenne fractale.....	68
II.7.2 Nécessité d'une antenne fractale.....	69
II.7.3 Caractéristiques des antennes fractales.....	69
II.7.4 Avantages et inconvénients des antennes fractales	69
II.8 CONCLUSION.....	70

Chapitre III : Conception de Nouvelles Antennes Fractales pour des Applications ULB

III.1 INTRODUCTION.....	72
III.2 MATERIAUX ET METHODES DE CONCEPTION D'ANTENNES	73
III.2.1 Choix du substrat diélectrique.....	73
III.2.2 Choix de l'outil de simulation	73
III.2.3 Choix de la technique d'alimentation	74
III.3 ANTENNE HEXAGONALE AVEC DES ELEMENTS FRACTALS TRAPEZOÏDAUX	75
III.3.1 Étapes de conception	75
III.3.1.1 Générateur fractal proposé.....	75
III.3.1.2 Génération de la géométrie fractale à l'aide des IFS.....	75
III.3.1.3 Géométrie de l'antenne proposée	77
III.3.2 Résultats de simulation et interprétation	79
III.3.2.1 Coefficient de réflexion et le rapport d'ondes stationnaires.....	79
III.3.2.2 Etude paramétrique.....	81
III.3.2.3 Caractéristiques de rayonnement.....	85
III.3.3 Validation expérimentale	87
III.3.3.1 Prototype et équipements de mesures	87
III.3.3.2 Mesure du coefficient de réflexion.....	89
III.4 ANTENNE HEXAGONALE AVEC DES TRAPEZOÏDAUX ET DES SLOTS.....	89
III.4.1 Géométrie de l'antenne	90
III.4.2 Résultats de simulation et interprétation	91
III.4.2.1 Coefficient de réflexion et le rapport d'ondes stationnaires.....	92
III.4.2.2 Etude paramétrique.....	93
III.4.2.3 Caractéristiques de rayonnement.....	97
III.4.3 Validation expérimentale	99
III.4.3.1 Prototype d'antenne	99
III.4.3.2 Mesure du coefficient de réflexion.....	100
III.4.3.3 Mesure du Diagramme de rayonnement et des pics de gain	101
III.5 CONCLUSION	103

Chapitre IV : Conception d'une Antenne à Large Fente Fractale pour des Applications ULB

IV.1 INTRODUCTION	105
IV.2 ANTENNE A FENTES FRACTALES ALIMENTEE PAR UNE LIGNE CPW	106
IV.2.1 Configuration d'antenne et conception	106
IV.2.2 Résultats de simulation et interprétation	107
VI.2.2.1 Coefficient de réflexion et le rapport d'ondes stationnaires	108
VI.2.2.2 Etude paramétrique	109
VI.2.2.3 Caractéristiques de rayonnement	113
IV.2.3 Validation expérimentale	115
IV.2.3.1 Prototype et équipements de mesures.....	115
IV.2.3.2 Mesure du coefficient de réflexion.....	116
IV.2.3.3 Mesure du Diagramme de rayonnement.....	117
IV.3 CONCLUSION	119
CONCLUSION GENERALE	121
PUBLICATIONS RESULTANTES DE LA THESE.....	124
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	126
RESUME	131

LISTE DES FIGURES

Chapitre I : Généralités sur les Antennes

Figure I.1 : Chaîne de transmission	8
Figure I.2 : Schéma équivalent du dispositif à l'émission	9
Figure I.3 : Exemple du $ S_{11} $ d'une antenne en dB en fonction de la fréquence	11
Figure I.4 : Exemple de diagramme de rayonnement 3D d'une antenne.....	12
Figure I.5 : Deux plans E et H du diagramme de rayonnement de la figure I.4	12
Figure I.6 : Diagramme de rayonnement en format polaire d'une antenne filaire	13
Figure I.7 : Exemple d'un diagramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes	13
Figure I.8 : Diagrammes de rayonnement d'une antenne : (a) en coord. Cart. (b) format polaire	14
Figure I.9 : Puissance rayonnée par une antenne dans une direction de l'espace.....	14
Figure I.10 : Différents types de polarisation d'une onde	16
Figure I.11 : Exemples de réseau d'antennes	17
Figure I.12 : Représentation de quelques types d'antennes.....	19
Figure I.13 : Schéma descriptif d'une antenne imprimée	21
Figure I.14 : Divers types d'éléments rayonnants	22
Figure I.15 : Alimentation par ligne microruban.....	23
Figure I.16 : Types d'alimentation par ligne microruban.....	24
Figure I.17 : Excitation par sonde coaxiale	24
Figure I.18 : Alimentation par couplage électromagnétique	25
Figure I.19 : Alimentation par couplage à travers une ouverture	25
Figure I.20 : Alimentation par guides d'ondes coplanaires	26
Figure I.21 : Distribution de charge sur une antenne imprimée	27
Figure I.22 : Distribution du champ électrique entre l'élément rayonnant et le plan de masse.....	27
Figure I.23 : Densité Spectrale de Puissance (DSP) d'un signal ULB	29
Figure I.24 : Quelques exemples d'application des systèmes ULB	31
Figure I.25 : Différents types d'antennes TSA	33
Figure I.26 : Différents types d'antennes indépendantes de la fréquence	34
Figure I.27 : Exemples d'antennes imprimées ULB.....	35

Chapitre II : Etat de l'Art en Géométrie Fractale

Figure II. 1 : Les premières étapes de la construction d'une baderne d'Apollonius	39
Figure II. 2 : Illustration des cinq premières étapes de la construction du pentagone de Dürer.....	40
Figure II. 3 : Les étapes de la construction de l'ensemble de Cantor.....	41
Figure II. 4 : Les étapes de la construction de la courbe de Peano	41
Figure II. 5 : Les étapes de la construction d'une courbe de Hilbert.....	42
Figure II. 6 : Les étapes à suivre pour la construction d'une courbe de Von Koch	43
Figure II. 7 : Les premières étapes pour la construction d'un triangle de Sierpinski	44
Figure II. 8 : Exemples du tamis de Sierpinski	44
Figure II. 9 : Exemples des fractales dans la nature	45

Figure II. 10 : Dimensions traditionnelles: point, ligne, carré et cube	47
Figure II. 11 : Triangle de Sierpinski de trois parties autosimilaires	49
Figure II. 12 : flocon de Von Koch	51
Figure II. 13 : La poussière de Cantor	53
Figure II. 14 : Flocon de Von Koch	54
Figure II. 15 : Les étapes de construction du Tapis de Sierpiński.....	56
Figure II. 16 : Les étapes de construction de l'éponge de Menger.....	57
Figure II. 17 : Les premières étapes de construction de Tétraèdre de Sierpiński	58
Figure II. 18 : Ensemble de Mandelbrot, M.....	59
Figure II. 19 : Exploration de l'ensemble de Mandelbrot	60
Figure II. 20 : Les ensembles de Julia pour différentes valeurs de c.....	61
Figure II. 21 : Les trois premières étapes de la construction d'une fractale.....	61
Figure II. 22 : Les trois premières étapes de la construction d'une fractale.....	62
Figure II. 23 : Exemples des fractales naturelles.....	62
Figure II. 24 : Exemples de fractales dans le corps humain.....	63
Figure II. 25 : Exemples de fractales dans les végétaux.....	64
Figure II. 26 : Exemples de fractales dans les animaux	64
Figure II. 27 : Téléphone cellulaire avec une antenne de forme Tapis de Sierpinski.....	66
Figure II. 28 : Mesure de la côte de Bretagne en plusieurs échelles	67
Figure II. 29 : Téléphone cellulaire avec une antenne.....	68

Chapitre III : Conception de Nouvelles Antennes Fractales pour des Applications ULB

Figure III. 1 : Alimentation par guides d'ondes coplanaires.....	74
Figure III. 2 : Les trois premières itérations de la géométrie fractale proposée.....	75
Figure III. 3 : Les trois premières itérations de la géométrie fractale proposée.....	77
Figure III. 4 : Géométrie de l'antenne fractale proposée après la première itération.....	78
Figure III. 5 : Coefficients de réflexion S_{11} pour les trois premières itérations	79
Figure III. 6 : Rapports d'ondes stationnaires pour les trois premières itérations.....	79
Figure III. 7 : Le couplage entre les éléments de la deuxième itération et l'alimentation	80
Figure III. 8 : Géométrie de l'antenne fractal ULB étudiée	80
Figure III. 9 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de B_1	81
Figure III. 10 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de A.....	82
Figure III. 11 : Coefficient de réflexion pour différentes longueurs L_g	83
Figure III. 12 : Influence de l'écart d sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée	84
Figure III. 13 : Diagrammes de rayonnement pour différentes valeurs de fréquence de résonance	86
Figure III. 14 : Gain maximal simulé pour différentes fréquence de fonctionnement.....	87
Figure III. 15 : Photo du prototype d'antenne fabriquée	88
Figure III. 16 : Infrastructures et équipements de mesures	88
Figure III. 17 : Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne fractale proposée.....	89
Figure III. 18 : Les étapes de construction de l'antenne fractale ULB proposée	90
Figure III. 19 : Géométrie de l'antenne fractale ULB proposée.....	91
Figure III. 20 : Coefficients de réflexion S_{11} de l'antenne fractale proposée et l'antenne simple.....	92
Figure III. 21 : Le R.O.S de l'antenne fractale ULB proposée et de l'antenne hexagonale simple	92
Figure III. 22 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de largeur B_1	94

Figure III. 23 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de h_1 .	94
Figure III. 24 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de h_g .	95
Figure III. 25 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de d .	96
Figure III. 26 : Diagrammes de rayonnement pour différentes valeurs de fréquence de résonnance	98
Figure III. 27 : Gain maximal simulé de l'antenne fractale proposée	99
Figure III. 28 : Photographie de prototype d'antenne fabriquée.	100
Figure III. 29 : Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne fractale proposée.	101
Figure III. 30 : Diagrammes de rayonnement mesurés pour différentes valeurs de fréquence.	102

Chapitre IV : Conception d'une Antenne à Large Fente Fractale pour des Applications ULB

Figure IV. 1 : Antennes à large fente avec alimentation par CPW.	106
Figure IV. 2 : Géométrie de l'antenne fractale ULB proposée.	107
Figure IV. 3 : Coefficients de réflexion S_{11} de l'antenne avec et sans éléments fractals	108
Figure IV. 4 : Le R.O.S de l'antenne à large fente avec et sans éléments fractals supplémentaires	108
Figure IV. 5 : Coefficient de réflexion de l'antenne fractale pour différentes valeurs de largeur B_1	109
Figure IV. 6 : Coefficient de réflexion de l'antenne fractale pour différentes valeurs de h_1 .	110
Figure IV. 7 : Coefficient de réflexion de l'antenne fractale pour différentes écarts d	111
Figure IV. 8 : Coefficient de réflexion de l'antenne fractale pour différentes longueur h_g	112
Figure IV. 9 : Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H de l'antenne fractale	114
Figure IV. 10 : Gain maximal simulé de l'antenne fractale pour différentes fréquence de bande.	115
Figure IV. 11 : Photographie du prototype d'antenne fabriquée.	116
Figure IV. 12 : Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne fractale proposée	117
Figure IV. 13 : Diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan E et H	118
Figure IV. 14 : Gain mesuré de l'antenne fractale proposée en fonction de la fréquence.	119

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre II : Etat de l'Art en Géométrie Fractale

Tableau II. 1 : Dimensions des différentes structures	48
Tableau II. 2 : Dimensions de quelques objets fractals	50
Tableau II. 3 : Flocon de Von Koch à 5 segments	55

Chapitre III : Conception de Nouvelles Antennes Fractales pour des Applications ULB

Tableau III. 1 : Paramètres géométriques optimisés de l'antenne fractale proposée.....	78
Tableau III. 2 : Paramètres géométriques optimisés de l'antenne fractale proposée.....	91

Chapitre IV : Conception d'une Antenne à Large Fente Fractale pour des Applications ULB

Tableau IV. 1 : Paramètres géométriques optimisés de l'antenne fractale proposée.....	107
--	-----

LISTE DES ABREVIATIONS

BLTSA	Broken Linearly Tapered Slot antenna
BP	Bande Passante
BW	Band Width
CPW	Coplanar Waveguide
CWSA	Constant Width Slot Antenna
DCS	Digital Cellular System
DSP	Densité Spectrale de Puissance
FFC	Federal Communications Commission
FIT	Finite Integration Technique
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communications
IFS	Iterated Function System
LAN	Local Area Network
LTSA	Linear Tapered Slot Antenna
NB	Notched Band
PAN	Personal Area Network
RFID	Radio Frequency Identification
ROS	Rapport d'Ondes Stationnaires
SMA	SubMiniature version A
TSA	Tapered Slot Antenna
ULB	Ultra Large Bande
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UWB	Ultra Wideband
VSWR	Voltage Stationary Wave Ratio
WiFi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Networks

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GENERALE

Le domaine des télécommunications connaît depuis plusieurs décennies une croissance sans précédent et des services radio mobiles de plus en plus variés se voient proposés par de nombreux systèmes (systèmes cellulaires, radiomessagerie, radiocommunication professionnelle, transfert de données sans fil, etc...) permettant ainsi au grand public d'accéder à ces nouvelles technologies.

Ce développement des communications et la quantité des offres proposées ont amené à diversifier les types de supports de l'information. La propagation par faisceaux hertziens offre des avantages incontestables avec notamment des économies à l'installation (seules des stations de base à positionner sur les toits des immeubles). Tous les secteurs (privé, public, militaire) l'utilisant soit comme moyens de communication intégral soit plutôt en complément des autres types de support.

L'antenne est l'un des organes technologiques les plus importants qui a donné un avantage concurrentiel dans toute l'industrie des télécommunications. Elle est une composante à part entière, dans un système de communication qui nécessite une étude particulière. Elle doit ainsi, à cause de ces applications liées aux nouvelles technologies, posséder de larges bandes passantes (pour assurer le haut débit) et des gains élevés pour permettre des communications longues portées.

Durant ces dernières années, les efforts de nombreux centres de recherche dans le monde, étaient concentrés pour optimiser les performances radioélectriques de l'antenne, et l'adapter aux applications les plus récentes : (communications cellulaires, communications spatiales, communications sans fil ou encore antennes pour automobiles) et aussi pour répondre aux exigences d'intégration dans l'architecture des différents équipements de télécommunication.

Il est donc nécessaire de concevoir des antennes bien adaptées aux exigences de leurs applications, avec une large bande passante, un bon gain, une bonne pureté de polarisation, linéaire ou circulaire, un faible coût de revient, ainsi que l'utilisation de dimensions les plus petites possibles, pour intégrer facilement des composants devant assurer d'autres fonctions électroniques comme l'amplification, la modulation....etc.

Pour atteindre de tels objectifs plusieurs types d'antennes se dégagent tels que les paraboles, les lentilles, les antennes à bande interdite photonique et les antennes imprimées. Ces dernières ont quelques particularités qui les rendent idéales pour plusieurs applications commerciales. Basées sur la technologie des circuits imprimés, elles sont très peu dispendieuses. La production en grande quantité est facile. Leur profil plat leur permet d'être montées dans le même boîtier que le produit qu'elles servent. Souvent elles peuvent être intégrées sur la plaque qui contient le circuit radiofréquence ou micro-onde.

Les antennes imprimées ont connu une miniaturisation importante et cela en atteignant des facteurs de réduction de l'ordre de 50 %. A cause de cette miniaturisation, le marché des télécommunications sans fil connaît un développement considérable et de plus en plus d'applications sans fil occupent notre vie quotidienne : téléphone portable, radar GPS, réseaux sans fil...etc.

Cependant, ces antennes présentent certaines limitations comme une faible bande passante (quelques pour-cent), un gain moyen (~ 30 dB pour les réseaux), et une limitation des puissances transmises, à quelques dizaines de watts.

D'autre part, les systèmes de télécommunication modernes nécessitent des antennes de petite taille et à profil bas pour couvrir la transmission à courte et longue distance, et aussi à très large bande passante, parfois beaucoup plus larges que ce qui peut être réalisé en utilisant des antennes imprimées. Pour répondre à ce besoin, la Commission fédérale de la communication (FCC) a adopté en février 2002 l'utilisation de l'ultra-large bande (ULB) de 3,1 à 10,6 GHz à des fins commerciales. Une petite taille, un gain élevé, une large bande passante d'impédance et un diagramme de rayonnement stable traversant la bande de fréquences de fonctionnement sont quelques-unes des caractéristiques souhaitées et des défis pour les futures antennes à bande ultra large. Ces caractéristiques sont essentielles et présentent des conceptions difficiles.

Ainsi, la conception d'antennes ULB a grandement stimulé la recherche et est devenue l'un des sujets les plus importants qui attire beaucoup d'attention de la part des chercheurs, non seulement dans le domaine académique, mais aussi dans l'industrie. De nombreuses antennes planaires ULB de différentes formes ont été développées telles que les antennes carrées, triangulaires, en forme de U, circulaires et elliptiques, et même en forme de cœur. L'un des problèmes clés des antennes ULB est la conception d'une antenne compacte avec une bande passante plus large, un gain stable et un bon diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Pour cela, plusieurs méthodes ont été suggérées pour améliorer la bande passante de l'impédance. L'une de ces méthodes consiste à insérer des fentes sur l'élément rayonnant ou sur le plan de masse. Une autre technique d'amélioration de la bande passante consiste à alimenter l'élément rayonnant par un guide d'ondes coplanaire (CPW). Mais il existe aussi un autre moyen plus efficace pour élargir la bande de fonctionnement d'une antenne, cette technique consiste à utiliser la géométrie fractale lors de la conception de la forme de l'antenne.

Depuis la création du concept fractal par son inventeur Benoît Mandelbrot dans la première édition de son livre en 1975, de nombreuses études ont été menées autour de la géométrie fractale et dans des disciplines très variées (informatique, électronique, automatique, médecine, géophysique mais aussi, économie et art).

Dans le domaine de télécommunications, une antenne utilisant une géométrie fractale est avantageuse pour les applications multi-bandes et ultra-large bande. En outre, le concept fractal peut être utilisé pour miniaturiser la taille de l'antenne sans réduire leurs performances en raison de leur propriété de l'autosimilarité.

Notre objectif dans ce travail est d'apporter une certaine contribution à la conception des antennes fractales applicables aux télécommunications ultra-large bande. Nous voulons proposer de nouvelles formes d'antennes planaires ultra large bande à base de la géométrie fractale afin de bénéficier à la fois d'un encombrement minimum et d'une large bande que peuvent offrir les motifs fractals. Le logiciel de simulation utilisé pour réaliser ces conceptions est le logiciel commercial Microwave Studio de CST. Durant ce travail, nous avons étudié, simulé, réalisé et mesuré des antennes fractales appliquées en systèmes de communications ULB.

Pour atteindre notre objectif, le premier chapitre de cette thèse sera consacré à l'étude des antennes ULB existantes, en particulier les antennes imprimées. Tout d'abord, un aperçu sur les notions de base d'une antenne et leurs différents paramètres caractéristiques est donné. Nous aborderons ensuite une étude générale sur les antennes imprimées, leur mécanisme de fonctionnement et les types d'alimentations cohérentes. C'est une étude théorique permettant de concevoir une idée sur ce type d'antennes et de comprendre leurs caractéristiques électriques et électromagnétiques. Nous terminerons ce chapitre par une présentation de la technologie ULB dont nous présenterons ses principales caractéristiques ainsi que ses différentes phases de son développement et aussi de citer quelques structures d'antennes ULB existantes.

Dans le second chapitre, nous présenterons un état de l'art de la géométrie fractale et de leurs caractéristiques. Tout d'abord, un bref historique sera présenté pour montrer les contributions de plusieurs mathématiciens ayant permis l'aboutissement de la géométrie fractale. Les différentes propriétés fractales les plus courantes et leurs avantages seront par la suite discutés. En plus, on essaiera aussi de proposer une classification des objets fractals en fonction de leurs dimensions et donner quelques exemples d'applications des fractals dans divers domaines. Et enfin, nous terminerons ce chapitre par décrire le lien entre la géométrie fractale et la nature.

Dans le troisième chapitre, nous procéderons à la conception de nouvelles architectures d'antennes fractales appliquées aux télécommunications ultra large bande. Deux nouvelles géométries d'antennes fractales ULB seront étudiées, réalisées et mesurées. Ce chapitre a donc conduit à la conception et réalisation de deux nouvelles structures d'antenne de petites dimensions et de faible coût basées sur le concept fractal. Ces deux antennes fractales présentent un diagramme de rayonnement presque omnidirectionnel dans le plan H et un diagramme de rayonnement bidirectionnel dans le plan E.

Dans le dernier et quatrième chapitre, une antenne imprimée compacte ULB à large fente hexagonale avec des fentes de forme trapézoïdale fractale sera présentée. La mise en place des fentes en forme de fractale trapézoïdale au coin de l'antenne à large fente a amélioré considérablement la bande passante de l'antenne proposée. L'expérience montre que l'antenne proposée offre une bonne bande passante d'impédance d'environ 127% de 2,35 GHz à 10,67 GHz, ce qui couvre l'ensemble de l'ULB. Le diagramme de rayonnement stable de l'antenne fractale ULB avec un gain maximum de 7,02 dB fait de cette antenne un bon candidat pour les applications et les systèmes de communication ULB.

Nous terminerons notre manuscrit par une conclusion générale et des perspectives sur les futurs travaux.

CHAPITRE 1

GENERALITES SUR LES ANTENNES

Sommaire

I.1 INTRODUCTION	7
I.2 GÉNÉRALITÉS SUR LES ANTENNES.....	8
I.2.1 Définition	8
I.2.2 Caractéristiques radioélectriques d'une Antenne.....	9
I.2.3 Mise en Réseau d'Antennes.....	17
I.2.4 Principaux types d'Antennes	17
I.3 LES ANTENNES IMPRIMÉES	20
I.3.1 Introduction.....	20
I.3.2 Description d'une antenne imprimée	21
I.3.3 Avantages et limitations des antennes imprimées	22
I.3.4 Applications des Antennes Imprimées.....	23
I.3.5 Alimentation des éléments rayonnants	23
I.3.6 Principe de rayonnement d'une Antenne Imprimée	26
I.4 LES COMMUNICATIONS ULTRA LARGE BANDE	28
I.4.1 Bref historique	28
I.4.2 Définition	29
I.4.3 Avantages et désavantages des systèmes ULB.....	30
I.4.4 Les Applications de l'ULB	30
I.4.5 Antennes Ultra Large Bande (ULB)	32
I.4.6 Techniques d'élargissement de la Bande Passante	36
I.5 CONCLUSION.....	36

Chapitre I

GENERALITES SUR LES ANTENNES

I.1 INTRODUCTION

Les techniques de transmission radio ont pris leur essor pour connecter les utilisateurs tout en favorisant l'émergence de nouveaux concepts et organes technologiques dans l'exploitation des fréquences de plus en plus élevées du spectre électromagnétique.

L'antenne est l'un de ces organes technologiques important qui a donné un avantage concurrentiel dans toute l'industrie des télécommunications. Elle est une composante à part entière, dans un système de communication qui nécessite une étude particulière.

Durant ces dernières années, les efforts de nombreux centres de recherche dans le monde, étaient concentrés pour optimiser les performances radioélectriques de l'antenne, et l'adapter aux applications les plus récentes : (communications spatiales, communications avec les mobiles, communications sans fil ou encore antennes pour automobiles) et pour répondre aux exigences d'intégration dans l'architecture des différents équipements de télécommunication

Dans ce chapitre, nous allons commencer par des généralités sur les antennes, avant de présenter leurs caractéristiques électriques et électromagnétiques. Nous allons présenter par la suite un état de l'art sur les antennes imprimées, leur mécanisme de fonctionnement, leurs applications, leurs avantages et inconvénients, les types d'alimentations adéquats et leur principe de rayonnement. La dernière partie de ce premier chapitre sera consacrée à la présentation de la technologie ULB, en passant par un bref historique sur la naissance de cette technologie, ses avantages et désavantages, ses applications, et on terminera par l'étude de diverses techniques d'élargissement de la bande passante d'une antenne.

I.2 GÉNÉRALITÉS SUR LES ANTENNES

I.2.1 Définition

Une antenne est un dispositif passif permettant de transformer une énergie électrique d'un signal guidé le long de la ligne en une énergie électromagnétique transporter par une onde électromagnétique rayonnée dans l'espace libre ou vice-versa [1]. On peut représenter une antenne par le schéma suivant :

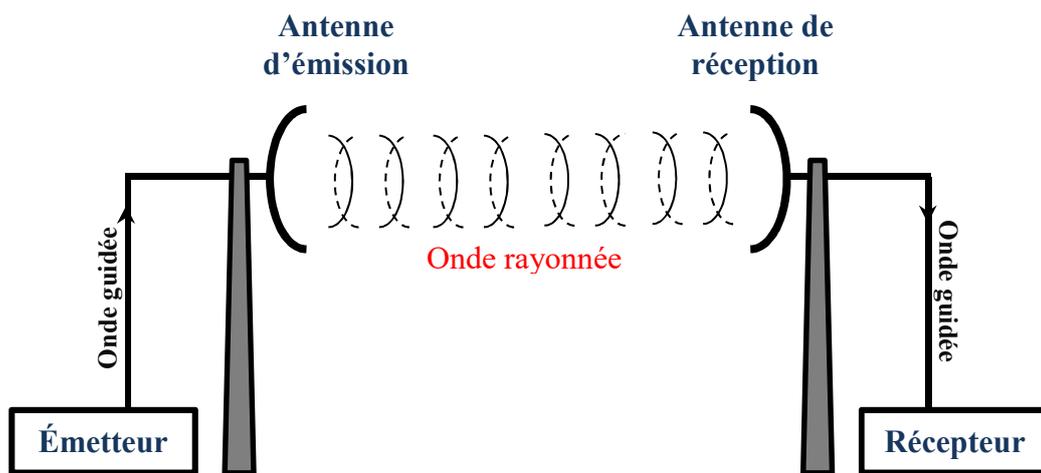


Fig. I.1 : Chaîne de transmission

L'une des définitions les plus justes d'une antenne est celle donnée par Combes [2]: «Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur »

Dans la plupart des cas, une antenne peut être utilisée en émission ou en réception 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.

L'antenne peut être utilisée (en particulier dans un système de communication) pour diriger l'énergie du rayonnement dans une direction, et de la réduire ou l'annuler dans d'autres directions selon les fréquences. Ceci dit, l'antenne n'est plus seulement un outil de transmission, mais également un dispositif de transition.

I.2.2 Caractéristiques radioélectriques d'une antenne

Plusieurs paramètres sont utilisés pour caractériser les performances d'une antenne. On peut distinguer deux groupes de paramètres : le premier groupe considère l'antenne comme un circuit électrique, tel que l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion, et le deuxième groupe s'intéresse aux propriétés de rayonnement de l'antenne tel que le diagramme de rayonnement, la directivité et le gain. Nous allons rappeler la définition de chacun de ces paramètres.

I.2.2.1 Caractéristiques électriques

Généralement, ces caractéristiques électriques sont liées à la définition électrique de l'antenne au sein du circuit dans lequel elle est connectée. Ils permettent d'évaluer la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation et, ainsi, de caractériser l'efficacité du transfert de puissance entre le système radioélectrique et le milieu de propagation. Parmi ces paramètres qui peuvent servir à cette caractérisation on peut citer l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire, la bande passante et le rendement.

a. Impédance d'entrée de l'antenne

Considérons une antenne d'émission dont on peut définir les deux bornes d'entrée A et A'. Cette antenne peut être représentée par un dipôle (Figure I.2).

On appelle impédance d'entrée de l'antenne l'impédance vue à l'entrée de ce composant. Elle est représentée par :

$$Z_e(f) = R_e(f) + j X_e(f) \quad (\text{I.1})$$

La partie réelle de l'impédance d'entrée $R_e(f)$ caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement et de pertes diverses dans la structure (onde de surface, pertes diélectriques, ...). La partie imaginaire $X_e(f)$, d'interprétation plus délicate, représente la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne.

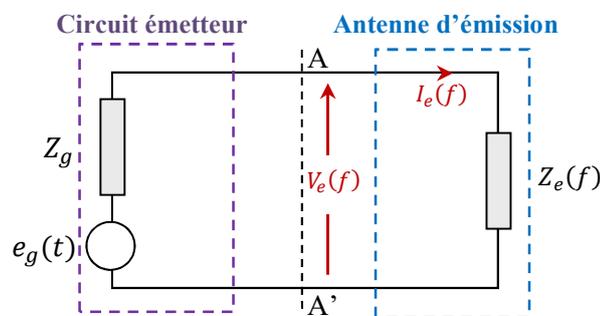


Fig. I.2 : Schéma équivalent du dispositif à l'émission
(A, A') : plan de référence

Soient V_e la tension entre les bornes A et A' et I_e le courant d'alimentation de l'antenne. L'impédance d'entrée $Z_e(f)$, dont le plan de référence est indiqué sur la figure I.2, est donnée par :

$$Z_e(f) = \frac{V_e(f)}{I_e(f)} \quad (\text{I.2})$$

b. Coefficient de réflexion

Dans le plan de référence introduit précédemment, la discontinuité présentée par l'antenne peut être caractérisée par le coefficient de réflexion. Ce coefficient de réflexion est alors lié à l'impédance d'entrée de l'antenne par la relation classique :

$$S_{11}(f) = \frac{Z_e(f) - Z_0}{Z_e(f) + Z_0} \quad (\text{I.3})$$

où Z_0 est l'impédance de normalisation en général égale à 50 Ohms. Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de l'antenne qui est idéale lorsque $S_{11}(f) = 0$, c'est à dire lorsque l'impédance d'entrée de l'antenne vaut : $Z_e(f) = Z_0$. Dans le cas où le coefficient de réflexion est non nul, un système d'ondes stationnaires apparaît et la puissance émise par le générateur n'est pas transmise de façon optimale à l'antenne. On visera toujours à une réflexion minimale à l'entrée de l'antenne correspond à un paramètre de transmission de la matrice de répartition (S_{21}) proche de 1 et à un coefficient de réflexion (S_{11}) proche de 0 (en valeurs linéaires). On admet qu'une bonne adaptation est obtenue lorsque le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB.

c. Rapport d'onde stationnaire (ROS)

Dans la pratique, l'adaptation d'une antenne est souvent caractérisée par le "Rapport d'Onde Stationnaire" (R.O.S.) ou en anglais Voltage Standing Wave Ratio (VSWR). Ce rapport est un indicateur du bon fonctionnement du système d'alimentation d'une antenne. Lorsqu'il y a désadaptation, la réflexion d'une partie de l'onde incidente (onde réfléchie d'amplitude V_r) et l'addition avec l'onde incidente (d'amplitude V_i) conduit à l'apparition d'une onde stationnaire dans la ligne qui relie l'antenne à la source (ou au récepteur). L'amplitude de cette onde stationnaire n'est pas constante le long de la ligne :

1. l'amplitude est maximale lorsque l'onde incidente et l'onde réfléchie produisent des interférences constructives. On a donc : $V_{max} = V_i + V_r$.
2. Réciproquement, l'amplitude minimum est atteinte lorsque les deux ondes produisent des interférences destructives. On a donc : $V_{min} = V_i - V_r$.

Alors, le taux ou le rapport d'onde stationnaire sera défini par :

$$ROS = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{V_i + V_r}{V_i - V_r} \quad (I.4)$$

Ce rapport est lié au coefficient de réflexion S_{11} par la relation suivante :

$$ROS = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (I.5)$$

d. Bande passante

La bande passante BP ou la largeur de bande est un paramètre important de l'antenne qui peut être définie comme une gamme de fréquence sur laquelle le transfert d'énergie de l'émetteur vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est supérieur à un seuil. Elle peut aussi être définie en fonction du coefficient de réflexion S_{11} , à condition que les caractéristiques de l'antenne (diagramme de rayonnement, impédance d'entrée, gain, polarisation, angle d'ouverture,..) restent stables sur cette bande de fréquence. Pour déduire la bande passante d'une antenne on n'utilise pas des critères précis concernant la limite du coefficient de réflexion mais le plus souvent on choisit des critères typiques comme un coefficient de réflexion inférieure à -8 dB ou -10 dB sur la bande passante (Figure I.3).

Généralement, on l'exprime en termes de bande passante relative par rapport à la fréquence centrale d'utilisation comme suit :

$$BP \% = 100 \times \frac{f_s - f_i}{f_c} \quad (I.6)$$

où f_s est la fréquence plus élevée de la bande, f_i est la fréquence la plus basse de la bande et f_c est la fréquence centrale d'utilisation pour laquelle l'antenne est conçue, Souvent, la définition de ce niveau peut être limitée par le rapport d'onde stationnaire maximal admissible ($ROS = 2$).

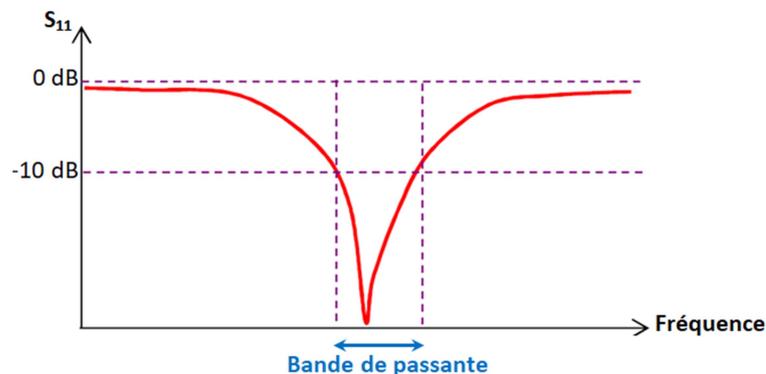


Fig. I.3 : Variation du S_{11} d'une antenne en dB en fonction de la fréquence et définition de la bande passante à -10 dB

I.2.2.2 Caractéristiques de rayonnement

Ce type de paramètres utilise les propriétés de rayonnement pour caractériser les performances d'une antenne à savoir le diagramme de rayonnement, la directivité et le gain.

a. Diagramme de rayonnement

Les antennes émettent ou captent inégalement dans l'espace suivant la manière dont elles sont confectionnées, certaines directions étant privilégiées. On parle alors de la caractéristique directionnelle d'une antenne. Le diagramme de rayonnement ou diagramme d'antenne est la représentation graphique d'une section de cette caractéristique. En général, le diagramme de rayonnement est la répartition spatiale de la puissance rayonnée par une antenne en émission ou la répartition spatiale de la puissance récupérée par un capteur en réception (qu'on peut l'appeler aussi diagramme de captation). Pour une même antenne, le diagramme de rayonnement ou le diagramme de captation sont supposés identiques : on parle de façon générique de diagramme de rayonnement.

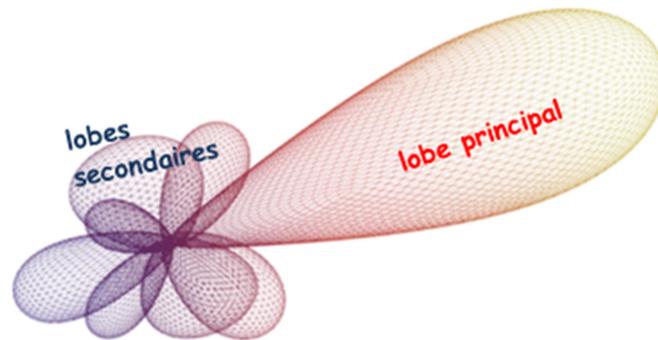


Fig. I.4 : Exemple de diagramme de rayonnement 3D d'une antenne

Ces diagrammes sont caractérisés par un lobe principal et des lobes secondaires. La représentation la plus courante consiste en deux plans perpendiculaires qui sont : le plan E et le plan H. Le plan E est défini comme le plan contenant l'axe de l'antenne et le champ électrique. Le plan H est défini comme le plan contenant l'axe de l'antenne et le champ magnétique.

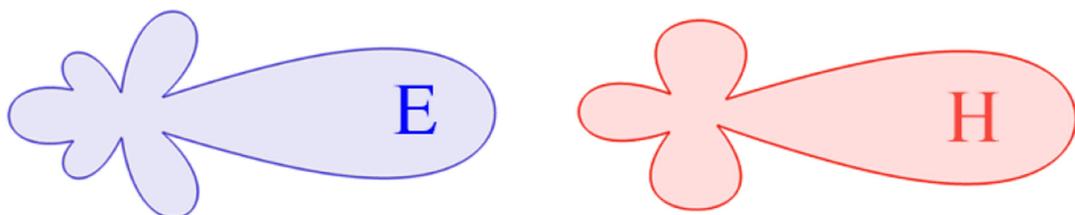


Fig. I.5 : Deux plans E et H du diagramme de rayonnement de la figure I.4

Le graphique suivant représente le diagramme de rayonnement en format polaire d'une antenne filaire, pour les deux plans E et H.

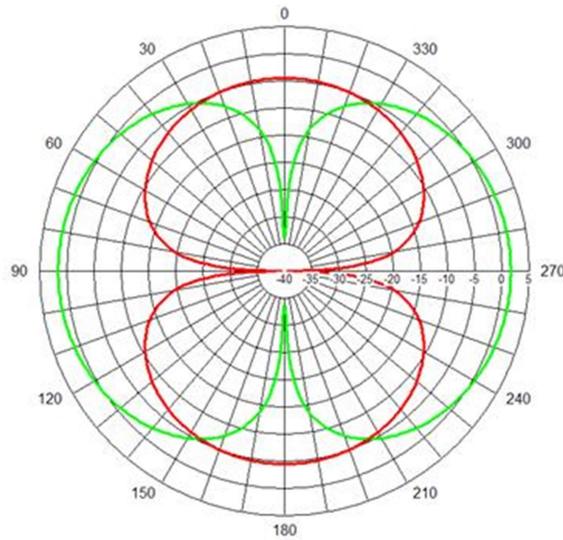


Fig. I.6 : Diagramme de rayonnement en format polaire d'une antenne filaire
(Le Plan E en rouge et le Plan H en vert)

Il est aussi possible de recourir à la représentation en coordonnées cartésiennes et à tous ses avantages concernant la possibilité d'évaluation des résultats de mesure (Figure I.7).

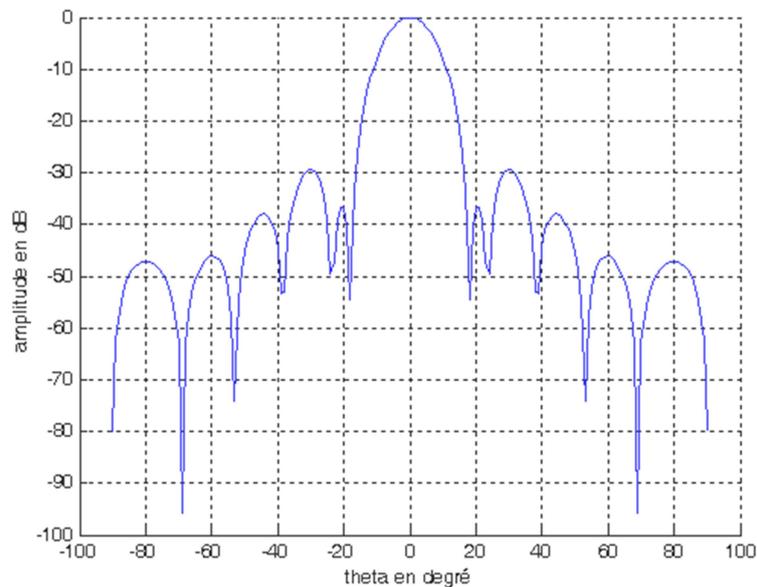


Fig. I.7 : Exemple d'un diagramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes

Les systèmes de coordonnées polaires sont de loin plus fréquents que les tracés cartésiens, car ils donnent une meilleure représentation visuelle des performances de l'antenne dans toutes les directions (Figure I. II.8).

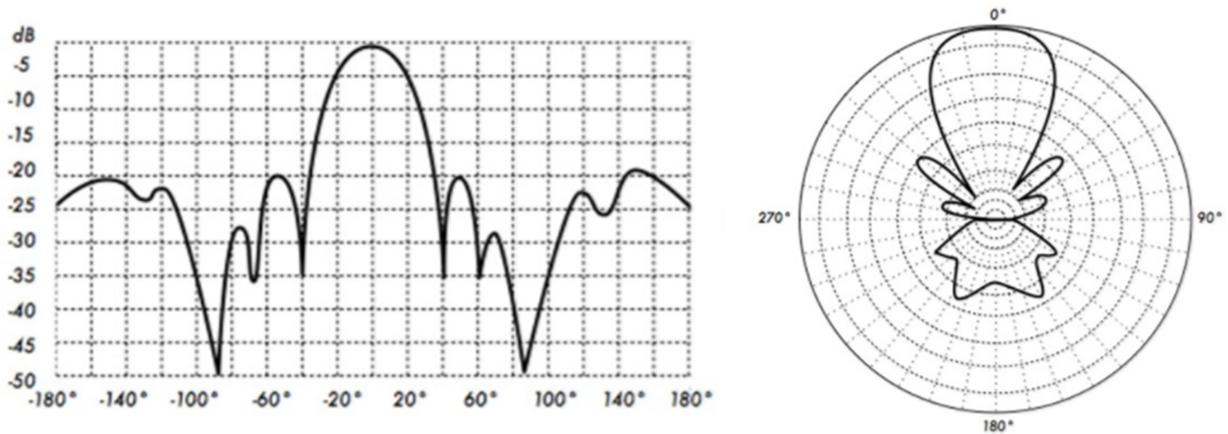


Fig. I.8 : Diagrammes de rayonnement d'une antenne dans un seul plan : (a) en coordonnées cartésiennes (b) en format polaire

- **Antenne omnidirectionnelle ou isotrope :** c'est une source ponctuelle qui rayonnerait la même puissance dans toutes les directions du plan horizontal. Une antenne qui dispose de cette propriété est l'antenne sphérique. Ainsi, la densité de puissance du champ sphérique autour de cette antenne est la même en tout point. C'est seulement une antenne idéale qui ne peut être réalisée. Bien qu'une telle antenne n'ait pas de réalité physique, elle est considérée comme une antenne de référence.
- **Antenne directives :** Ces antennes concentrent l'énergie dans une ou plusieurs directions privilégiées. Ces antennes directives possèdent un ou deux lobes nettement plus importants que les autres que l'on nomme les lobes principaux. Elle comporte également des lobes secondaires.

b. Puissance rayonnée par une antenne

Soit une antenne quelconque placée au centre d'un repère sphérique et connectée à une source qui lui fournit une puissance électrique P_A (Figure I.9).

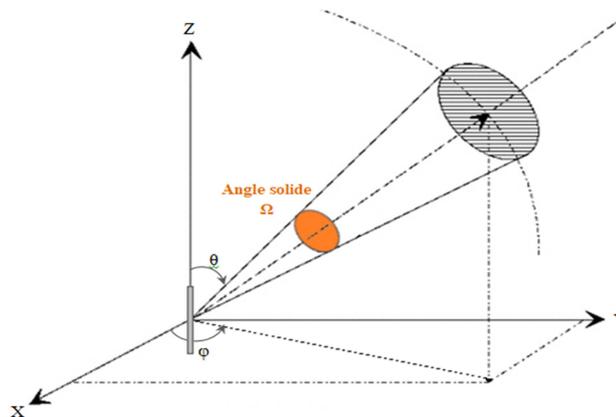


Fig. I.9 : Puissance rayonnée par une antenne dans une direction de l'espace

La puissance rayonnée dans une direction quelconque (θ, φ) par unité d'angle solide Ω (exprimé en stéradian sr) est donnée par l'équation (I.7). La puissance fournie à une surface élémentaire située à une distance R est donnée par l'équation (I.8). La puissance totale rayonnée ou émise P_{rad} par une antenne correspond à la somme des puissances rayonnées dans toutes les directions de l'espace. P_{rad} est obtenue par intégration de la densité de puissance sur une surface sphérique et est donnée par l'équation (I.9).

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega} \left[\frac{W}{sr} \right] \quad (I.7)$$

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega \cdot R^2} [W/m^2] \quad (I.8)$$

$$P_{rad} = \iint_{\theta \varphi} P(\theta, \varphi) d\varphi d\theta [W] \quad (I.9)$$

Prenons le cas d'une antenne isotrope, la puissance rayonnée par cette antenne est constante dans toutes les directions de l'espace et est donnée par les équations (I.10) et (I.11).

$$\text{+par unité d'angle solide:} \quad P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{4\pi} \left[\frac{W}{sr} \right] \quad (I.10)$$

$$\text{+par unité de surface:} \quad P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{4\pi R^2} [W/m^2] \quad (I.11)$$

c. Directivité

La directivité d'une antenne caractérise la capacité de cette antenne à concentrer l'énergie qu'elle rayonne dans une ou plusieurs directions privilégiées au moment de transmettre (ou de capter l'énergie provenant d'une direction particulière au moment de recevoir). C'est un paramètre intrinsèque de l'antenne, sans dimension. La directivité $D(\theta, \varphi)$ est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction privilégiée $P(\theta, \varphi)$ et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope P_r :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_r}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r} \quad (I.12)$$

Une valeur faible pour la moyenne de la fonction caractéristique de rayonnement, correspond à une antenne directive : la puissance n'est envoyée que dans un cône d'angle solide petit.

d. Gain

Les antennes dans le monde réel sont caractérisées par un rayonnement plus ou moins fort dans certaines directions privilégiées. C'est cette propriété qui porte le nom de gain. Le gain d'une antenne est une caractéristique importante de ses performances au sein d'un système. Il se définit comme le rapport entre l'intensité de rayonnement maximale $P(\theta, \varphi)$ obtenue au sommet du lobe principal et l'intensité de rayonnement maximale P_r dans la même direction qui serait produite pour une source électromagnétique isotrope alimentée par la même puissance d'entrée.

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_A}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_A} \quad (I.13)$$

Le gain, grandeur sans dimension, est généralement exprimé par sa valeur en décibels :

$$G(\theta, \varphi)|_{dB} = 10 \log_{10} G(\theta, \varphi) \quad (I.14)$$

e. Polarisation d'une antenne

La polarisation est un paramètre important pour l'étude des antennes. Par définition, la polarisation d'une antenne décrit l'orientation du champ électrique \vec{E} de l'onde qu'elle rayonne ou qu'elle reçoit de façon privilégiée. La polarisation peut-être linéaire, circulaire ou elliptique.

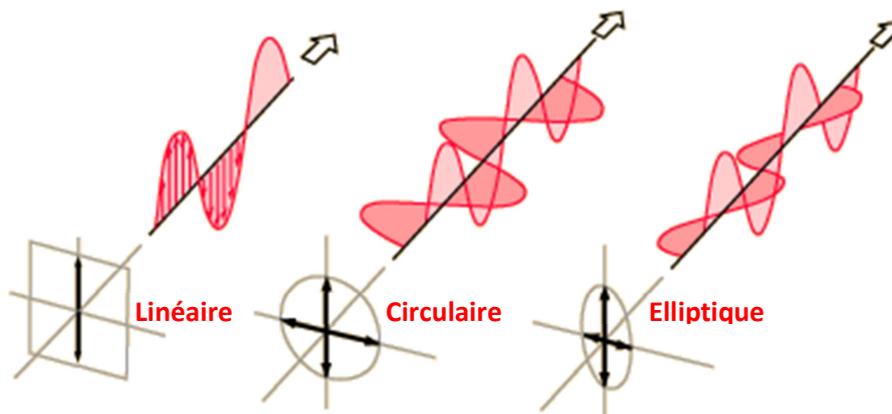


Fig. I.10 : Différents types de polarisation d'une onde

On parle de polarisation linéaire (appelée aussi rectiligne) lorsque le champ électrique \vec{E} rayonné à l'infini conserve une direction constante au cours du temps, et de polarisation elliptique lorsque la direction du champ électrique varie avec le temps et l'extrémité du vecteur du champ \vec{E} rayonné à l'infini décrit une ellipse. Un cas particulier de la polarisation elliptique que l'on nomme polarisation circulaire peut aussi se produire.

I.2.3 Mise en Réseau d'Antennes

Certaines applications nécessitent des caractéristiques radioélectriques (un gain élevé avec une grande directivité) ne peut généralement être obtenus que par le regroupement de plusieurs sources rayonnantes pour former un réseau d'antennes. Un réseau d'antennes est un ensemble d'antennes séparées et alimentées de façon synchrone. C'est-à-dire que le déphasage du courant entre deux paires d'antennes est fixe. Le champ électromagnétique produit par un réseau d'antennes est la somme vectorielle des champs produits par chacun des éléments. En choisissant convenablement l'espacement entre les éléments et la phase du courant qui circule dans chacun, on peut modifier la directivité du réseau grâce à l'interférence constructive dans certaines directions et à l'interférence destructive dans d'autres directions.

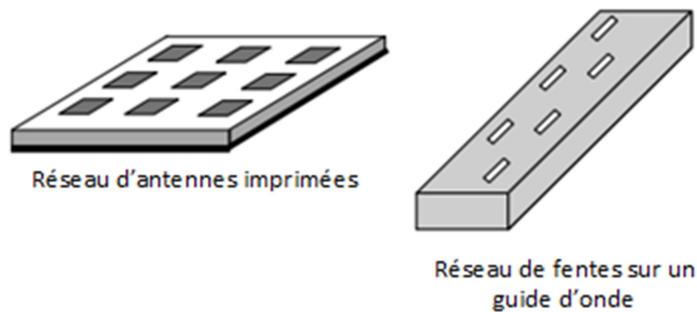


Fig. I.11 : Exemples de réseau d'antennes

Le regroupement en réseau le plus simple est obtenu avec des sources identiques qui se déduisent les unes des autres par translation pour former des réseaux linéaires et plans.

I.2.4 Principaux types d'Antennes

Dans le domaine de télécommunication, il existe une quantité incroyable de variétés d'antennes avec des formes plus ou moins surprenantes parfois même impressionnantes. Cela va de l'antenne simple filaire jusqu'à des modèles des plus complexes telles que celles des centres d'émission. Il n'est pas question, dans ce paragraphe, de présenter toutes ces antennes, mais d'en exposer brièvement certains les plus couramment utilisées.

Les antennes peuvent être réparties en plusieurs catégories selon divers critères à savoir :

- La forme géométrique (filare, à ouverture, à réflecteur, microruban) ;
- La bande passante (HF, VHF, UHF ...) ;
- La forme de faisceau (omnidirectionnel, faisceau étroit, faisceau large) ;
- Domaine d'utilisation (liaison terrestre, liaison spatiale, faisceaux hertziens, ...) ;
- Ordre chronologique d'apparition.

Nous allons maintenant présenter et discuter brièvement certaines formes des différents types d'antennes les plus utilisées dans le monde de télécommunication.

I.2.4.1 Antenne dipolaire

L'antenne dipolaire est une antenne de base de type filaire. Élaborée par Heinrich Rudolph Hertz vers 1886, elle est constituée de deux brins métalliques alignés de longueurs égales très courts et espacés de 1 à 2 cm. Ses deux brins sont reliés chacun à deux fils parallèles et très proches constituant une ligne d'alimentation (Figure I.12 (a)). Ce type d'antenne a de nombreuses applications telles que pour les récepteurs radio, les antennes des talkies-walkies, etc.

I.2.4.2 Antenne boucle magnétique

L'antenne cadre magnétique est sensible au champ magnétique (d'où son nom de boucle magnétique), à l'opposé d'une antenne dipolaire ou Yagi, qui est en résonance sur la composante électrique uniquement. Ce type d'antenne est constitué d'un fil conducteur, qui peut prendre différentes formes (telles que le rectangle, le carré, le triangle, l'ellipse, le cercle et d'autres formes) permettant le retour du fil sur lui-même. La boucle est ainsi branchée sur une ligne de transmission reliée au générateur (Figure I.12 (b)).

L'antenne boucle magnétique est une antenne un peu délicate à réaliser mais qui peut être idéale dans les espaces limités ou lorsque la mobilité est nécessaire à cause de sa forme compacte. En plus, elle a l'avantage d'avoir un rayonnement toujours le même, quelle que soit la distance au sol.

I.2.4.3 Antenne cornet

Une antenne cornet est un dispositif très utilisé pour la propagation d'ondes guidée. Elle a la forme de cylindre, de cône ou de pyramide. La forme du cornet permet de passer graduellement des dimensions du guide d'onde à l'espace libre, en jouant le rôle d'adaptation entre l'impédance du cornet et celle du vide (Figure I.12 (c)). Cette antenne est plus directive que les précédentes, dans la mesure où la puissance n'est émise que dans une région de l'espace limitée. Son utilisation est très répandue surtout en hyperfréquences (3 à 300 GHz), néanmoins ce type d'antenne peut être réalisé à toutes les fréquences.

I.2.4.4 Antenne à fente

Toujours en utilisant le guide d'onde comme dispositif de transmission, les antennes à fentes sont des ouvertures, de longueur de $\lambda/2$, percées dans le corps métallique du guide d'onde (souvent on utilise des formes rectangulaires). Le rayonnement s'effectue alors d'une façon perpendiculaire au plan troué du guide (Figure I.12 (d)). Ce type de dispositif est utilisé lorsque le rayonnement doit être localisé. Les antennes à fentes sont aujourd'hui largement utilisées dans de nombreuses applications. Par exemple, dans des endroits où la transmission des ondes s'effectue mal, on peut placer un réseau de fentes rayonnantes.

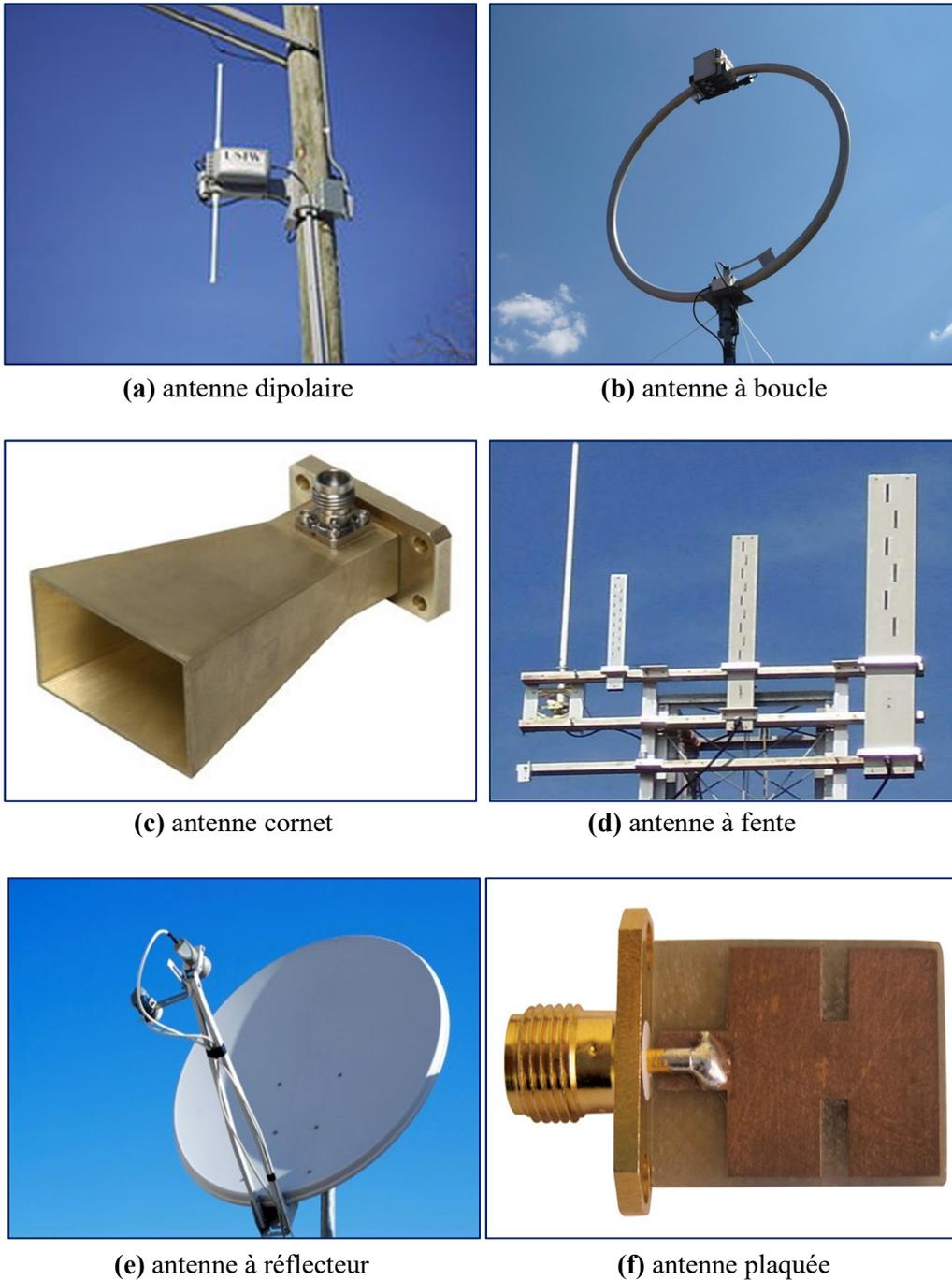


Fig. I.12 : Représentation de quelques types d'antennes.

I.2.4.5 Antenne à réflecteur parabolique

Une antenne à réflecteur parabolique, communément appelée parabole par le grand public, est inventée par un ingénieur Afro-Américain *Granville Woods*. Elle est constituée de la source d'émission associée à une partie métallique réfléchissante, souvent de forme parabolique (Figure I.12 (e)).

La source, placée au foyer de la parabole envoie l'onde vers le réflecteur parabolique. Selon la propriété bien connue de la parabole, tous les rayons sont réfléchis parallèlement.

Cette antenne qualifiée d'universelle puisqu'elle fonctionne en théorie sur n'importe quelle fréquence ou longueur d'onde, et cependant seulement employée à partir de la bande L dès 1,1 GHz et lorsqu'un gain d'antenne élevé est recherché. Cette antenne présente l'avantage d'offrir un gain élevé et donc d'effectuer des liaisons à très grandes distances. Ces antennes permettent de recevoir un signal d'un satellite, placé à très grande distance. Les antennes de ce type sont très répandues pour la réception de la télévision. Leur orientation est choisie de façon à viser un satellite particulier.

I.2.4.6 Antenne plaquée

Les antennes plaquées, appelées aussi antennes imprimées, ou antennes microrubans (patch en anglais) sont des éléments rayonnants planaires. Ce type d'antenne est apparu dans les années 50, mais le véritable développement ne s'est fait que dans les années 70. Généralement, elles sont constituées d'une couche en diélectrique, dont la face inférieure de cette couche est complètement métallisée pour réaliser un plan de masse. Sur l'autre face, une gravure métallique permet de supporter des courants de surface qui créent le rayonnement électromagnétique (Figure I.12 (f)). Dans la section suivante, nous allons examiner en détail ce type d'antenne.

I.3 LES ANTENNES IMPRIMÉES

I.3.1 Introduction

L'idée d'un élément rayonnant à microruban date de 1950 et le concept a été proposé par Deschamps [4]. Quelques années plus tard Gutton et Baissinot [5] ont breveté une antenne basée sur microruban. À cause du manque de bons substrats la recherche a stagné pour une période de 15 ans. Le besoin d'une antenne mince pour l'industrie militaire et spatiale a réanimé le développement des antennes imprimées au début des années 1970.

De nos jours, les antennes imprimées sont largement employées puisqu'elles permettent de répondre à de nombreuses contraintes imposées par les systèmes de télécommunications, Leurs formes et dimensions favorisent leur intégration sur de nombreux mobiles (avion, voiture, missile, téléphone portable,...).

L'intérêt pour ces antennes a favorisé de nombreuses études qui ont été menées afin d'améliorer les performances intrinsèques de ces antennes pour qu'elles puissent répondre aux différentes contraintes requises par les systèmes antennaires [6].

La description des antennes imprimées ainsi que leur principe de fonctionnement, leurs différentes formes et méthodes d'alimentation sont présentés dans les paragraphes suivants.

I.3.2 Description d'une antenne imprimée

L'antenne imprimée, appelée aussi antenne microruban est constituée d'une mince couche métallique d'épaisseur t de forme géométrique appropriée (rectangle, cercle, triangle ou d'autres formes plus complexes) formant l'élément rayonnant, déposée sur la face supérieure d'un substrat diélectrique (FR4, Roger4350,...). Tandis que la face opposée est complètement ou partiellement recouverte de métal pour constituer le plan de masse. D'habitude le métal utilisé est le cuivre.

Une antenne imprimée à élément rayonnant rectangulaire est l'antenne la plus courante, sa structure est détaillée sur la figure I.13 :

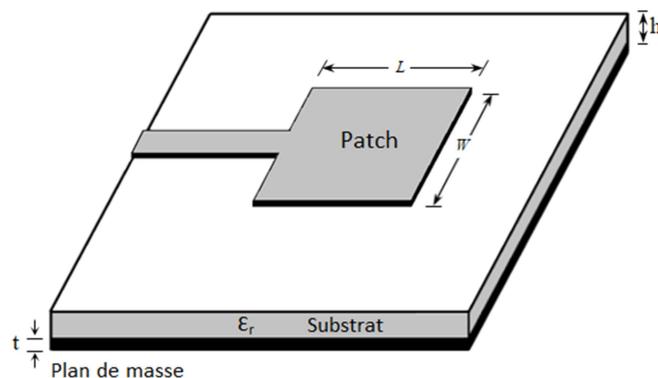


Fig. I.13 : Schéma descriptif d'une antenne imprimée

Les paramètres géométriques et physiques caractérisant les antennes imprimées sont :

- ❑ Les dimensions de l'élément rayonnant (la largeur W et la longueur L et épaisseur t).
- ❑ L'épaisseur du substrat diélectrique h .
- ❑ La permittivité relative du substrat diélectrique ϵ_r ,
- ❑ La tangente des pertes dans ce même substrat $\tan \delta$

Pour favoriser et maximiser le rayonnement d'une antenne imprimée, il convient de choisir un substrat ayant une faible constante diélectrique ϵ_r avec une hauteur h inférieure à la longueur d'ondes ($0.003 \lambda_0 < h < 0.05 \lambda_0$, où λ_0 est la longueur d'onde en espace libre), car cela procure un meilleur rendement, une bande passante plus grande et un meilleur rayonnement.

Dans la plupart des applications pratiques, les éléments rayonnants de forme rectangulaire, carré et circulaire sont les plus utilisés, néanmoins il existe une grande variété de formes que peut prendre une antenne imprimée (Figure I.14) [7]. Pour un élément rayonnant de forme rectangulaire, sa longueur L doit être généralement limitée entre $0.333 \lambda_0 < L < 0.5 \lambda_0$, et son épaisseur t doit être très mince de telle sorte que $t \ll 0.05 \lambda_0$.

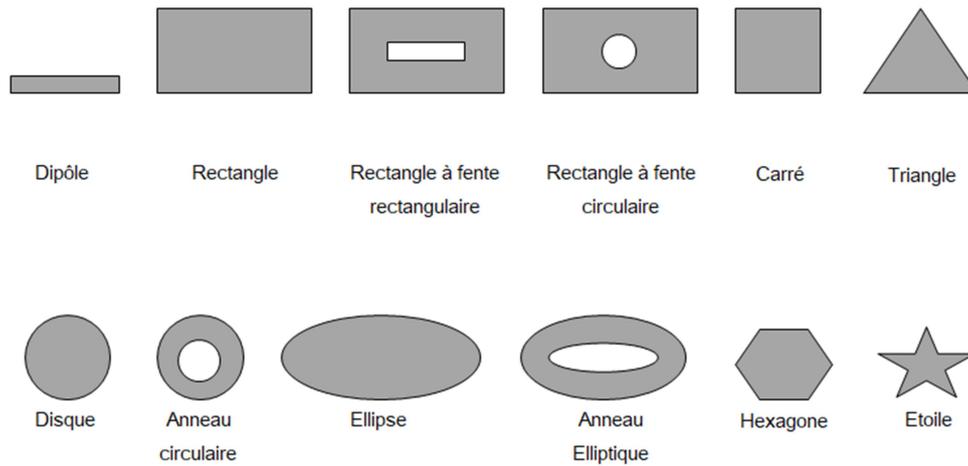


Fig. I.14 : Divers types d'éléments rayonnants

I.3.3 Avantages et limitations des antennes imprimées

Les antennes imprimées deviennent de plus en plus populaires en raison de leurs nombreux avantages en comparaison aux antennes conventionnelles. Par conséquent, elles sont extrêmement compatibles pour les dispositifs sans fil tels que les téléphones cellulaires, les systèmes GPS (Global Positioning System), les systèmes de Radars, etc. Certains des principaux avantages de ce type d'antennes sont comme suit:

- + faible encombrement ;
- + faible poids ;
- + profil plat ;
- + faible coût de fabrication ;
- + facilité de production en grandes quantités;
- + si le substrat est flexible, plusieurs conformations sont possibles (adaptées aux surfaces planes et non planes) ;
- + plusieurs éléments rayonnants peuvent être placés sur la même plaque avec le réseau d'alimentation ou avec d'autres circuits imprimés (déphaseurs, commutateurs, etc).

Néanmoins, ces antennes présentent également un certain nombre d'inconvénients qui peuvent limiter leur domaine d'applications, parmi lesquels :

- une bande passante très étroite ;
- un faible gain (de l'ordre de 5 dB) ;
- rendement faible ;
- effet de couplage parasite entre les éléments ;
- une pureté de polarisation difficile à obtenir ;
- puissance supportée limitée en comparaison aux antennes conventionnelles ;
- Rayonnement parasite de l'alimentation.

I.3.4 Applications des Antennes Imprimées

En raison de leurs nombreux avantages, les antennes imprimées sont utilisées dans différentes applications. Aujourd'hui, les antennes imprimées sont utilisées dans les secteurs commerciaux en raison de son faible coût et de sa facilité de fabrication grâce à une technologie de circuit imprimé de pointe. Les antennes imprimées sont aussi largement utilisées dans les systèmes de défense militaire comme les missiles, les avions, et les satellites. Les systèmes GPS (Global Positioning System) d'aujourd'hui utilisent aussi la technologie des antennes imprimées. Ces types d'antennes sont aussi utilisés dans le domaine médical. En raison du développement et des recherches en cours dans le domaine des antennes imprimées, on prévoit qu'à l'avenir, la plupart des antennes conventionnelles seront remplacées par des antennes microrubans.

I.3.5 Alimentation des éléments rayonnants

Les différentes méthodes d'alimentation des antennes imprimées peuvent être regroupées en deux grandes catégories : les *alimentations par contact direct* (par : ligne microruban, câble coaxial, etc.) et les *alimentations par proximité* (couplage électromagnétique par : ligne, fente,...). La technique utilisée peut modifier, de façon importante, le fonctionnement de l'antenne.

I.3.5.1 Alimentation par ligne microruban

Dans cette technique d'alimentation, on imprime l'élément rayonnant et sa ligne d'alimentation sur la même face du substrat diélectrique comme illustrer sur la figure I.15. Cette technique est, sans doute, peu coûteuse et facilement réalisable.

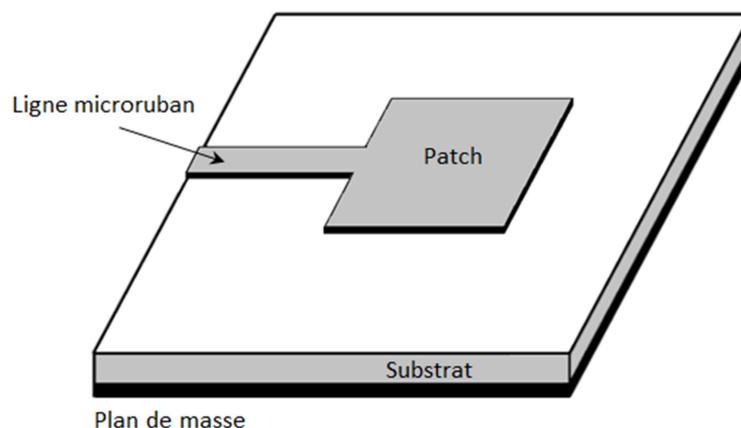


Fig. I.15 : Alimentation par ligne microruban

L'alimentation par ligne microruban peut se faire par connexion directe dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément (Figure I.16 (a)) ; ou décalée par rapport à cet axe de symétrie (Figure I.16 (b)) dont le but est de chercher une meilleure adaptation d'impédance; dans le même contexte l'alimentation axiale avec une encoche donne de bon résultats (Figure I.16 (c)) [2].

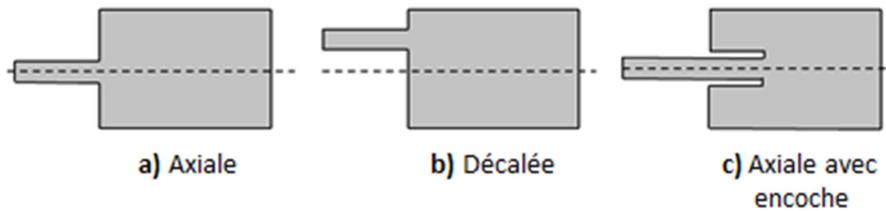


Fig. I.16 : Types d'alimentation par ligne microruban

I.3.5.2 Alimentation par une ligne coaxiale

L'alimentation des éléments rayonnants peut aussi être effectuée par connexion directe en utilisant une ligne coaxiale (Figure I.17). Ce dernier arrive par derrière le substrat et joint la plaque en traversant le plan de masse et le diélectrique. Le conducteur central de la ligne coaxiale est connecté en un point situé sur l'axe de symétrie de l'élément rayonnant, plus ou moins près du bord, afin de réaliser l'adaptation, tandis que le conducteur extérieur est soudé au plan de masse [7].

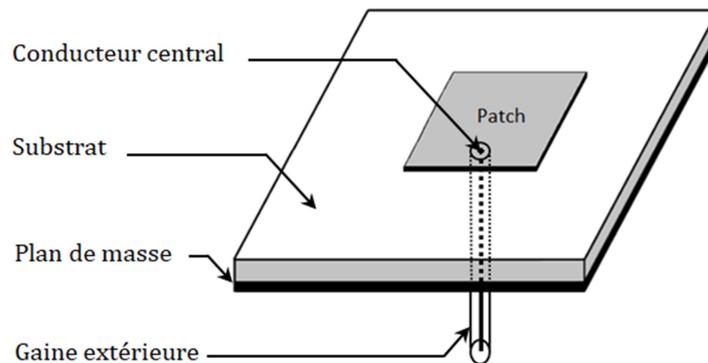


Fig. I.17 : Excitation par sonde coaxiale

L'alimentation par câble coaxial a l'avantage de permettre une connexion directe des appareils de mesure sur l'antenne. Il permet également d'obtenir une bonne adaptation en cherchant un point très précis d'alimentation. Cependant, l'inconvénient majeur de ce type d'excitation est le fait que l'on doit traverser le substrat pour connecter le conducteur central du câble coaxial à l'antenne. C'est également cher s'il s'agit d'une alimentation d'un réseau d'antennes imprimées.

I.3.5.3 Alimentation par ligne microruban en Sandwich

Pour ce type d'alimentation, on utilise deux substrats diélectriques, une ligne microruban et une source rayonnante. La ligne microruban n'est pas directement connectée au patch, elle est mise en sandwich entre ces deux substrats diélectriques (Figure I.18). La source rayonnante est excitée par la ligne d'alimentation par couplage électromagnétique. Les constantes diélectriques des substrats jouent un rôle principal et sont sélectionnées pour augmenter la bande passante et diminuer les rayonnements parasites provenant de la ligne d'alimentation.

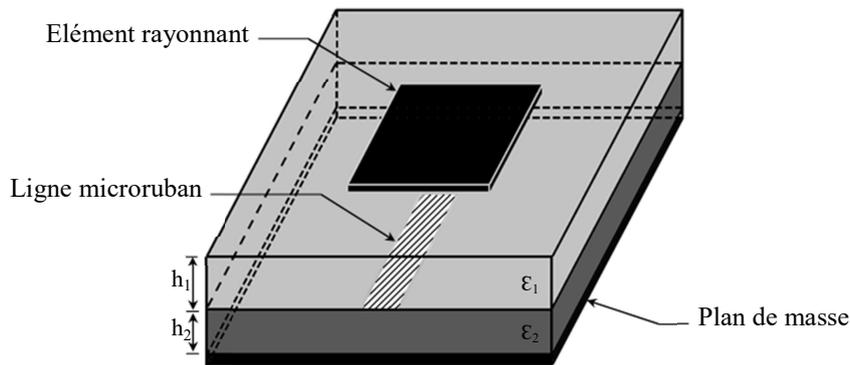


Fig. I.18 : Alimentation par couplage électromagnétique

I.3.5.4 Alimentation par couplage à travers une fente

Une autre technique utilisée pour exciter les antennes imprimées est l'alimentation par couplage à travers une fente ou une ouverture. Cette technique consiste à séparer la ligne microruban d'alimentation et l'élément rayonnant par un plan de masse (Figure I.19).

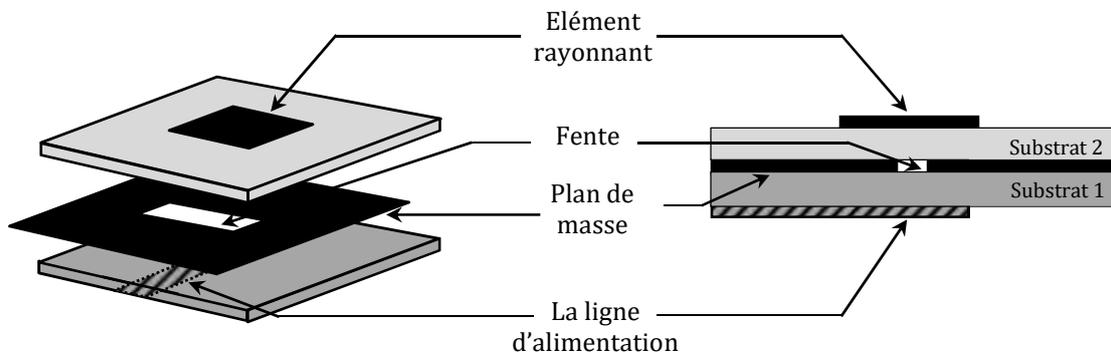


Fig. I.19 : Alimentation par couplage à travers une ouverture

L'excitation de la source rayonnante par la ligne microruban est réalisée par couplage à travers une fente ou une ouverture usinée dans le plan de masse. Cette ouverture assurant le couplage électromagnétique est habituellement centrée sous le patch. Cette technique d'alimentation présente l'avantage de réduire rayonnement parasite, puisque le plan de masse sépare le patch et la ligne d'alimentation.

I.3.5.5 Alimentation par guides d'ondes coplanaires

Le guides d'ondes coplanaires (CPW : Coplanar Waveguide) est une ligne de transmission largement utilisée pour alimenter les antennes imprimées. L'idée de cette technique consiste à éviter les soudures et les perçages dans le substrat. L'avantage de ce type d'alimentation est que le plan de masse et la ligne d'alimentation se trouvent sur la même face d'un substrat diélectrique comme illustré sur la figure I.20. L'élément rayonnant est alimenté par un ruban central métallique placé entre deux plans de masse parallèles entre eux.

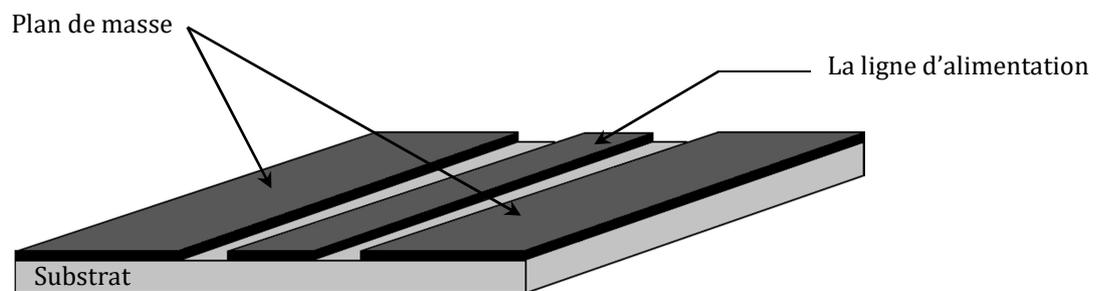


Fig. I.20 : Alimentation par guides d'ondes coplanaires

I.3.6 Principe de rayonnement d'une Antenne Imprimée

Le principe de rayonnement d'une antenne imprimée se comprend aisément à partir de sa forme géométrique. Dans ce paragraphe, nous allons étudier le principe de fonctionnement d'une antenne imprimée de forme rectangulaire.

Lorsqu'on excite la ligne d'alimentation avec une source de tension, une onde électromagnétique va se propager tout au long pour rencontrer l'élément rayonnant qui est généralement de largeur plus grande que la ligne, donc plus apte à rayonner. Une distribution de charge va s'établir entre le plan de masse et le substrat, et aussi sur et sous l'élément rayonnant. La figure I.21 montre cette distribution dans le cas particulier où l'antenne rayonne le plus efficacement, c'est-à-dire lorsqu'elle devient résonante (la longueur de l'élément rayonnant est égale à la demi-longueur d'onde guidée). Le cas présenté correspond au mode fondamental de l'antenne.

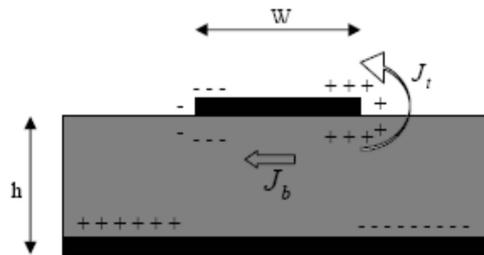


Fig. I.21 : *Distribution de charge sur une antenne imprimée*

Ces distributions de charges et de densités de courants associés induisent une distribution de champ électrique comme illustrée sur la Figure I.22 (mode fondamental). Une analyse plus détaillée des distributions de charge et du champ électrique dans ce mode permet de retrouver tous les paramètres caractéristiques d'une antenne : (diagramme et résistance de rayonnement, fréquences de résonance,...). Un renversement de phase des composantes verticales du champ électrique peut se constater le long de l'antenne comme illustrée sur la Figure I.22. La valeur du champ électrique est nulle au centre de l'antenne, ce qui a pour conséquence l'apparition d'un maximum de rayonnement selon la direction normale à l'antenne.

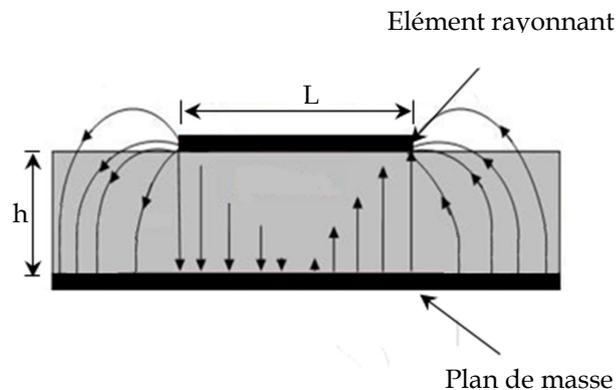


Fig. I.22 : *Distribution du champ électrique entre l'élément rayonnant et le plan de masse*

I.4 LES COMMUNICATIONS ULTRA LARGE BANDE

Afin d'atteindre notre objectif principal, qui est la conception des antennes fractales pour des applications ultra large bande ULB, il était important de consacrer une section de ce manuscrit pour présenter et clarifier de manière générale les communications ULB.

I.4.1 Bref historique

Les communications ultra large bande (ULB) sont différentes de toutes les autres techniques de communication car elles utilisent des impulsions RF extrêmement étroites. L'utilisation d'impulsions de courte durée comme éléments constitutifs des communications génère directement une bande passante très large et offre plusieurs autres avantages, tels que le haut débit, la robustesse au brouillage, et la coexistence avec les services de radio actuels [8].

Les communications ultra large bande ne sont pas une nouvelle technologie; en fait, elles ont été utilisées la première fois par Guglielmo Marconi en 1901 pour transmettre des séquences de code Morse à travers l'océan Atlantique en utilisant des émetteurs radio à étincelles. Cependant, l'avantage d'une large bande passante et la capacité de mettre en œuvre des systèmes multi-utilisateurs fournis par des impulsions électromagnétiques n'ont jamais été considérés à ce moment-là [8].

Après la seconde guerre mondiale, le besoin de la technique ULB a été renouvelé, surtout dans le domaine militaire, lorsque les instruments sub-nanoseconde tels que les radars à impulsion sont devenus disponibles. Un important effort de recherche a été mené par les chercheurs. Les travaux de Pierce et Hopper publiés en 1952 semblent constituer le premier travail sur la communication par impulsion à accès multiples tandis que le premier brevet sur l'application de l'ultra large bande aux télécommunications est dû à G. F. Ross en 1973. Les Etats-Unis, représentés par son Département de la Défense, ont publié en 1990 les résultats de son évaluation de la technologie ULB, qui s'est concentrée exclusivement sur les systèmes radar.

Par la suite, la recherche s'est concentrée sur les signaux ULB à des fins de communication radio, notamment avec les travaux de recherche académiques de Scholtz en 1993, et ce n'est qu'en 1997 que le terme UWB apparaît dans le titre d'un article consacré à l'IR. En mai 2000, la FCC (*Federal Communications Commission*), organisme de réglementation américaine responsable du découpage du spectre en plusieurs bandes de fréquences qui seront attribuées aux différents services, a émis un avis de proposition de réglementation (*Notice of Proposed Rule Making*) suite aux pressions des développeurs de systèmes ULB pour accorder l'usage commercial de l'ULB. Dans cet avis, la FCC reconnaissait les avantages que pourraient apporter les systèmes utilisant l'ULB dans de nombreux domaines.

Un changement important est survenu en février 2002, lorsque la FCC a rendu une décision dans laquelle elle a accordé le premier ordre et rapport (R&O) pour la commercialisation de la technologie ULB sous des limites strictes d'émission de puissance pour différents dispositifs. Le rapport final de la FCC était rendu public au mois d'avril 2002. La FCC a exigé que les niveaux d'émission de puissance des signaux ULB dans la gamme de fréquences non autorisée de 3,1 à 10,6 GHz soient suffisamment faibles pour éviter toute interférence avec d'autres systèmes, technologies et services de communication existants fonctionnant dans les mêmes bandes attribuées, ce qui leur permet d'exister ensemble.

I.4.2 Définition

La FCC a défini, en février 2002, l'ultra large bande comme tout système ayant une bande passante supérieure à 500 MHz (à -10 dB), ou supérieure à 20% de la bande passante relative (BP_{relative}) définie par :

$$BP_{\text{relative}} = \frac{f_H - f_L}{f_c} \geq 20\% \quad (I.15)$$

Avec:

$$f_c = \frac{f_H + f_L}{2} \quad (I.16)$$

f_c représente la fréquence centrale de transmission.

f_H et f_L sont, respectivement, les fréquences limites supérieures et inférieures de la bande de fréquence. Ces deux fréquences sont définies selon la FCC par les fréquences auxquelles la puissance rayonnée est -10 dB de sa valeur maximale.

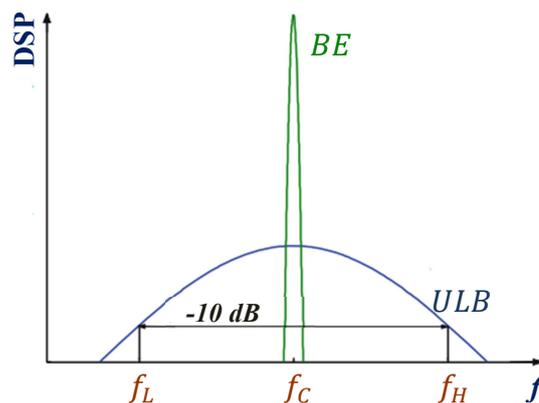


Fig. I.23 : Densité Spectrale de Puissance (DSP) d'un signal ULB par rapport à un signal typique à bande étroite (NB)

Une autre définition est adoptée par la plupart des concepteurs des systèmes ULB, comme une bande passante supérieure à 1.5 GHz (à -10 dB), ou une bande passante relative supérieure à 25% par rapport à la fréquence centrale du système.

I.4.3 Avantages et désavantages des systèmes ULB

Les avantages de la technologie ULB sont dérivés de ses caractéristiques uniques qui sont les raisons pour lesquelles elle présente une solution plus éloquente aux communications sans fil à haut débit en comparaison aux autres technologies. Ces caractéristiques uniques sont énumérées ci-dessous :

- + ***Une très grande capacité de canal de transmission*** : puisque les données sont transmises sur une bande de plusieurs gigahertz de largeur, cela fournit un débit très élevé de l'ordre de gigabits par seconde (Gbp/s).
- + ***Une faible probabilité d'interception et de détection*** : les systèmes de communications ULB ont une immunité à la détection et à l'interception en raison de leur faible puissance moyenne transmise.
- + ***Une faible consommation d'énergie*** : les systèmes ULB consomment une faible énergie grâce à l'utilisation d'impulsions de très courte durée en émission et en réception, et aussi grâce à la faible puissance de transmission.
- + ***Une absence d'interférence*** : les signaux des systèmes de communication ULB n'interfèrent pas avec les autres signaux partageant avec eux le même spectre.
- + ***Une bonne capacité de pénétration*** : les signaux ULB peuvent ainsi traverser différents types de surface.
- + ***Une accessibilité pour des applications de localisation*** : la détection et la précision du signal ULB, grâce à leur résolution, rendent cette technologie accessible pour des applications de localisation.

Néanmoins, l'ULB présente quelques inconvénients :

- ***Une faible couverture*** : la faible puissance du signal ULB ainsi que la très large bande limitent le type d'applications possibles qui utilisent cette technologie.
- Le haut débit induit l'utilité du traitement d'un signal très dense à la réception, avec une rapidité raisonnable, ce qui est difficile à réaliser.

I.4.4 Les Applications de l'ULB

Avant l'attribution du spectre ULB pour des applications commerciales par la FCC dans leur premier rapport et ordre (R&O) le 14 février 2002, la plupart des recherches sur l'ULB étaient limitées à de petits systèmes dans le domaine des communications militaires et des radars. Après cette date, l'ULB a suscité un énorme intérêt, et de nombreuses nouvelles idées d'applications sont apparues notamment dans l'industrie et dans les milieux universitaires. Aujourd'hui, la technologie ULB trouve de nombreuses applications militaires, de sécurité, civiles, commerciales et médicales.

Voici quelques-unes des applications existantes et émergentes de la technologie ULB [9] :

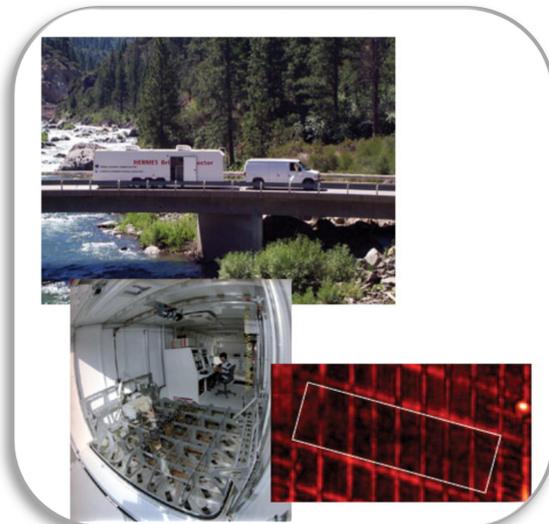
- ❑ **Applications militaires et de sécurité:** détection, localisation et identification de cibles telles que des avions, des tunnels, des armes dissimulées, des drogues illégales cachées, des mines enfouies et des munitions non explosées; localisation et suivi de personnel; détection et identification d'activités cachées; contrôle d'accès; imagerie à travers la paroi et la surveillance des bâtiments (Figure I.24 (a) et (b)).



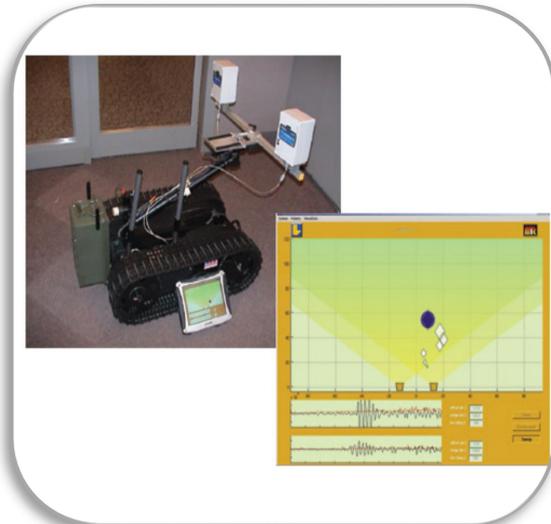
(a) les communications de tous les soldats et équipements aériennes peuvent être coordonnées en utilisant des signaux ULB.



(b) Utilisation d'un capteur radar à impulsions micropuissance fixé à un prolongateur pour fouiller les décombres.



(c) un système de détection de 64 modules radar, situés sous la remorque, produit des images de l'intérieur des ponts pour montrer une zone suspecte.



(d) *Urban Eyes* utilise deux capteurs radar à impulsions micropuissance pour fournir une vue en temps réel du mouvement derrière les murs.

Fig. I.24 : Quelques exemples d'application des systèmes ULB

- **Applications civiles et commerciales:** détection, identification et évaluation des conditions anormales des structures civiles telles que les trottoirs, les ponts, les bâtiments, les conduites souterraines (Figure I.24 (c)); détection, localisation et identification d'objets; gestion des actifs et des stocks; identification par radiofréquence (RFID); la surveillance des biens personnels tels que les voitures, les maisons et les objets de valeur; détection d'intrusion; suivi des actifs; mesure des volumes et des niveaux de liquide; prospection géophysique, altimétrie; évitement d'obstacles et de collision pour l'automobile et l'aviation.
- **Applications médicales:** détection et imagerie des tumeurs; surveillance de la santé des aînés; examen de santé des patients; l'imagerie médicale.

On notera en particulier que la principale application de la technologie ULB fonctionnant dans les limites de 3,1 à 10 GHz est la communication à courte distance en raison de son taux de transfert de données intrinsèquement très élevé sur de courtes distances. Les technologies ULB peuvent envoyer et recevoir des données à haute vitesse avec une très faible puissance à un coût relativement faible et donc sont attractifs pour les zones de communication sans fil à courte portée. Plus précisément, les technologies ULB ciblent principalement les applications à haut débit à courte portée, telles que les réseaux domestiques, les réseaux locaux sans fil à haute vitesse (LAN) et les communications de réseau personnel (PAN).

I.4.5 Antennes Ultra Large Bande (ULB)

Ces deux dernières décennies, la technologie ULB a suscité beaucoup d'intérêts grâce à ses nombreux avantages. Les antennes ULB, la partie importante du système ULB, ont fait l'objet de plusieurs projets de recherches [17-25]. La mise en œuvre d'un système ULB est confrontée à de nombreux défis et l'un de ces défis consiste à développer une antenne appropriée. Actuellement, il existe de nombreux modèles d'antennes pouvant atteindre une large bande passante utilisée dans les systèmes ULB tels que l'antenne Vivaldi, l'antenne biconique, l'antenne log-périodique, l'antenne spirale, etc. Néanmoins, elles peuvent être classées en trois grandes catégories : les antennes à ondes progressives, les antennes indépendantes de la fréquence et enfin les antennes Monopôles planaires.

I.4.5.1 Antennes à transition progressive

Les antennes à fente à transition progressive (Tapered Slot Antenna, TSA), également connue sous le nom des antennes à fente conique, ont été inventées en 1974 par Lewis et Gibson [10,11]. L'antenne TSA consiste généralement en une fente conique fendue dans une couche métallique imprimée sur un substrat diélectrique. La fente s'élargit selon une forme donnée jusqu'à la discontinuité comme dans le cas d'une antenne Vivaldi. Il existe plusieurs types d'antennes TSA selon les formes de ses ouvertures : l'antenne Vivaldi (avec une fente exponentielle ou elliptique), l'antenne LTSA (avec une fente linéaire), l'antenne CWSA (avec une fente exponentielle puis constante) et l'antenne BLTSA (avec une fente brisée).

La figure I.25 montre les différents types d'antennes TSA.

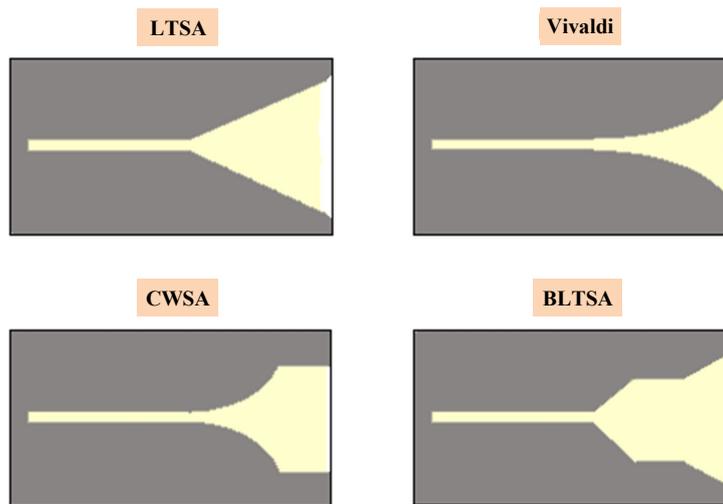


Fig. I.25 : Différents types d'antennes TSA

Les antennes à onde progressive peuvent rayonner d'une manière stable sur une très large bande passante et dépasse facilement 100%. Leur diagramme de rayonnement est unidirectionnel, et s'effectue suivant le plan du substrat. Leur directivité augmente avec la fréquence et les gains atteints par ces antennes peuvent aller jusqu'à 10 dBi en fonction des transitions choisies.

I.4.5.2 Antennes indépendantes de la fréquence

La théorie générale sur les antennes indépendantes de la fréquence a été donnée par VICTOR H. Rumsey en 1957 [12]. La géométrie de ce type d'antennes est définie uniquement par leurs dimensions angulaires. Leurs performances, à savoir l'impédance d'entrée, le diagramme de rayonnement et la polarisation de l'onde, sont indépendantes de la fréquence et restent inchangées sur une bande passante supposée infinie. Dans la littérature, on trouve plusieurs topologies d'antennes indépendantes de la fréquence telles que l'antenne biconique, l'antenne discone, l'antenne log-périodique et l'antenne spirale (Figure I.26).

L'antenne biconique a été inventée par le physicien britannique Sir Oliver Joseph Lodge en 1897 [13], ensuite largement étudiée par schelkunoff dans les années 1930. Ce regain d'intérêt pour les antennes à large bande a conduit à la redécouverte de l'antenne monopôle conique par P. S. Carter en 1939 [14]. Ce type d'antenne est constitué de deux conducteurs coniques, ayant un axe et un sommet communs, et s'étendant dans des directions opposées (Figure I.26 (a)). L'alimentation de cette antenne biconique est appliquée au sommet commun. Si l'un des cônes est réduit à un plan, l'antenne est appelée un discone (Figure I.26 (b)). Les antennes biconiques ont des structures encombrantes avec de grandes dimensions physiques qui limitent leurs applications.

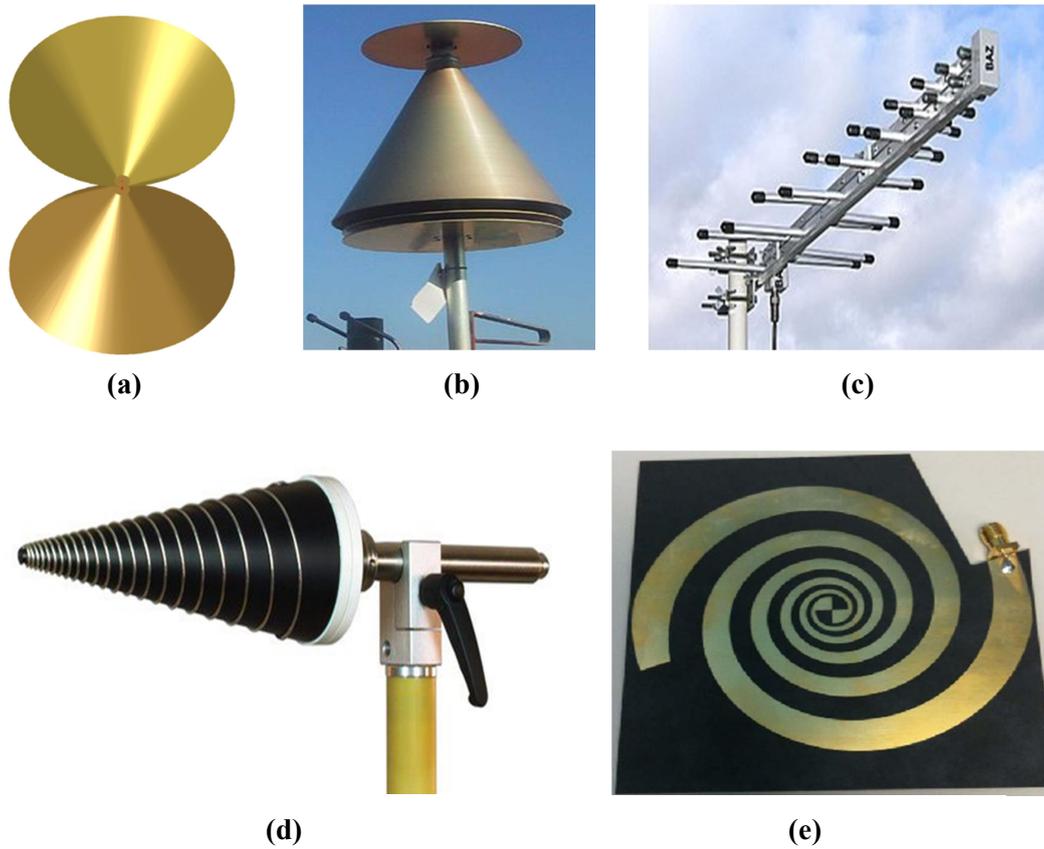


Fig. I.26 : Différents types d'antennes indépendantes de la fréquence
 (a) Antenne biconique, (b) Antenne discone, (c) Antenne log-périodique
 (d) Antenne conique avec spirale métallique et (e) Antenne spirale

Dans la famille des antennes indépendantes de la fréquence on trouve aussi les antennes log-périodiques (Figure I.26 (c)). Ces antennes, également connues sous le nom de réseau log-périodique, ont été inventées en 1958 par Dwight Isbell et Raymond DuHamel de l'Université de l'Illinois [15]. Ce type d'antennes est caractérisé par deux paramètres : le taux de périodicité τ et l'angle α . Le premier paramètre τ représente le rapport de la distance entre deux éléments rayonnants adjacents de l'antenne. La périodicité des éléments s'effectue en $\ln(\tau)$, d'où le nom donné à ces antennes. Le second paramètre α définit la longueur maximale et minimale des éléments rayonnants. La directivité de l'antenne peut être augmentée avec la diminution de α et l'augmentation de τ .

Les antennes log-périodiques sont conçues pour fonctionner sur une large bande de fréquences, mais non recommandées pour les applications de communication sans fil intérieures ou les appareils mobiles en raison de leurs grandes dimensions physiques.

Les antennes spirales sont également des antennes ULB de la famille des antennes indépendantes de la fréquence. Elles ont été décrites John Dyson en 1956 [16]. Ce type d'antenne est constitué de deux brins enroulés autour d'eux-mêmes sous forme de spirale (Figures II.26 (d,e)). De telles antennes sont intrinsèquement polarisées circulairement avec un faible gain. Les antennes en spirale sont des antennes de taille réduite avec ses enroulements ce qui en fait une structure extrêmement petite.

Les antennes spirales sont classées en trois types : spirale équiangulaire (spirale logarithmique), spirale conique et la spirale de type Archimède.

I.4.5.3 Antennes monopoles imprimées

La famille des antennes monopoles imprimées permettent, de son côté, d'avoir une large bande passante tout en gardant des performances en rayonnement stable avec les avantages des antennes imprimées (leurs structure simple, leurs fabrication facile sur circuits imprimés et de leurs diagrammes de rayonnement omnidirectionnels). La technologie imprimée permet d'avoir plus de liberté sur la forme géométrique des éléments rayonnants (voir le paragraphe I.3), et de leur plan de masse. Cela permet d'ajouter des paramètres de conception afin d'augmenter la bande passante, contrôler la directivité ou aussi de réduire l'encombrement de l'antenne. Les conceptions d'antennes monopôles ULB se concentrent sur les petites antennes imprimées en raison de leur facilité de fabrication et de leur capacité à être intégrées à d'autres composants sur les mêmes circuits imprimés [27-31]. La Figure I.27 illustre plusieurs réalisations d'antennes imprimées avec différentes formes de polygones (rectangulaires, trapézoïdale, circulaires, elliptiques ... etc.) proposées pour les applications ULB.

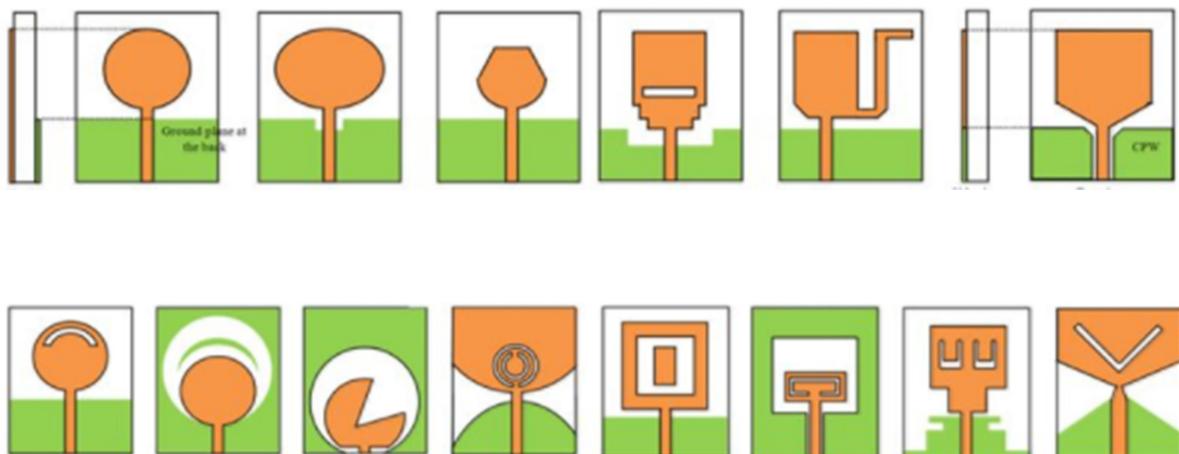


Fig. I.27 : Exemples d'antennes imprimées ULB

I.4.6 Techniques d'élargissement de la Bande Passante

Diverses techniques ont été proposées pour augmenter la bande passante d'une antenne imprimée et stabiliser leur diagramme de rayonnement. Dans ce qui suit, nous allons donner un aperçu des techniques d'élargissement de la bande les plus couramment utilisées dans la pratique. En effet, ces méthodes peuvent être classifiées comme suit :

- ✚ **Adaptation d'impédance :** Il est possible d'élargir la bande passante d'une antenne en ajoutant un adaptateur d'impédance à son entrée, de telle sorte qu'il assure un bon transfert d'énergie entre le système d'alimentation et le patch. Nous obtenons, ainsi une large bande d'adaptation en impédance. Il existe deux approches possibles, l'une consiste à rajouter des éléments de réglage externe entre la source et l'antenne, ce qui augmente la taille élémentaire de l'antenne. La seconde approche consiste à insérer des fentes ou des encoches qui permettent de modifier les trajets des courants de surface et donc de la distribution d'impédance le long de l'antenne.
- ✚ **Réduction du facteur de qualité Q :** on peut également élargir la bande passante d'une antenne en augmentant la hauteur du substrat ou encore d'en diminuer la permittivité relative. En effet, l'utilisation de ces techniques est limitée, car elles favorisent l'augmentation des pertes ce qui diminue d'autant le facteur de qualité.
- ✚ **Introduction des résonances multiples :** L'une des méthodes utilisées pour élargir la bande passante est la création de résonances multiples de telle sorte qu'elles soient suffisamment proches l'une de l'autre et que leurs bandes passantes s'additionnent. Pour y arriver, on peut soit utiliser des éléments parasites dans l'antenne, soit utiliser des fentes avec un réseau d'adaptation, ou aussi utiliser le couplage par fente. On peut également utiliser la technique de la géométrie fractale pour élargir la bande passante d'une antenne imprimée.

Dans le cadre de cette thèse, nous avons choisi d'utiliser le concept fractal afin de concevoir de nouvelles géométries d'antennes imprimées pour des applications ULB.

I.5 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté tout d'abord quelques généralités sur les antennes et leurs différentes caractéristiques électriques et électromagnétiques. Nous avons présenté, par la suite, une étude sur les antennes imprimées dont nous avons décrit leur principe de rayonnement, leurs avantages et inconvénients et aussi l'ensemble des techniques utilisées pour l'alimentation des éléments rayonnants de ce type d'antenne. Puis, on s'est intéressé à la technologie ULB. Un bref aperçu historique sur la naissance de cette technologie ainsi que ses avantages et inconvénients, ses différents domaines d'application sont présentés. Enfin, nous avons terminé notre étude par décrire l'ensemble des antennes ayant des caractéristiques ULB et les diverses techniques utilisées pour élargir la bande passante d'une antenne. Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la géométrie fractale.

CHAPITRE 2

ETAT DE L'ART EN GEOMETRIE FRACTALE

Sommaire

II.1 INTRODUCTION	38
II.2 HISTOIRE DES FRACTALES.....	39
II.2.1 La baderne d'Apollonius	39
II.2.2 Le pentagone de Dürer	40
II.2.3 L'ensemble de Cantor	40
II.2.4 Les courbes de Peano et de Hilbert.....	41
II.2.5 La courbe de Von Koch.....	42
II.2.6 Le Triangle de Sierpinski	43
II.2.7 La Naissance de la géométrie fractale.....	44
II.3 LA GEOMETRIE FRACTALE.....	45
II.3.1 Définition.....	45
II.3.2 Caractéristiques des objets Fractals	46
II.3.3 Notion de dimension fractale et d'invariance d'échelle	46
II.3.4 L'autosimilarité : exacte ou statistique.....	51
II.3.5 Lacunarité d'un objet fractal.....	52
II.4 CLASSIFICATION DES OBJETS FRACTALS	52
II.4.1 Les fractales déterministes.....	52
II.4.2 Fractales statistiques.....	61
II.4.3 Fractales aléatoires	62
II.5 LES FRACTALES DANS LA NATURE	63
II.5.1 Le corps humain	63
II.5.2 Les végétaux.....	63
II.5.3 Les animaux	64
II.6 QUELQUES EXEMPLES D'APPLICATIONS DES FRACTALES	65
II.6.1 La compression fractale des images	65
II.6.2 Les murs antibruit de nature fractale	66
II.6.3 Dépistage du cancer du sein	66
II.6.4 Les fractales et la côte de Bretagne.....	67
II.6.5 Conception d'antennes fractales	68
II.7 LES ANTENNES FRACTALES.....	68
II.7.1 Définition d'une antenne fractale.....	66
II.7.2 Nécessité d'une antenne fractale.....	67
II.7.3 Caractéristiques des antennes fractales.....	67
II.7.4 Avantages et inconvénients des antennes fractales.....	67
II.8 CONCLUSION	70

Chapitre II

Etat de l'Art en Géométrie Fractale

II.1 INTRODUCTION

Les systèmes de télécommunication modernes nécessitent l'utilisation d'antennes avec une taille plus petite, une capacité de transmission de données élevée, une faible puissance, un faible coût, un gain élevé et un diagramme de rayonnement stable traversant la bande de fréquence de fonctionnement. Pour répondre à cette préoccupation, la Commission fédérale des communications a adopté en février 2002 l'utilisation de l'ultra-large bande de 3,1 GHz à 10,6 GHz pour des applications commerciales [33]. Depuis cette date, les scientifiques et les ingénieurs ont concentré leurs recherches sur le développement de dispositifs ULB.

Ces problèmes sont résolus dans une certaine mesure par l'introduction du concept de la géométrie fractale dans les conceptions d'antenne à ultra-large bande sans entraver les performances de l'antenne. Plusieurs géométries fractales ont été proposées pour concevoir et développer des antennes ULB. Par exemple, des antennes hexagonales modifiées ont été proposées par [34-36]; une autre antenne pythagoricienne modifiée par [37]; des antennes avec des slots ont été aussi proposées par [38,39] et le triangle de Sierpinski par [40].

Dans ce second chapitre, nous présentons un aperçu des géométries fractales et de leurs caractéristiques. Tout d'abord, un bref historique est présenté pour montrer les contributions de plusieurs mathématiciens ayant permis l'aboutissement de la géométrie fractale. Il discute également certaines des propriétés fractales les plus courantes et ses avantages. En plus, il propose une classification des objets fractals en fonction de leurs dimensions et donner quelques exemples d'applications des fractals dans divers domaines. Et enfin, nous terminerons ce chapitre par décrire le lien entre la géométrie fractale et nature.

II.2 HISTOIRE DES FRACTALES

La théorie des fractales a été émise pour la première fois par le franco-américain Benoit Mandelbrot, né en Pologne en 1924, émigré en France en 1936, puis aux Etats-Unis après ses études supérieures à Paris. Ce mathématicien a présenté cette théorie en 1975 dans la première édition de son livre fondateur : « Les Objets Fractals : forme hasard et dimension ». Cependant, les éléments soutenant cette nouvelle branche des mathématiques se sont mis en place depuis bien plus longtemps.

II.2.1 La baderne d'Apollonius

La plus ancienne référence retrouvée dans la littérature remonte à la Grèce Antique : la « baderne d'Apollonius » est le plus ancien exemple de fractal, datant d'Apollonius de Perge, 3^{ème} siècle avant J.C. Dans son livre '*Tangencies*', ce disciple d'Euclide démontra comment tracer un cercle tangent à trois autres objets qui sont soit des points, des lignes ou des cercles. Sa construction consiste à prendre un triangle curviligne (dont les côtés sont des arcs de cercles) et à y inscrire un cercle. Cette étape crée trois nouveaux triangles curvilignes dans chacun desquels on peut inscrire un autre cercle. En continuant ce procédé jusqu'à l'infini, on trouve une image appelée baderne d'Apollonius ou tamis Apollonien (Figure II.1). Ainsi, ce résultat sera repris plus tard par Mandelbrot en tant qu'image fractale [45].

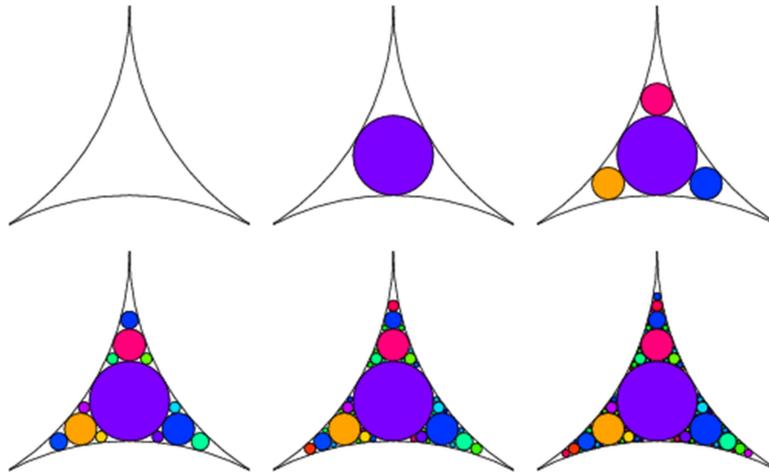


Fig. II. 1 : Les premières étapes de la construction d'une baderne d'Apollonius

Le terme baderne a été proposé comme traduction française du mot « gasket ». Relatif à la marine, il signifie une grosse tresse de vieux cordages servant à amortir les chocs.

II.2.2 Le pentagone de Dürer

Ensuite, ce n'est qu'en 1520 qu'apparaît une autre image fractale : le pentagone de Dürer [45]. Sa construction est expliquée dans le manuel de géométrie « *Instructions pour la mesure, à la règle et au compas, des lignes, plans et corps solides* » écrit par l'artiste allemand Albrecht Dürer.

Son image fractale consiste en un pentagone régulier dans lequel on place six petits pentagones congrus; cinq d'entre eux doivent recouvrir les angles du pentagone initial de façon à ce que les côtés adjacents correspondent et le dernier pentagone doit se situer au centre du grand pentagone mais en ayant subi une rotation de 180° par rapport à celui-ci. En reprenant ce processus pour chacun des nouveaux pentagones et ainsi de suite, on trouve une image ressemblant à une dentelle (Figure II.2). Cette figure sera étudiée plus tard par Sierpinski (mais en omettant le pentagone central) qui généralisera cette construction à tous les polygones convexes réguliers.

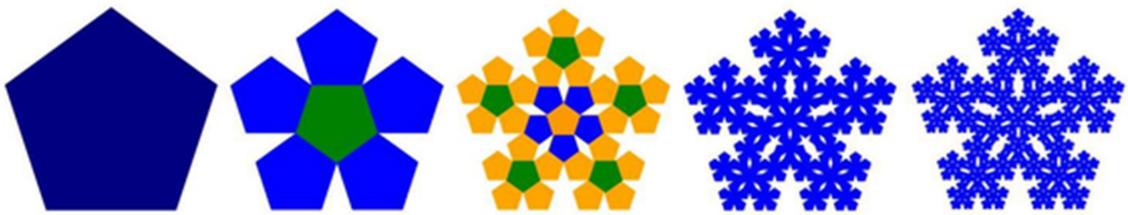


Fig. II. 2 : Illustration des cinq premières étapes de la construction du pentagone de Dürer

II.2.3 L'ensemble de Cantor

En 1883, un mathématicien allemand Georg Cantor a inventé la théorie des ensembles, qui est devenue une théorie fondamentale en mathématiques. Le but de Cantor était de montrer qu'il pouvait exister un ensemble de points discontinu, donc de dimension topologique 0, et cependant en nombre infini, comparable à celui des nombres réels. Pour construire l'ensemble, il prend l'intervalle $[0,1]$ qu'il divise en trois parties égales et retire le tiers central soit l'intervalle $\left] \frac{1}{3}, \frac{2}{3} \right[$. Ensuite, il enlève le tiers central de chacun des nouveaux segments et ce, indéfiniment (Figure II.3). Le résultat troublait à l'époque puisqu'il s'agit d'un exemple d'un ensemble parfait, c'est-à-dire qui contient tous ses points d'accumulation et seulement ceux-ci, mais qui n'est dense nulle part.

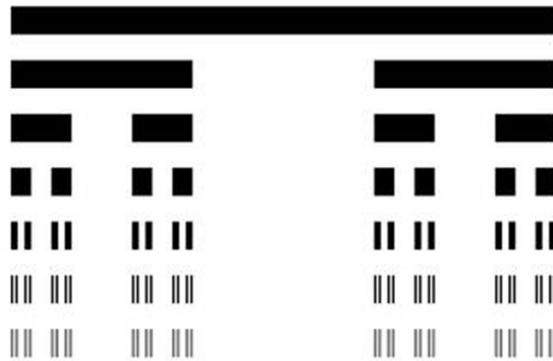


Fig. II. 3 : Les étapes de la construction de l'ensemble de Cantor

II.2.4 Les courbes de Peano et de Hilbert

Un peu plus tard, à la fin du XIX^e siècle, Peano [46] et Hilbert [47] construisirent une courbe qui remplit un carré. Précisément, c'est en 1890 que Peano a eu le privilège de donner le premier exemple d'une telle courbe, qui seront appelés courbes de Peano-Hilbert. La construction de Peano la plus connue consiste à prendre un carré et à y tracer une diagonale. Pour réaliser la deuxième étape, on subdivise le carré initial en neuf carrés congrus et on parcourt tous les carrés en passant par une de leurs diagonales d'un seul trait de crayon tel qu'illustré à la Figure II.4. On reprend ensuite chacun des petits carrés qu'on subdivise à nouveau et on y trace le même parcours. Le carré est entièrement recouvert lorsque le processus itératif tend à l'infini.

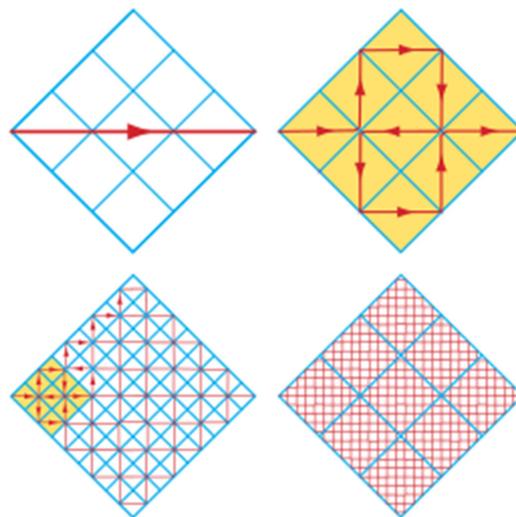


Fig. II. 4 : Les étapes de la construction de la courbe de Peano

L'année suivante, Hilbert donne un autre exemple de courbe remplissant, donnant à ce type de courbe le nom de courbe de Peano-Hilbert. Elle se construit sur le même principe que la courbe précédente, on commence par diviser le carré initial en quatre carrés congrus et on relie le point central de chacun dans le sens horaire sans revenir au premier point. Ensuite, chaque carré est divisé à nouveau pour former quatre groupes de quatre carrés. De la même façon, on relie les points centraux de façon à ce que le dernier point du groupe 1 soit relié avec le premier point du groupe 2 et ainsi de suite. En répétant cette itération jusqu'à l'infini on arrive à recouvrir le carré initial avec une courbe.

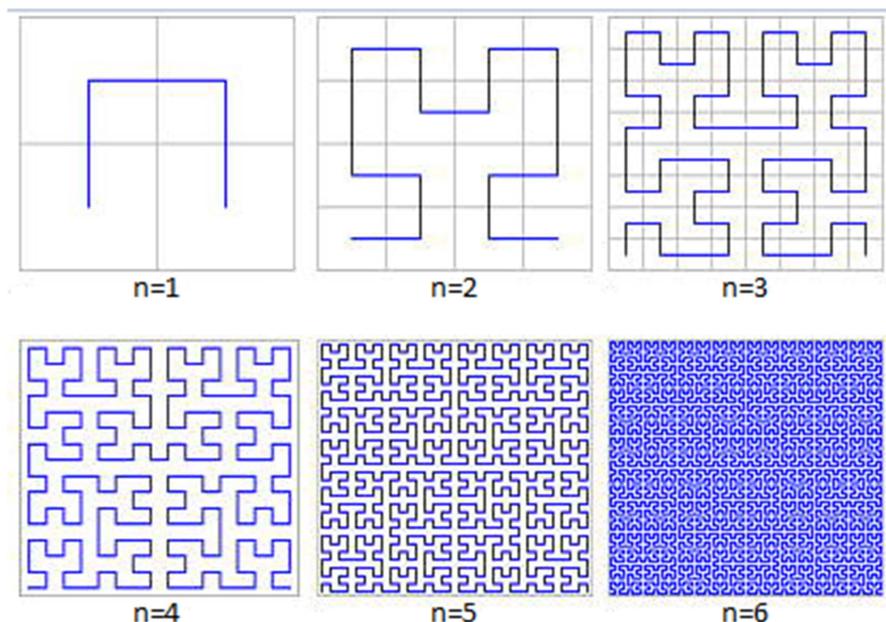


Fig. II. 5 : Les étapes de la construction d'une courbe de Hilbert

II.2.5 La courbe de Von Koch

Ensuite, en 1904, Von Koch proposa une construction extrêmement simple aboutissant à une courbe continue (on peut la tracer sans lever le crayon) mais qui n'a pas de tangente [48,49]. Pour y arriver, on prend un segment de longueur 1 et on remplace son tiers central par un « pic » formé de deux segments de longueur $1/3$. Au sommet, on ne peut pas trouver de tangente. Les deux points où a eu lieu la « greffe » n'admettent pas de tangente non plus. On refait le même processus pour chacun des quatre nouveaux segments et ainsi de suite. À l'infini, on obtient une courbe exclusivement formée de « pics » qui, on le sait, n'admettent pas de tangente.

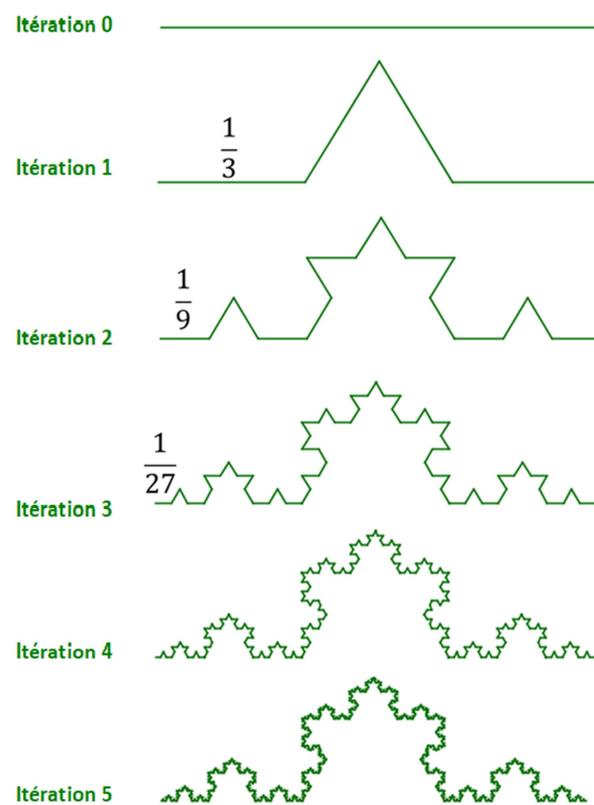


Fig. II. 6 : Les étapes à suivre pour la construction d'une courbe de Von Koch

II.2.6 Le Triangle de Sierpinski

Finalement, le dernier objet fractal présenté est le triangle de Sierpinsky [50]. Cette construction, créée en 1915 par le mathématicien polonais Waclaw Sierpiński (1882-1969), consiste à prendre un triangle plein quelconque et de lui retirer le triangle formé par les points milieux de ses trois côtés. Pour chacun des trois triangles ainsi formés, on retire le triangle central de la même façon et on poursuit le procédé jusqu'à l'infini (Figure II.7).

Notons que ce même processus peut être généralisé à tous les polygones convexes réguliers. En prenant un carré et en lui retirant toujours le carré central, on obtient la carpe de Sierpinski. En appliquant cette idée à un pentagone mais en y ajoutant un pentagone inversé au centre pour chaque itération, on retrouve le pentagone de Dürer tel que présenté plus tôt. Pour ce qui est de l'hexagone, il génère une figure qu'on appelle parfois le « napperon de Koch » puisque la frontière de son centre est constituée de trois courbes de Koch bout à bout formant ce qu'on appelle le « flocon de Koch » (Figure II.8).

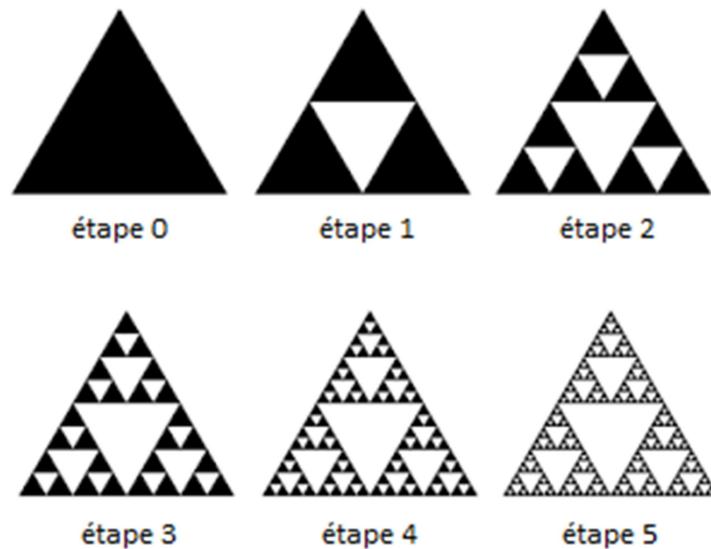


Fig. II. 7 : Les premières étapes pour la construction d'un triangle de Sierpinski

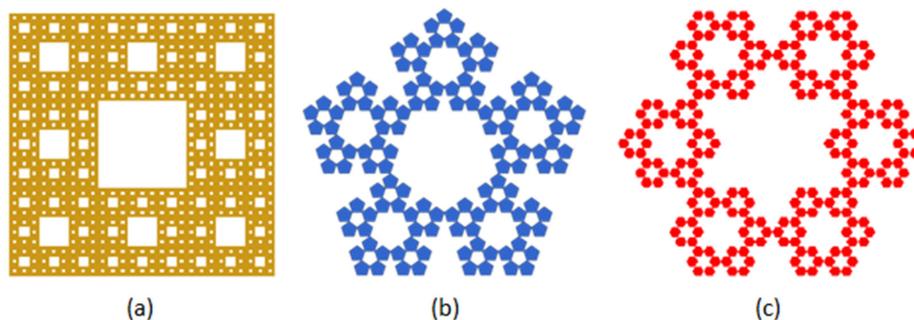


Fig. II. 8 : Exemples du tamis de Sierpinski
 (a) Carpette de Sierpinski
 (b) Pentagone de Sierpinski
 (c) Hexagone de Sierpinski

II.2.7 La Naissance de la géométrie fractale

Le terme « fractal » a été inventé par le mathématicien franco-américain Benoît Mandelbrot en 1975, à partir de la racine latine « *fractus* » qui signifie à la fois brisé et irrégulier [44]. Ce néologisme a paru pour la première fois dans la première édition de son livre « *les Objets fractals : forme hasard et dimension* » après ses recherches pionnières sur plusieurs géométries irrégulières et fragmentées naturelles non contenues dans les domaines de la géométrie euclidienne conventionnelle. Les recherches novatrices de Mandelbrot se sont néanmoins inspirées d'études préexistantes très anciennes. Mandelbrot avait devant lui tous les

morceaux d'un puzzle qu'il ne restait qu'à assembler, et c'est ce qu'il fit. Il a donc abordé toutes sortes de sujets dont beaucoup avaient été étudiés par d'autres, mais il fut le premier à découvrir et analyser théoriquement les lois générales qui les rapprochent. Il est parfois appelé le père de la géométrie fractale.

La contribution de Mandelbrot ne s'arrête pas là, il a eu le génie de remarquer que les fractales sont présentes de façon universelle dans la nature. Ainsi, il a constaté que la plupart des formes existantes dans la nature ont des formes complexes qui sont reproduites et autosimilaires à différentes échelles. Des exemples de fractales dans la nature sont présentés sur la Figure II.9.



Fig. II. 9 : Exemples des fractales dans la nature

II.3 LA GEOMETRIE FRACTALE

II.3.1 Définition

Il n'existe pas une véritable définition scientifique d'une fractale. En effet, Benoît Mandelbrot lui-même n'a jamais su et voulu définir précisément les fractales. Cependant, nous pouvons dire de manière approximative mais juste, qu'un objet fractal est une forme géométrique non régulière qui a le même degré de non-régularité à toutes les échelles. Autrement dit, si, à n'importe quelle échelle, un zoom fait apparaître la forme globale de l'objet initial: on dit que cet objet est auto-similaire ou symétrique par changement d'échelle.

En général, nous pouvons définir une fractale comme une forme géométrique (courbe, surface ou volume) irrégulière ou fragmentée qui peut être subdivisée en parties, dont chacune est (au moins approximativement) une copie réduite de l'ensemble. Les fractales sont généralement autosimilaires et indépendantes de l'échelle. On peut donc les représenter en assemblant la même forme géométrique des milliers de fois.

II.3.2 Caractéristiques des objets Fractals

Un objet fractal possède au-moins l'une des caractéristiques suivantes :

- Ses parties ont la même forme ou la même structure que l'ensemble à des échelles arbitrairement petites ou grandes;
- Sa forme est extrêmement irrégulière ou fragmentée pour être décrite efficacement en termes géométriques traditionnels;
- Il est exactement ou statistiquement autosimilaire, c'est-à-dire que, dans une figure, certains détails, après quelque grossissement, présentent une structure quasiment semblable à celle de l'ensemble de cette figure.
- Formation par itération;
- Dimension fractionnaire;
- Sa dimension de Hausdorff est plus grande que sa dimension topologique.

II.3.3 Notion de dimension fractale et d'invariance d'échelle

La géométrie euclidienne, nous apprend qu'un point isolé, ou un nombre fini de points, constituent une figure de dimension 0; qu'une ligne (droite, courbe ou toute autre forme de courbe) constitue une figure de dimension 1; qu'un plan (quadrilatère, cercle ou toute autre surface) constitue une figure de dimension 2 et qu'un cube (parallélépipède, sphère ou tout autre volume) constitue une figure de dimension 3. En revanche, les formes fractales se distinguent des autres formes géométriques par leurs dimensions non entières, appelées dimensions fractales.

La dimension fractale D ou appelé encore dimension de similarité, est le premier paramètre de la géométrie fractale, et avant tout un paramètre permettant de quantifier le degré d'irrégularité et de fragmentation d'un ensemble géométrique ou d'un objet naturel. On peut par exemple utiliser ce paramètre pour classer des objets fractals en fonction de leurs dimensions fractales. Ce paramètre est utilisée dans divers domaines, tel que la biologie, la thermochimie, l'analyse d'écriture, l'imagerie médicale.

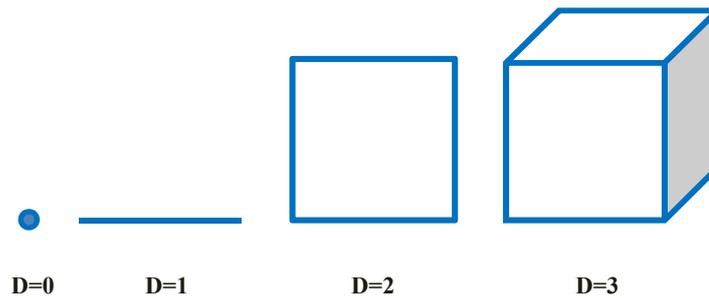


Fig. II. 10 : Dimensions traditionnelles: point, ligne, carré et cube

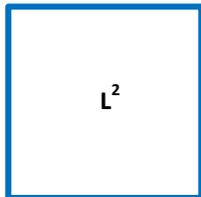
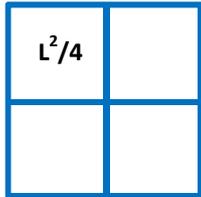
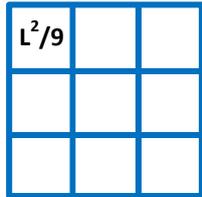
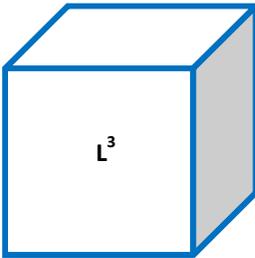
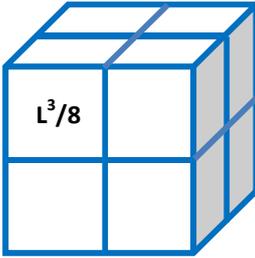
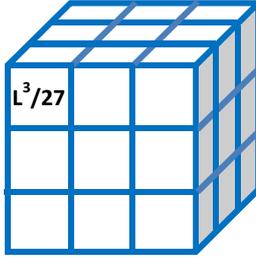
Pour expliquer le concept de dimension fractale, il est nécessaire, tout d'abord, de comprendre pourquoi une ligne est-elle unidimensionnelle $D=1$; le plan est-il bidimensionnel $D=2$ et le cube est tridimensionnel $D=3$? Notons que ces trois objets sont autosimilaires.

- a) **Pour la ligne droite :** Si nous prenons un segment de longueur L et nous divisons sa taille linéaire avec un rapport de réduction de $1/2$, on obtient donc deux morceaux chacun ayant la même longueur $L \cdot (1/2)$. Nous pouvons également diviser ce même segment mais cette fois-ci avec un rapport de réduction de $1/3$, on obtient dans ce cas-là 3 morceaux autosimilaires, chacun ayant la même longueur $L \cdot (1/3)$. En général, en utilisant un rapport de réduction f ($1/2, 1/3, \dots$ etc.), nous pouvons diviser un segment de longueur L en N morceaux autosimilaires chacun ayant une longueur $L \cdot f$. On remarque alors que la longueur de chaque morceau égale toujours $L \cdot f = (L \cdot f)^1$ et le nombre de morceaux autosimilaires $N^1 = (1/f)^1$.
- b) **Pour le carré :** Un carré est différent. Si nous prenons un carré de surface L^2 et nous divisons par deux chaque côté de ce carré, c.-à-d. on utilise un rapport de réduction de $1/2$, on obtient 4 sous-carrés autosimilaires. Ces quatre morceaux obtenus ont la même surface $L^2 \cdot (1/4)$. Alternativement, nous pouvons aussi diviser ce même carré en utilisant un rapport de réduction $1/3$ pour obtenir 9 pièces autosimilaires, chaque pièce ayant une surface de $L^2 \cdot (1/9)$. Il est clair que le carré peut être divisé en N copies autosimilaires de lui-même, dont chacune ayant la même surface $L^2 \cdot f^2$, avec f est le rapport de réduction. Donc, le nombre de sous-carré est $N = (1/f)^2$.
- c) **Pour le cube :** Enfin, on peut appliquer le même raisonnement sur un volume, on divise chaque côté d'un cube avec un facteur de réduction de f pour obtenir N morceaux autosimilaires, dont chacun ayant le même volume $L^3 \cdot f^3$. Le nombre de cube obtenu est $N = (1/f)^3$ (Voir le Tableau II.1).

Dans ces trois exemples, nous avons fait apparaître le nombre 1 en exposant pour le segment, le nombre 2 en exposant pour le carré et finalement le nombre 3 en exposant pour le cube. Ces nombres sont, par convention, la dimension **D** de l'objet. Donc, la dimension **D** c'est simplement l'exposant qu'on peut ajouter à l'inverse du rapport de réduction **f** pour obtenir le nombre de pièces autosimilaires **N**. Donc, nous pouvons écrire :

$$\text{Nombre de pièces autosimilaires } N = (1/\text{Rapport de réduction } f)^{\text{Dimension } D}$$

Tableau II. 1 : Dimensions des différentes structures

Objets	$f=1$	$f=1/2$	$f=1/3$	Dimension
Ligne	 N=1	 N=2	 N=3	D=1
Carré	 N=1	 N=4	 N=9	D=2
Cube	 N=1	 N=8	 N=27	D=3

Donc, pour calculer cet exposant **D** nous avons besoin d'utiliser des logarithmes comme il est montré dans l'expression II.1:

$$D = \frac{\log(\text{Nombre de pièces autosimilaires } N)}{\log(1/\text{Rapport de réduction } f)} \tag{II. 1}$$

Pour un carré de 16 copies autosimilaires, on a un rapport de réduction de 1/4 et la dimension de ce carré est donc égale à 2:

$$D = \frac{\log(N)}{\log(1/f)} = \frac{\log(16)}{\log(1/(1/4))} = \frac{\log(4^2)}{\log(4)} = \frac{2 \log(4)}{\log(4)} = 2$$

- Pour un cube de 64 copies autosimilaires, on a un rapport de réduction de 1/4 et la dimension de ce cube est égale à 3 :

$$D = \frac{\log(N)}{\log(1/f)} = \frac{\log(64)}{\log(1/(1/4))} = \frac{\log(4^3)}{\log(4)} = \frac{3 \log(4)}{\log(4)} = 3$$

Maintenant, quelle est la dimension du triangle de Sierpinski? Comment trouvons-nous l'exposant dans ce cas?

Soit un triangle de Sierpinski qui se compose de trois pièces autosimilaires ($N=3$), chacune avec un facteur de grossissement de 2 ($f=2$).



Fig. II. 11 : Triangle de Sierpinski de trois parties autosimilaires avec un facteur de grossissement de 2

En utilisant l'équation II.1 de Hausdorff-Besicovitch, on peut calculer la dimension fractale de ce triangle de Sierpinski :

$$D = \frac{\log(N)}{\log(1/f)}$$

$$D = \frac{\log(3)}{\log(1/(1/2))} = \frac{\log(3)}{\log(2)} = 1.58$$

Donc, la dimension fractale du triangle de Sierpinski contenant trois copies similaires avec un rapport de réduction de 2 est égale à 1.58.

La même approche peut être suivie pour déterminer la dimension fractale de plusieurs géométries. Les dimensions fractales de quelques objets les plus connus sont indiqués dans le Tableau II.2 (le calcul des dimensions fractales des objets mentionnés dans le Tableau II.2 sera détaillé dans les paragraphes suivants).

Tableau II. 2 : Dimensions de quelques objets fractals

Objet Fractal	Dimension
Poussière de Cantor	0.6309
Flocon de Von Koch	1.2618
Flocon de Von Koch à 5 segments	1.4649
Tapis de Sierpinski	1.893
Eponge de Menger	2.726
Tétraèdre de Sierpinski	2

Donc, en géométrie fractale, la dimension d'une série de points sur une ligne sera comprise entre 0 et 1, celle d'une courbe irrégulière et plane sera comprise entre 1 et 2, et celle d'une surface pleine de convolutions sera comprise entre 2 et 3. Plus la dimension est élevée, plus la fractale sera chaotique et irrégulière. De plus, les fractales sont les seuls objets qui possèdent une aire finie, mais un périmètre infini. Prenons l'exemple du flocon de Von Koch pour illustrer cette propriété (Figure II.12). Partant d'un segment de longueur 1, et on retire le $1/3$ central, que l'on remplace par un triangle équilatéral sans base de longueur $1/3$. Ce faisant, la longueur de l'objet construit vaut maintenant $4/3$. On recommence sur chacun des côtés de longueur $1/3$, et on obtient une courbe de longueur $(4/3)^2$. On répète le procédé jusqu'à la n -ième itération, la longueur de la courbe est $(4/3)^n$. Le flocon de Koch est l'ensemble limite. On observe que sa longueur est infinie, bien qu'il soit enfermé dans une surface d'aire finie.

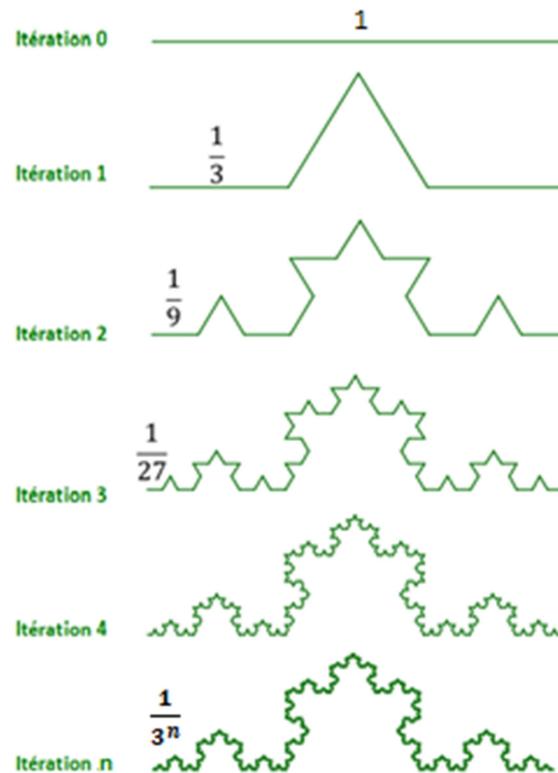


Fig. II. 12 : flocon de Von Koch

La dimension fractale est donc un nombre qui mesure le degré d'irrégularité ou de fragmentation d'un objet ou qui mesure la rugosité d'une surface. La dimension fractale est une fraction ou un nombre irrationnel (π , 1.23, etc.) ou un entier (Peano). Cette notion de dimension fractale s'applique aux objets invariants d'échelle : on y trouve des parties qui sont semblables à l'objet lui-même à une dilatation (agrandissement) près. Quand on change l'échelle d'observation d'un objet invariant d'échelle, on conserve les formes.

II.3.4 L'autosimilarité : exacte ou statistique

Contrairement à une figure géométrique euclidienne, une fractale n'a pas d'échelle ou de grandeur caractéristique. Chaque portion d'une fractale reproduit la forme générale, quelque soit le grossissement : c'est la propriété d'autosimilarité.

L'autosimilarité peut être exacte : dans ce cas, en changeant d'échelle, on a un objet agrandi identique à l'original. La courbe de Von Koch est un exemple de fractale autosimilaire. Mais pour beaucoup d'objets naturels, l'autosimilarité n'est pas exacte : l'objet agrandi ressemble à son image initiale mais ce n'est pas exactement le même. C'est le cas, par exemple, d'une côte rocheuse ou d'un profil topographique. Dans ces cas l'autosimilarité est statistique.

Un objet fractal est donc un objet dont la géométrie peut être décrit par une dimension non entière, qui n'a pas d'échelle et qui est autosimilaire.

II.3.5 Lacunarité d'un objet fractal

La lacunarité, du latin « *lacuna* » signifiant «gap» ou «lac», est un terme, spécialisé en géométrie, inventé par B. Mandelbrot pour exprimer la nature d'une zone, en particulier, fractale ayant des espaces creux [7]. Ce concept a été développé par la suite afin de répondre au besoin des scientifiques pour analyser des modèles de textures naturelles (principalement dans la recherche médicale et biologique). La lacunarité peut être définie comme une mesure complémentaire de la dimension fractale, elle caractérise les écarts ou les déviations d'une structure géométrique.

II.4 CLASSIFICATION DES OBJETS FRACTALS

L'univers des fractals est extrêmement vaste et il existe une infinité de variété. Néanmoins, les objets fractals peuvent être classés selon la manière avec laquelle ils sont construits. On distingue ainsi trois grandes catégories : les fractales déterministes, les fractales statistiques et enfin les fractales stochastiques ou non déterministes.

II.4.1 Les fractales déterministes

Les fractales les plus intéressantes à étudier sont certainement les fractales déterministes. Les fractales déterministes sont celles dont le mode de réplique ne fait pas intervenir de composante aléatoire. De plus, ce sont les objets purement mathématiques et donc possèdent un caractère parfaitement autosimilaire. Les fractales déterministes peuvent être obtenues géométriquement soit par une construction itérative, ou bien grâce à une suite de points. On distingue alors deux sous-groupes :

II.4.1.1 Système de fonctions itérées (*IFS : Iterated Function System*)

Il s'agit d'un procédé mathématique permettant de définir un certain nombre de transformations géométriques affines. La règle de construction repose ainsi sur un remplacement géométrique fixe : d'une itération à une autre, on remplace chaque élément par un autre, identique pour tous. A titre d'exemple, cette famille regroupe l'ensemble de Cantor, le flocon de Koch, le triangle et tapis de Sierpinski, ... etc.

a. La poussière de Cantor

La poussière de Cantor (qu'on appelle aussi ensemble triadique de Cantor) a été découvert en 1874 par Henry John Stephen Smith et présenté par le mathématicien allemand George Cantor en 1883. La construction de cet ensemble est simple : on part d'un segment $C_0 = [0, 1]$ qu'on divise en trois parties égales, puis on lui retire le tiers médian, soit l'intervalle $]1/3, 2/3[$. On obtient $C_1 = [0, 1/3] \cup [2/3, 1]$. Ensuite, on recommence sur chacun des deux segments constituant C_1 , on retire le tiers central de chacun de ces deux nouveaux segments ; on obtient C_2 qui est réunion de quatre segments : $C_2 = [0, 1/9] \cup [2/9, 3/9] \cup [6/9, 7/9] \cup [8/9, 9/9]$. En répétant ainsi ce procédé à l'infini, on obtient l'ensemble C_n qui est la réunion de 2^n segments disjoints de longueur $1/3^n$, dont la longueur totale l_n est $(2/3)^n$. On l'appelle poussière de Cantor à cause de son aspect comme on le voit dans la Figure II.13.

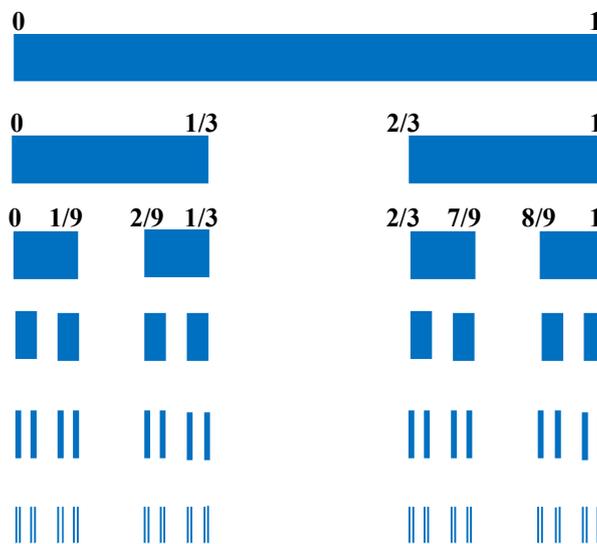


Fig. II. 13 : La poussière de Cantor

Après avoir vu le protocole de réalisation de cette objet fractal, nous passons maintenant à calculer sa dimension fractale en utilisant l'équation II.1 :

$$D = \frac{\log(N)}{\log(1/f)}$$

Dans notre cas : N (Nombre de pièces autosimilaires) = 2
 f (rapport de réduction) = $1/3$

donc :

$$D = \frac{\log(2)}{\log(1/(1/3))} = \frac{\log(2)}{\log(3)} = 0.6309$$

On peut déduire que la dimension fractale de la poussière de Cantor est 0,6309.

b. Le flocon de Von Koch

Le flocon de Von Koch est l'une des premières courbes fractales à avoir été décrite (et ceci bien avant l'invention du terme "fractale"). Ce célèbre fractale a été introduit en 1904 par le mathématicien suédois Helge Von Koch. Il est peut-être parmi les plus importants objets fractals utilisés par Benoit Mandelbrot pour son travail pionnier sur les fractales.

La construction originale du flocon de Von Koch, aussi appelé flocon de neige (snowflake), est illustrée sur la Figure II.14. À l'itération zéro, on dispose d'un triangle équilatéral, appelé initiateur. Ensuite, à la première itération, on divise chacun de ses côtés en trois segments égaux. La partie du centre est alors enlevée et remplacée par deux segments de longueur identique placés de manière à former un autre triangle équilatéral plus petit. On répète cette opération sur chacun des côtés et ce jusqu'à l'infini. On finit par obtenir une figure de flocon de neige. Cette courbe, lorsqu'on répète l'opération à l'infini, possède la propriété d'avoir une aire finie et un périmètre infini.

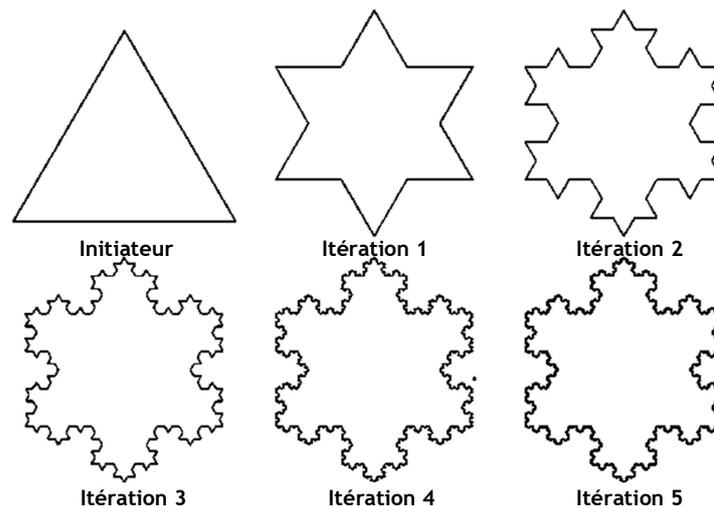


Fig. II. 14 : *Flocon de Von Koch*

Maintenant, pour calculer la dimension fractale du flocon de Von Koch, on doit utiliser l'équation II.1 de Hausdorff-Besicovitch: $D = \log(N) / \log(1/f)$.

Dans notre cas : N (Nombre de pièces autosimilaires) = 4
 f (rapport de réduction) = $1/3$

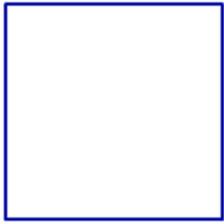
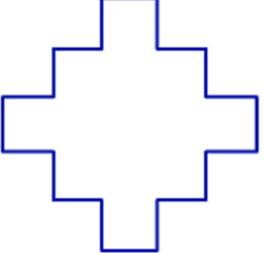
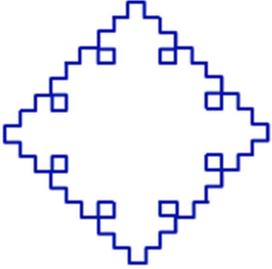
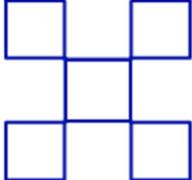
$$\text{donc : } D = \frac{\log(4)}{\log(1/(1/3))} = \frac{\log(4)}{\log(3)} = 1.2618$$

Alors, la dimension fractale du flocon de Von Koch est de 1.2618.

c. Flocon de Von Koch à 5 segments

Cette courbe est une variante de la courbe précédente, la courbe en flocon de neige. L'initiateur dans ce cas est un carré. Bien que le générateur semble proche du précédent, le résultat est bien différent. Ces courbes sont ramifiées, contrairement aux courbes qui ne se coupent jamais et sont dites "self-avoiding" ou "non-ramified". Les deux courbes présentées correspondent, l'une au motif, le générateur, tracé à l'intérieur du carré, et l'autre à l'extérieur du carré.

Tableau II. 3 : Flocon de Von Koch à 5 segments

L'initiateur avec le générateur	Flocon de Koch avec un générateur vers l'extérieur	
		
	Flocon de Koch avec un générateur vers l'intérieur	
Itération 0		
	Itération 1	Itération 2

Là encore, intéressons-nous au calcul de la dimension de cette fractale :

Dans notre cas : N (Nombre de pièces autosimilaires) = 5
 f (rapport de réduction) = 1/3

$$\text{donc : } D = \frac{\log(5)}{\log(1/(1/3))} = \frac{\log(5)}{\log(3)} = 1.4649$$

Nous pouvons donc en déduire que la dimension fractale du flocon de Von Koch à 5 segments est de 1.4649.

d. Le Tapis de Sierpinski :

Le Tapis de Sierpiński, aussi appelé par Mandelbrot le joint de culasse de Sierpiński (Sierpinski gasket), est une fractale introduite en 1916 par le mathématicien polonais Waclaw Franciszek Sierpiński. Le tapis de Sierpinski est une géométrie de la même famille que celle du triangle de Sierpinski, dont nous avons parlé au paragraphe I.2.6, à la différence qu'il ne se base pas sur le triangle, mais sur un carré ou rectangle appelé initiateur.

L'algorithme utilisé pour générer le tapis de Sierpinski à partir d'un carré ou rectangle est comme suit (Figure II.15) : on découpe le rectangle de base en neuf rectangles de mêmes proportions ; puis on supprime la pièce centrale, et on applique cette procédure indéfiniment aux huit rectangles restants.

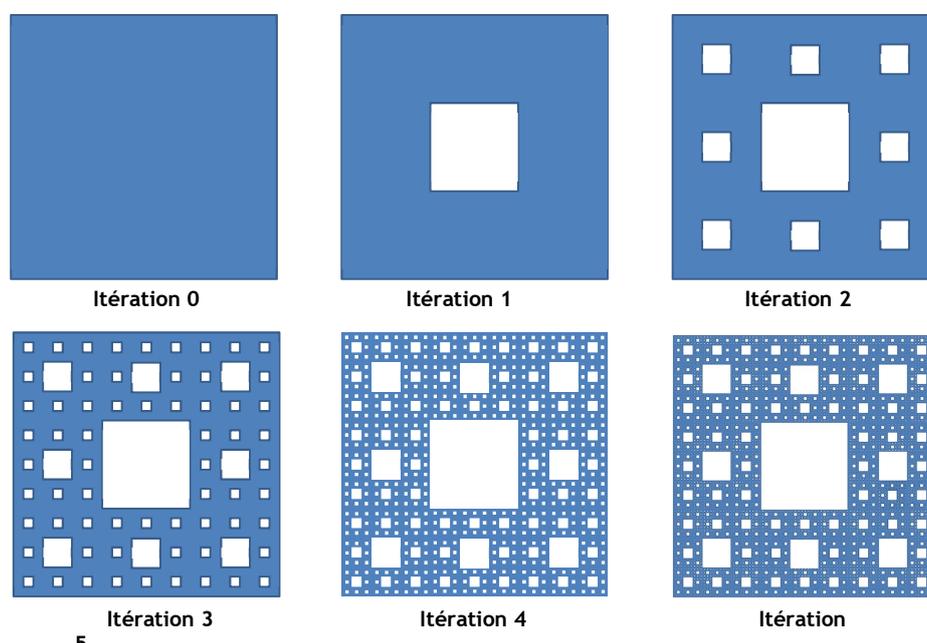


Fig. II. 15 : Les étapes de construction du Tapis de Sierpiński

Pour calculer la dimension de cet ensemble, il faut utiliser la même méthode que pour le flocon de Koch :

On a :

$$D = \frac{\log(N)}{\log\left(\frac{1}{f}\right)}$$

avec : N=8 (Nombre de pièces autosimilaires) ;
f=1/3 (Rapport de réduction à chaque itération)

Ici, nous avons donc $D = \log(8) / \log(1/(1/3)) \iff D = 1,89$

Nous pouvons donc en déduire que la dimension fractale du tapis de Sierpinski est d'environ 1,89.

e. Autres exemples

On peut multiplier à l'infini les exemples de structures fractales déterministes obtenues géométriquement par une construction itérative. Voici deux exemples tridimensionnels : l'éponge de Menger et le tétraèdre de Sierpinski.

e.1 Éponge de Menger

Commençant avec l'éponge de Menger, parfois appelée éponge de Menger-Sierpinski. Il s'agit de l'extension dans une troisième dimension de l'ensemble de Cantor et du tapis de Sierpinski. Cet objet fractal très intéressant fut décrit pour la première fois par le mathématicien autrichien Karl Menger en 1926.

Pour construire une éponge de Menger, on prend un cube et on divise chacun de ses cotés en trois parties égales, de sorte que chacune de ses faces soit découpée en neuf carrés égaux; le cube lui-même se trouve découpé en 27 petits cubes. Ensuite, on retire le cube central de chaque face ainsi que le cube central en contact avec ceux-ci. Il en reste vingt cubes.

Pour passer à la deuxième itération, on répète le même processus pour chacun des vingt cubes restants (Figure II.16).

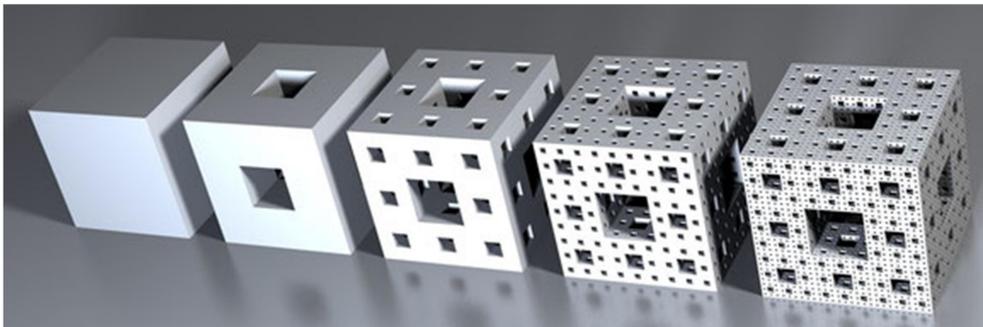


Fig. II. 16 : Les étapes de construction de l'éponge de Menger

Concernant la dimension fractale de l'éponge de Menger, nous devons déterminer le nombre de pièces autosimilaires (égale à 20) et le rapport de réduction après chaque itération (1/3). En utilisant ces valeurs, nous pouvons calculer la dimension comme suit:

$$D = \frac{\log(20)}{\log(1/(1/3))} = \frac{\log(20)}{\log(3)} = 2.726$$

La dimension de l'éponge Menger est entre 2 et 3, ce qui est logique. C'est certainement plus qu'un objet bidimensionnel, mais il ne remplit pas complètement l'espace tridimensionnel.

e.2 *Tétraèdre de Sierpinski*

Le tétraèdre de Sierpiński est la version en trois dimensions du triangle de Sierpinski. Cet objet fractal est constitué par une pyramide régulière à quatre faces dont la base est un triangle équilatéral. Pour la construction du tétraèdre de Sierpinski, en tant que volume de l'espace (3D), il est réalisé par utilisation du même principe que celui du tapis de Sierpinski, en tant que surface du plan (2D).

En première étape, on prend un tétraèdre régulier plein et on divise par deux chacun de ses côtés selon la procédure utilisée pour réaliser le tapis de Sierpinski. En fin de cette étape on obtient un tétraèdre dont chacune de ses quatre faces sont découpées en quatre triangles équilatéraux. Ensuite, en deuxième étape, on retire le triangle équilatéral central de chaque face de tel sorte qu'on obtient, en fin de cet étape, quatre nouveaux tétraèdres. Le processus continue ainsi d'étape en étape, jusqu'à la $n^{\text{ième}}$ itération pour obtenir ainsi le Tétraèdre de Sierpinski (Figure II.17).

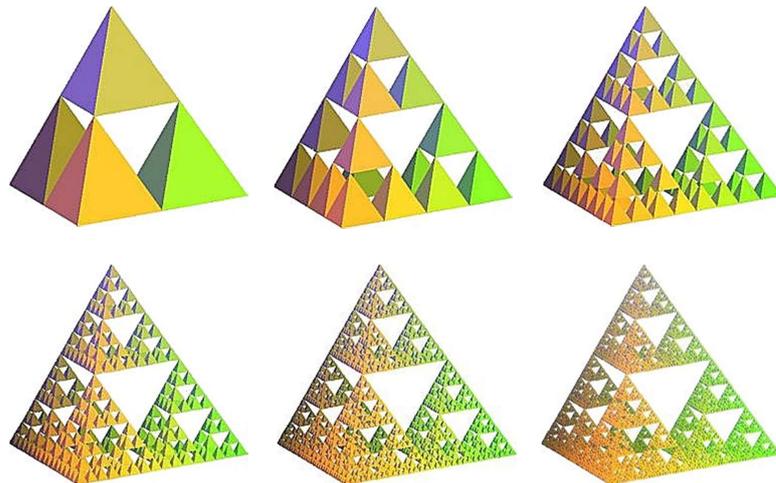


Fig. II. 17 : *Les premières étapes de construction de Tétraèdre de Sierpiński*

On remarque sur la figure II.17, qu'après chaque itération le nombre de pièces autosimilaires est multiplié par quatre et le rapport de réduction est de 1/2. En utilisant maintenant l'équation II.1 on peut calculer la dimension fractale du Tétraèdre de Sierpinski.

$$D = \frac{\log(4)}{\log\left(\frac{1}{\left(\frac{1}{2}\right)}\right)} = \frac{\log(4)}{\log(2)} = 2$$

La dimension du Tétraèdre de Sierpinski est égale à 2. Ceci qui est étrange, puisque le tétraèdre de Sierpiński est un objet en trois dimensions.

II.4.1.2 Fractales réalisées grâce à une suite de points

La deuxième catégorie des fractales déterministes réunit celles qui sont construites à partir d'une relation de récurrence en chaque point dans l'espace. On retrouve dans cette catégorie les célèbres ensembles de Mandelbrot [51-53] et celles de Julia [54].

a. Ensemble de Mandelbrot

Un des objets mathématiques les plus fascinants et les plus complexes est l'ensemble de Mandelbrot, qui est devenu l'icône des fractales. Il est l'objet de recherches actives depuis une trentaine d'années.

L'objet est très simple à définir. Fixons une constante $c \in \mathbb{C}$. À partir de cette constante nous définissons une suite $(Z_n(c))_{n \in \mathbb{N}}$ par récurrence :

$$\begin{cases} Z_0(c) = 0 \\ Z_{n+1}(c) = Z_n(c)^2 + c \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Il est plus facile de définir l'ensemble de Mandelbrot \mathbf{M} par son complémentaire :

$$\mathbb{C} \setminus \mathbf{M} = \left\{ c \in \mathbb{C} \mid \lim_{n \rightarrow +\infty} |Z_n(c)| = +\infty \right\}$$

Donc l'ensemble des valeurs $c \in \mathbb{C}$ pour lesquels la suite des modules de $Z_n(c)$ ne tend pas vers l'infini est *l'ensemble de Mandelbrot*. Ce dernier a donc trouvé un algorithme permettant de visualiser sur l'écran de son ordinateur les points d'affixe c du plan complexe vérifiant la relation précédente. Une vue générale de l'ensemble de Mandelbrot est représentée sur la Figure II.18.

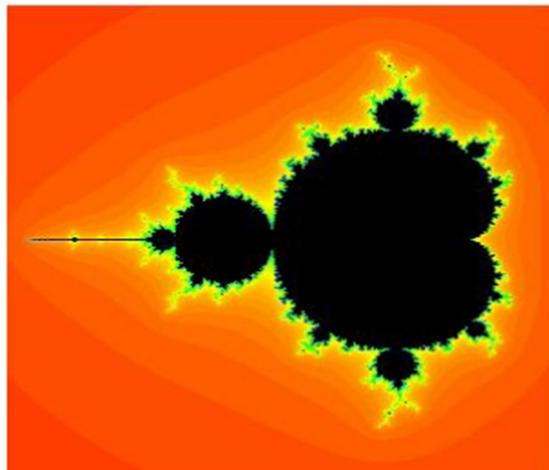


Fig. II. 18 : Ensemble de Mandelbrot, M

La partie noire de la figure II.18 représente l'ensemble de Mandelbrot. Le caractère fractal, c'est-à-dire irrégulier et fragmenté, de la frontière de l'ensemble saute immédiatement aux yeux. On remarque aussi sur la figure que l'ensemble est symétrique par rapport à l'axe des réels et la structure est autosimilaire sur la frontière. L'autosimilarité est une caractéristique importante des objets fractals. Elle est discernable à toutes les échelles c'est-à-dire que peu importe l'agrandissement que l'on utilise pour visualiser une partie de l'ensemble, cette partie présentera une structure similaire à l'ensemble lui-même. (Figure II.19).

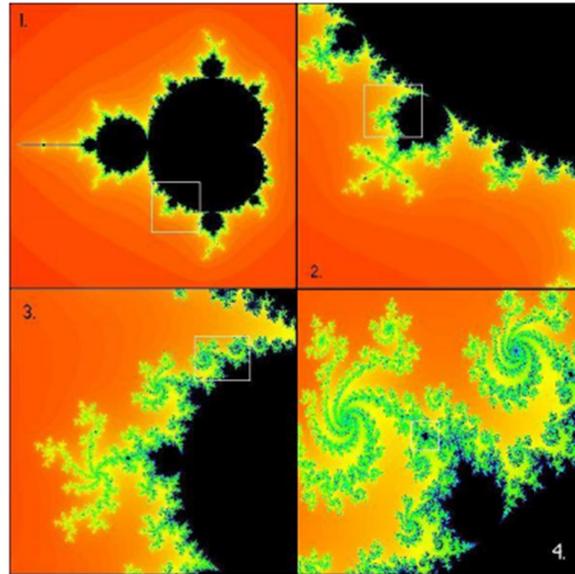


Fig. II. 19 : Exploration de l'ensemble de Mandelbrot

b. Ensembles de Julia

Autour des années 1920, le mathématicien français, Gaston Julia (né en 1893 à Sidi Bel Abbès - Algérie), s'est concentré sur l'étude des polynômes complexes. Il a découvert les ensembles de Julia, sous-ensembles du plan complexe \mathbb{C} [52]. Ces ensembles sont basés sur le même principe que l'ensemble de Mandelbrot, sauf qu'ici le paramètre c est constant et la suite est initialisée avec les coordonnées Z_{pixel} du point considéré :

$$\begin{cases} Z_0(c) = Z_{\text{pixel}} \\ Z_{n+1}(c) = Z_n(c)^2 + c \end{cases} \quad (\text{II. 3})$$

Il y a donc un ensemble de Julia pour chaque valeur du paramètre c (Figures I.20 (a) et I.20 (b)).

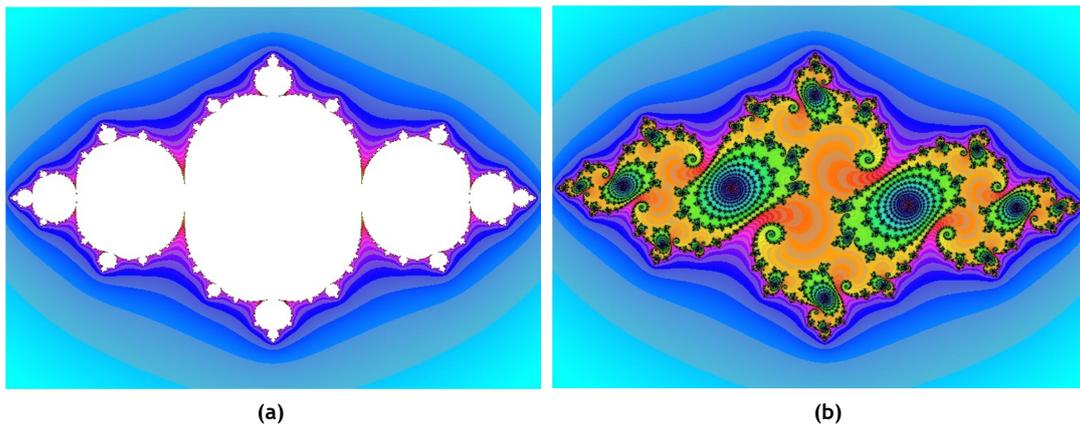


Fig. II. 20 : Les ensembles de Julia pour différentes valeurs de c
 (a) $c = -0.75 + 0 i$
 (b) $c = -0.75 + 0.1 i$

II.4.2 Fractales statistiques

Les fractales déterministes des paragraphes précédents sont en effet trop "parfaites" et se distinguent du premier coup d'œil des phénomènes naturels; il faut introduire une part de hasard pour se rapprocher des structures de la nature. Dans cette section, on va s'occuper des fractales statistiques, dans lesquelles la récurrence définissant la hiérarchie est régie par une ou plusieurs lois probabilistes précisant le choix de l'application de tel ou tel générateur à chaque itération.

II.4.2.1 Fractales homogènes

Une fractale statistique est homogène lorsque le volume (ou la masse) de la structure est répartie uniformément à chaque niveau hiérarchique (Figure II.21), c'est-à-dire que les différents générateurs utilisés pour construire la fractale conservent le même rapport de masse β d'un niveau à l'autre.

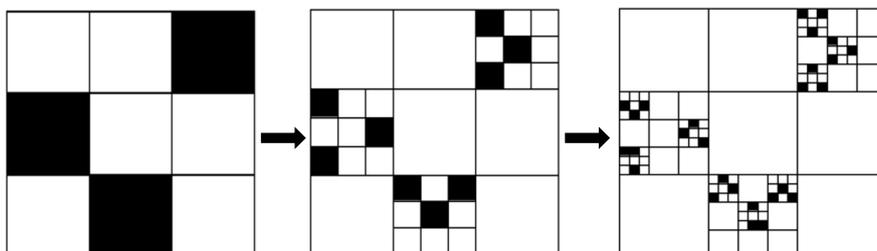


Fig. II. 21 : Les trois premières étapes de la construction d'une fractale

II.4.2.2 Fractales hétérogènes

Les fractales hétérogènes, par opposition aux fractales homogènes, ont un rapport de masse β qui peut lui-même varier (Figure II.22). Ce type de fractale peut servir de base à un modèle de turbulence.

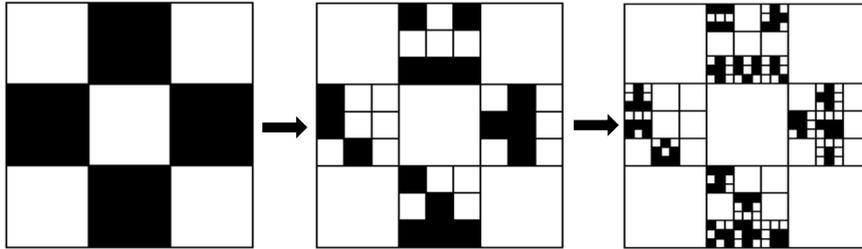


Fig. II. 22 : Les trois premières étapes de la construction d'une fractale

II.4.3 Fractales aléatoires

Les fractales aléatoires sont les fractales créées à partir des processus stochastiques et non déterministes. Ces fractales approximatives possèdent une structure autosimilaire mais seulement sur une échelle finie. Dans la pratique, les fractales aléatoires sont les plus utilisées, et peuvent servir à décrire de nombreux objets extrêmement irréguliers du monde réel. On inclue dans cette catégorie toutes les fractales dites "naturelles" ou paysages fractals.



Fig. II. 23 : Exemples des fractales naturelles

II.5 LES FRACTALES DANS LA NATURE

II.5.1 Le corps humain

Une caractéristique très particulière de certaines fractales est d'occuper un espace maximal pour un volume fini, sans interférence entre les éléments du motif de la fractale. En effet, dans le corps humain, on découvre régulièrement de nouvelles preuves montrant que notre organisme est fractal. Nos poumons, par exemple se subdivisent quasi-infiniment afin de créer la plus grande surface de contact possible tout en restant contenus dans notre cage thoracique. Bien qu'ils occupent un volume de 6L, nos poumons ont une superficie de la grandeur d'un terrain de tennis ! Ceci permet évidemment de maximiser les échanges gazeux avec le sang.

Le même phénomène se retrouve un peu partout dans le corps humain. Lorsque l'on observe la structure de l'intestin grêle à des grossissements différents, l'autosimilarité est évidente, on retrouve les villosités à toutes les échelles d'observations, jusqu'aux cellules de l'intestin (les entérocytes). Chez l'Homme, la surface externe de l'intestin grêle est d'environ 0,5 m², sa surface interne est de 300 m², le gain de surface d'échange est ici évident. La dimension fractale de ce système est d'environ 2,7.

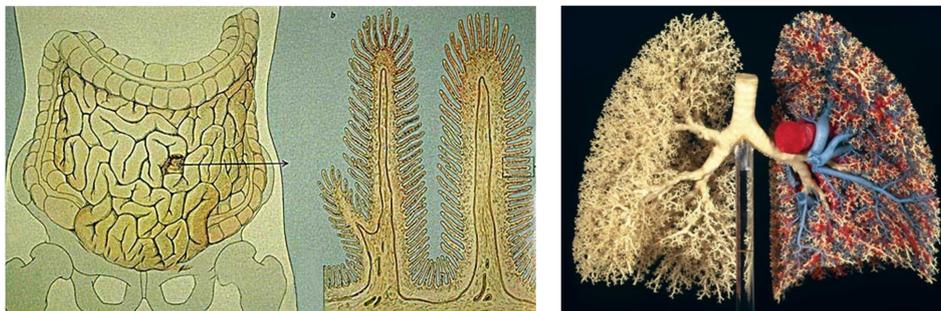


Fig. II. 24 : Exemples de fractales dans le corps humain

II.5.2 Les végétaux

La nature cache un grand nombre de plantes ayant des formes irrégulières et ayant les caractéristiques d'autosimilarité. Par exemple, la structure d'un arbre offre une surface très grande permettant d'optimiser le processus de photosynthèse sans que l'arbre n'ait à augmenter en volume, ce qui lui demanderait beaucoup trop d'énergie pour survivre. De la même façon, le réseau de racines possède une forme fractale qui favorise l'absorption de l'eau et des minéraux dans le sol. De plus, la forme adoptée par les branches protège l'arbre contre les rafales de vent. Ainsi, avec ses nombreuses ramifications, pour une fréquence donnée, seule une partie de l'arbre entre en résonance ce qui limite la sollicitation de l'arbre en entier.



Fig. II. 25 : Exemples de fractales dans les végétaux

II.5.3 Les animaux

La récurrence d'un motif au sein d'un autre motif se retrouve aussi dans le monde des animaux. Par exemple, la plupart des plumes d'oiseaux ont une structure fractale qui permet d'avoir un meilleur appui sur l'air (ou, chez les canards par exemple, d'obtenir une sorte d'imperméabilité à l'eau). La plume en elle-même est constituée d'une tige, le long de laquelle se répartissent les poils. Cependant, sur la Figure II.26 (a), on distingue que les poils eux-mêmes sont pourvus de micro-poils, eux-mêmes très finement hérissés, ce qui permet à la plume dans son ensemble d'avoir une structure extrêmement dense, aux fils nombreux et entrecroisés.

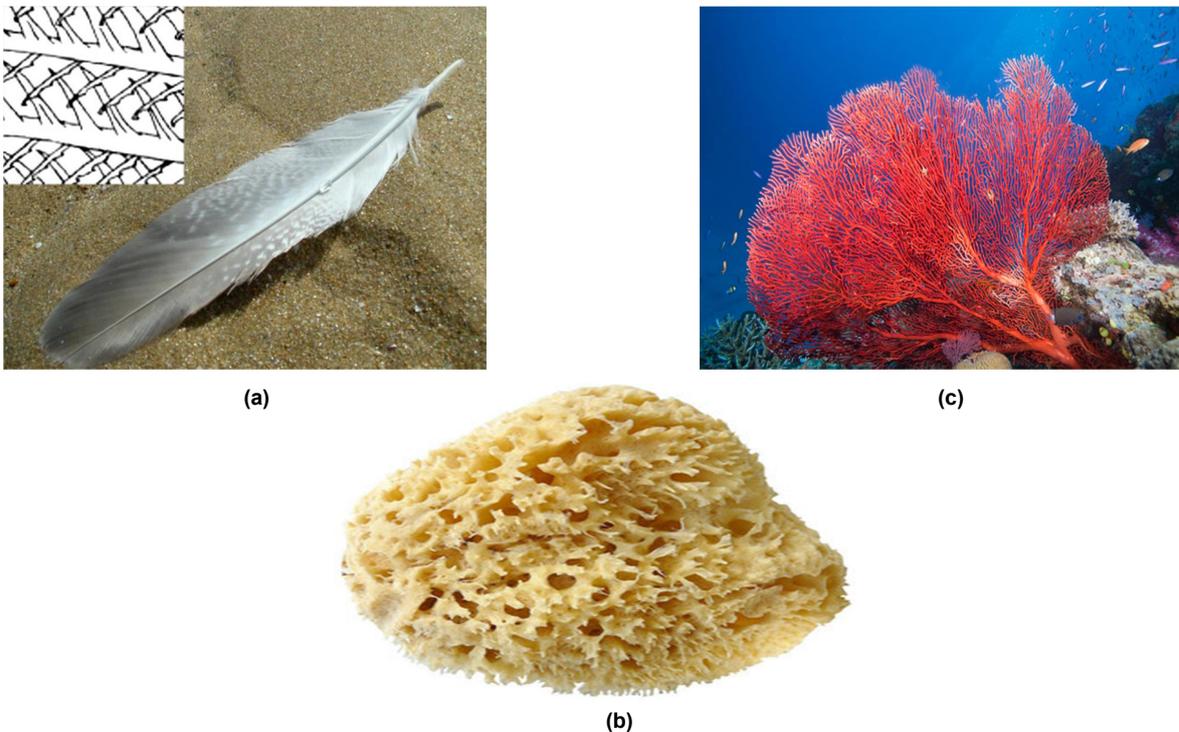


Fig. II. 26 : Exemples de fractales dans les animaux

La véritable éponge biologique présente aussi en effet des particularités étonnantes qui suggèrent la notion de fractale : ici encore, une infime partie prélevée sur l'éponge et grossie plusieurs fois est semblable à l'éponge tout entière. De plus, l'éponge est un animal à la morphologie singulière : divisée en plusieurs portions, elle continue de vivre, et chaque partie reste en vie indépendamment des autres (Figure II.26 (b)). .

Un autre exemple fractal chez les animaux est le corail. On peut percevoir chez le corail (*ANIMAL* de la famille des Cnidaires) une certaine forme d'autosimilarité fractale (voir la Figure II.26 (c)). Le corail est à la base une particule initiale à laquelle s'agrègent des sédiments et minéraux apportés aléatoirement par le courant des mers.

II.6 QUELQUES EXEMPLES D'APPLICATIONS DES FRACTALES

Les fractales connaissent aujourd'hui diverses applications dans de nombreux domaines scientifiques et en plus de leur utilité indéniable, elles permettent d'ouvrir de nouvelles perspectives de recherches.

II.6.1 La compression fractale des images

La compression fractale est une méthode de compression d'image encore peu utilisée aujourd'hui. Elle repose sur la détection de la récurrence des motifs, et tend à éliminer la redondance d'informations dans l'image. Les principaux avantages de la technique de compression d'images par fractales sont :

- Des taux de compression élevés : on peut assez facilement diviser la place occupée par une image par 20 ou 30 sans perdre trop de qualité ou de détail ;
- Une représentation indépendante de l'échelle : la méthode consiste en une description mathématique de l'image, qui ne dépend pas directement de sa digitalisation en points lumineux (pixels); l'image peut être recréée à n'importe quelle taille sans trop de distorsion, y compris à une taille plus grande ;
- Une procédure de décompression particulièrement simple, qui consiste simplement à interpréter la représentation à une échelle donnée.

II.6.2 Les murs antibruit de nature fractale

La géométrie des fractales permet également de réduire les bruits sonores des voitures et cela a donné naissance au mur anti-bruit de nature fractale. Bernard Sapoval et Marcel Filoche ont démontré que plus la surface d'un mur augmente, meilleure est l'absorption des ondes acoustiques. En effet, à chaque fois qu'une onde est réfléchiée, elle perd en intensité. En collaboration avec la firme Colas, ils ont créé un mur fractal formé de cavités de plus en plus petites (Figure II.27). De cette façon, on arrive à créer une surface quasi-illimitée dans un volume limité.



Fig. II. 27 : *Un mur anti-bruit de nature fractale pour réduire les bruits sonores des voitures*

En plus d'augmenter la surface, la structure fractale, grâce à son invariance d'échelle, permet d'assurer que toute la résonance sera localisée dans une petite région du mur, ce qui fait un mauvais résonateur, donc un bon amortisseur. De plus, en frappant le mur dans ses cavités, les ondes sonores induisent des ondes destructrices qui, en s'additionnant, s'annulent. En somme, le mur est formé d'anfractuosités qui « emprisonnent » les ondes sonores et offre un rendement environ 40% meilleur que les murs anti-bruit classiques.

II.6.3 Dépistage du cancer du sein

En biologie, le dépistage du cancer du sein se fait en observant le noyau des cellules. La grosseur, la forme, la régularité et la présence de vides dans la chromatine (substance composée de molécules d'ADN, d'ARN et de protéines, contenue dans le noyau des cellules) sont autant de critères permettant de juger de la malignité d'une cellule. Or, la géométrie fractale permet de quantifier l'irrégularité d'une figure. Ainsi, on caractérise la texture du noyau en calculant sa dimension fractale. Cependant, deux figures d'apparence différentes peuvent avoir la même dimension fractale. Pour compléter cette étude, on utilise donc un autre paramètre fractal, la lacunarité, qui permet de mesurer la répartition des vides dans la chromatine. Ainsi, la géométrie fractale offre des critères objectifs permettant de poser un diagnostic qui reposait, jusqu'à maintenant, sur le seul jugement du pathologiste.

II.6.4 Les fractales et la côte de Bretagne

La côte bretonne est une côte très escarpée. Sa longueur varie ainsi selon la précision de la mesure. C'est à dire que si on mesure cette côte à l'échelle A (voir l'image A de la Figure II.28) avec un segment de 10Km, alors on obtient une longueur A qui est une approximation à l'échelle A.

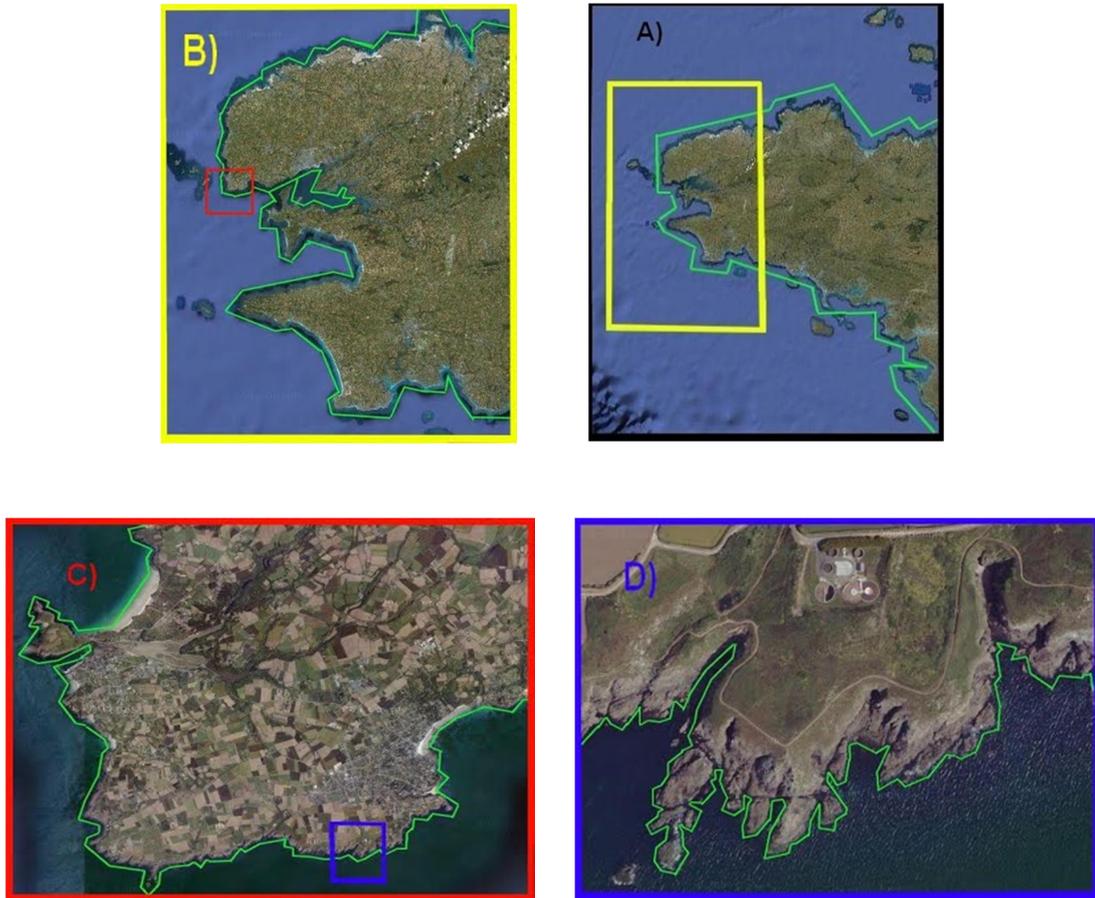


Fig. II. 28 : Mesure de la côte de Bretagne en plusieurs échelles

Mais si on décide de faire un zoom sur la côte pour diminuer la taille du segment à 1Km (c'est l'échelle B), alors on mesurera les détails qu'on n'a pas pu mesurer à l'échelle A donc la longueur de la côte augmentera et elle sera plus grande que celle de l'échelle précédente.

Et si on refait un zoom pour diminuer à nouveau la taille du segment (échelle C) alors il apparaîtra à nouveau des détails avec plus de précisions, donc la longueur de la côte sera encore plus grande que celle de l'échelle B et pour une échelle D alors la longueur sera encore plus grande que celle de l'échelle C et ainsi de suite.

Donc, plus le segment sera petit plus la précision augmente et plus la longueur augmente, on dit que cette côte à une caractéristique fractale.

II.6.5 Conception d'antennes fractales

Les fractales ont permis une véritable avancée dans divers domaines, notamment celui des communications sans fil. Les antennes fractales sont une découverte récente. En 1988, un radioastronome Nathan Cohen a introduit le concept fractal pour créer la première antenne fractale du monde. Une avancée technologique qui arrive au moment où les compagnies de téléphonie sans fil se heurtent à un problème de taille; ils veulent offrir différents services comme la technologie Bluetooth, WiFi, talkies-walkies, mais ceux-ci utilisent une bande de fréquence différente. Les antennes fractales sont très petites et très performantes car elles peuvent recevoir une multitude de fréquences. En effet, elles possèdent une ergonomie remarquable avec un gain de place important, mais ont aussi la capacité d'augmenter considérablement le niveau de performance de l'antenne. Elles sont principalement utilisées pour des téléphones portables multi-bandes. Nous allons présenter dans le paragraphe suivant une discussion sur les antennes fractales, ses caractéristiques, ses avantages, ses inconvénients et ses applications.

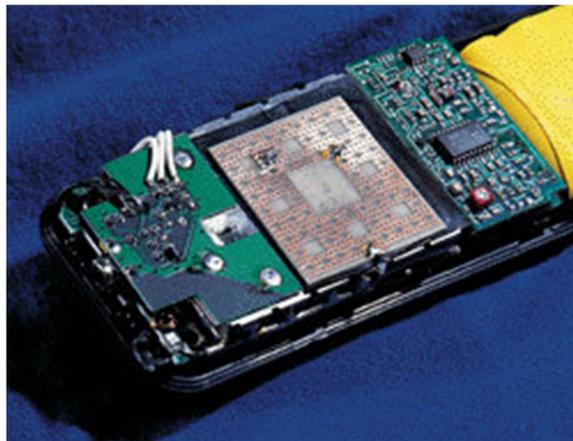


Fig. II. 29 : *Téléphone cellulaire avec une antenne de forme Tapis de Sierpinski*

II.7 LES ANTENNES FRACTALES

II.7.1 Définition d'une antenne fractale

Une antenne fractale est une antenne qui utilise une géométrie fractale ou une conception autosimilaire pour augmenter la longueur ou le périmètre d'un matériau (de la structure externe ou sur les sections intérieures) pouvant transmettre ou recevoir un rayonnement électromagnétique dans une zone de surface totale spécifiée.

II.7.2 Nécessité d'une antenne fractale

Actuellement, l'autosimilarité et la fragmentation infinie de la géométrie fractale devenues des candidats prometteurs pour réaliser des antennes compactes et sont donc utiles dans divers dispositifs de communication modernes tels que les téléphones cellulaires et les dispositifs de communication sans fil. Ces dernières années, la géométrie fractale a été largement appliquée pour réaliser des antennes miniatures, des antennes bi-bandes, des antennes multi-bandes et aussi des antennes large-bandes.

II.7.3 Caractéristiques des antennes fractales

Les antennes fractales présentent de nombreuses caractéristiques, dont les principales sont:

- ❑ Elles ont une structure fine à des échelles arbitrairement petites;
- ❑ Elles sont trop irrégulières pour être facilement décrites dans la géométrie euclidienne traditionnelle;
- ❑ Elles sont autosimilaires; alors que le degré de similitude dépend de la forme des fractales;
- ❑ Elles ont une dimension Hausdorff supérieure à leur dimension topologique.

II.7.4 Avantages et inconvénients des antennes fractales

Les caractéristiques précédentes des antennes fractales peuvent être utilisées dans la conception d'antennes pour avoir les avantages suivants:

- + **Miniaturisation:** on sait qu'une antenne rayonne seulement quand sa taille correspond à la fraction de la longueur d'onde du rayonnement de transmission. Par conséquent, l'antenne qui fonctionne à basses fréquences sera très grande. Les dimensions fractionnaires des fractales peuvent être utilisées pour concevoir des antennes électriquement très longues mais physiquement courtes.
- + **Antenne à large bande et à ultra large bande:** En raison de la propriété d'autosimilarité des fractales, un objet fractal peut être décrit comme un cluster, qui est à nouveau constitué de plus petits clusters identiques à la géométrie entière. Ainsi, dans toute la géométrie, on peut trouver un nombre infini de copies similaires, ce qui explique pourquoi les antennes fractales peuvent être utilisées pour des applications multibandes, large bandes et ultra large bande.
- + **Directivité:** la directivité d'une antenne peut être améliorée en introduisant la géométrie fractale dans la conception des antennes.

- + **Meilleure efficacité:** un objet fractal a des coins et des arêtes vifs qui provoquent des changements brusques dans la direction du courant et ainsi, améliore le rayonnement. Par conséquent, les fractales sont des radiateurs efficaces de l'énergie électromagnétique.
- + **Impédance d'entrée:** généralement, les petites antennes sont de mauvais radiateurs avec une faible impédance d'entrée et une réactance d'entrée négative significative, ce qui entraîne des difficultés pour adapter l'impédance d'entrée de l'antenne au réseau correspondant. Cependant, les petites antennes fractales ont une résistance d'entrée relativement plus grande et une réactance d'entrée plus petite que les petites antennes traditionnelles. Par conséquent, le coût associé à l'adaptation d'impédance d'entrée peut être réduit.

Néanmoins, les antennes fractales présentent certains inconvénients à savoir :

- Réalisation difficile liée à la complexité des formes.
- Plus faible bande passante que les antennes spirales.
- Difficulté de contrôler la polarisation.
- Gain faible dans certains cas.
- les bénéfices commencent à diminuer après quelques itérations.

II.8 CONCLUSION

Les fractales, longtemps déconsidérée par les mathématiciens avant le travail de Mandelbrot, sont des formes géométriques basées sur deux caractéristiques : l'autosimilarité et la fragmentation infinie. Ces propriétés surprenantes des fractales nous amènent à mieux connaître certains éléments de notre environnement qui semblaient au premier abord dépourvus de logique. Ainsi, elles permettent la modélisation d'objets complexes dans la nature avec un réalisme parfois impressionnant. En effet, le concept fractal permet aujourd'hui de nombreuses avancées scientifiques dans divers domaines telles que la médecine, la géologie, la technologie, la physique et bien d'autres. Dans ce chapitre, nous n'avons abordé que quelques exemples d'améliorations dues aux fractales mais les fractales et leur géométrie ont permis de faire bien d'autres avancées. En outre, les fractales possèdent également d'autres applications, pas seulement dans le domaine scientifique mais également dans l'art comme le montrent certaines œuvres des artistes. Enfin, on peut dire que l'étude des fractales nous a apporté réellement une vision nouvelle de notre environnement et nous a permis aussi d'élargir notre connaissance de l'univers.

Dans le chapitre suivant, en se basant sur l'utilisation de la géométrie fractale, nous allons procéder à la conception de plusieurs prototypes d'antennes pour des applications ULB.

CHAPITRE 3

CONCEPTION DE NOUVELLES ANTENNES FRACTALES POUR DES APPLICATIONS ULB

Sommaire

III.1 INTRODUCTION	72
III.2 MATERIAUX ET METHODES DE CONCEPTION D'ANTENNES	73
III.2.1 Choix du substrat diélectrique.....	73
III.2.2 Choix de l'outil de simulation.....	73
III.2.3 Choix de la technique d'alimentation.....	74
III.3 ANTENNE HEXAGONALE AVEC DES ELEMENTS FRACTALS TRAPEZOÏDAUX	74
III.3.1 Étapes de conception.....	75
III.3.1.1 Générateur fractal proposé.....	75
III.3.1.2 Génération de la géométrie fractale à l'aide des IFS	75
III.3.1.3 Géométrie de l'antenne proposée.....	77
III.3.2 Résultats de simulation et interprétation	79
III.3.2.1 Coefficient de réflexion et le rapport d'ondes stationnaires	79
III.3.2.2 Etude paramétrique.....	81
III.3.2.3 Caractéristiques de rayonnement	85
III.3.3 Validation expérimentale.....	87
III.3.3.1 Prototype et équipements de mesures.....	87
III.3.3.2 Mesure du coefficient de réflexion	89
III.4 ANTENNE HEXAGONALE AVEC DES ELEMENTS FRACTALS TRAPEZOÏDAUX ET DES SLOTS HEXAGONAUX.....	89
III.4.1 Géométrie de l'antenne.....	90
III.4.2 Résultats de simulation et interprétation	91
III.4.2.1 Coefficient de réflexion et le rapport d'ondes stationnaires	92
III.4.2.2 Etude paramétrique.....	93
III.4.2.3 Caractéristiques de rayonnement	97
III.4.3 Validation expérimentale.....	99
III.4.3.1 Prototype et équipements de mesures.....	99
III.4.3.2 Mesure du coefficient de réflexion	100
III.4.3.3 Mesure du Diagramme de rayonnement	101
III.5 CONCLUSION	103

Chapitre III

Conception de Nouvelles Antennes Fractales pour des Applications ULB

III.1 INTRODUCTION

Après la présentation approfondie de l'état de l'art du concept fractal qui a fait l'objet du second chapitre de ce mémoire, nous allons procéder dans ce présent chapitre à la conception de nouvelles architectures d'antennes fractales appliquées aux télécommunications ultra large bande.

Au cours de ces dernières années, le domaine de télécommunications et de nouvelles technologies a connu un véritable essor marqué essentiellement par la création de nouveaux standards de communications tels que le GSM (Global System for Mobile communications), le DCS (Digital Cellular System), l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), WLAN (Wireless Local Area Network), Bluetooth, TV numérique, GPS, ...etc. De plus, on assiste aujourd'hui à un fort engouement du grand public pour les applications de communication multimédia (données, voix, photos, vidéos). Cela se traduit par une demande de débits de données plus élevés et une large bande passante beaucoup plus élevée qui ne peuvent être atteintes qu'avec une utilisation efficace du spectre électromagnétique. Pour répondre à cette préoccupation, la commission fédérale des communications FCC a adopté, en 2002, l'utilisation de l'ultra-large bande de 3,1 GHz à 10,6 GHz pour des utilisations commerciales [33].

Depuis cette date, les scientifiques et les ingénieurs ont concentré leurs recherches sur le développement des dispositifs ULB. Les antennes ultra-large bande nécessitent une taille plus petite, un faible coût, une capacité de transmission de données élevée, une faible puissance, un gain élevé et un diagramme de rayonnement stable sur la bande de fréquences de fonctionnement. Afin de satisfaire à ces spécifications, le concept fractal a été introduit dans les conceptions d'antennes à bande ultra large sans entraver la performance de l'antenne.

Dans ce présent chapitre, nous allons simuler, réaliser et mesurer plusieurs prototypes d'antennes fractales ULB.

III.2 MATERIAUX ET METHODES DE CONCEPTION D'ANTENNES

III.2.1 Choix du substrat diélectrique

Il existe une multitude de matériaux diélectriques utilisés dans la conception des antennes. Ses caractéristiques physiques et géométriques définissent en grande partie les performances de l'antenne. Pour les applications large-bande, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de basse permittivité relative ϵ_r et de grande épaisseur h , mais dans ce cas les pertes par ondes de surface augmentent et l'antenne devient de plus en plus encombrante. Cependant, les substrats minces de permittivité relative ϵ_r élevée sont utilisés dans les circuits micro-ondes car ils minimisent les ondes de surface, limitent les radiations non désirées et aussi rendent l'antenne moins encombrante. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause de la grande perte dans le substrat.

Ainsi, dans le cadre de notre travail de thèse nous avons utilisé comme substrat le *Rogers RO4350B* dont son épaisseur est de 1,524 mm, avec une permittivité relative de 3,66 et une tangente de perte de 0,004.

III.2.2 Choix de l'outil de simulation

L'objectif de ce travail de thèse était de concevoir des antennes planaires Ultra Large Bande à base de la géométrie fractale afin de bénéficier à la fois d'un encombrement minimum et de large bande que peuvent offrir les motifs fractals. Le logiciel de simulation utilisé pour réaliser ce travail de thèse est le logiciel commercial Microwave Studio de CST [55] (Computer Simulation Technology).

CST est un outil de simulation électromagnétique en trois dimensions (3D) dont la première version a été commercialisée en 1998. Son principe de calcul est basé sur la méthode des intégrales finies (Finite Integration Technique FIT) qui a été présentée pour la première fois en 1977 par le Prof. Thomas Weiland [56]. Le principe de la méthode FIT utilise la numérisation des équations de Maxwell dans le domaine temporel sous forme intégrale.

CST permet de modéliser et de concevoir des composants hautes fréquences souvent assez complexes. C'est à partir des équations caractérisant le champ électromagnétique que le logiciel de CST fonctionne. Il s'agit de la reformulation des équations intégrales de Maxwell sous une forme discrète afin de les rendre compatibles avec l'informatique pour résoudre des problèmes à géométrie complexe. Notre choix s'est porté sur le logiciel de simulation CST non seulement pour sa très bonne performance mais aussi pour le gain de temps de calcul obtenu lors de la simulation d'antenne large bande, à travers l'usage d'un outil de résolution.

III.2.3 Choix de la technique d'alimentation

Comme déjà mentionné dans le premier chapitre, les éléments rayonnants des antennes peuvent être alimentés par diverses techniques que l'on peut regrouper en deux catégories : alimentation par contact direct et alimentation par proximité. Le type d'alimentation influence les impédances d'entrée et les caractéristiques de polarisation de l'antenne. Par conséquent, l'effet du mécanisme d'alimentation n'est pas simple de toute façon. Les méthodes d'alimentation les plus utilisées sont:

- Ligne de microruban ;
- Ligne coaxiale ;
- Guide d'ondes coplanaire (CPW) ;
- Par couplage à travers une fente ;
- Par couplage électromagnétique par proximité.

Dans le cadre de notre travail, nous avons choisi d'alimenter les éléments rayonnants par une guide d'ondes coplanaire (CPW). Ce genre d'alimentation a l'avantage de placer tous les conducteurs supportant la propagation d'ondes sur le même plan, c'est-à-dire généralement la face supérieure d'un substrat diélectrique. Le CPW a été inventé par Cheng Wen [57] en 1969 pour des applications dans les radars et dans les systèmes de communication. Cette ligne est constituée d'une bande métallique centrale séparée de deux plans de masse par deux fentes étroites, comme on peut le voir sur la Figure III.1. Les dimensions caractéristiques d'un CPW sont la largeur de bande centrale W_f et la largeur des fentes W_s . La structure est évidemment symétrique le long d'un plan vertical passant au milieu de la bande centrale.

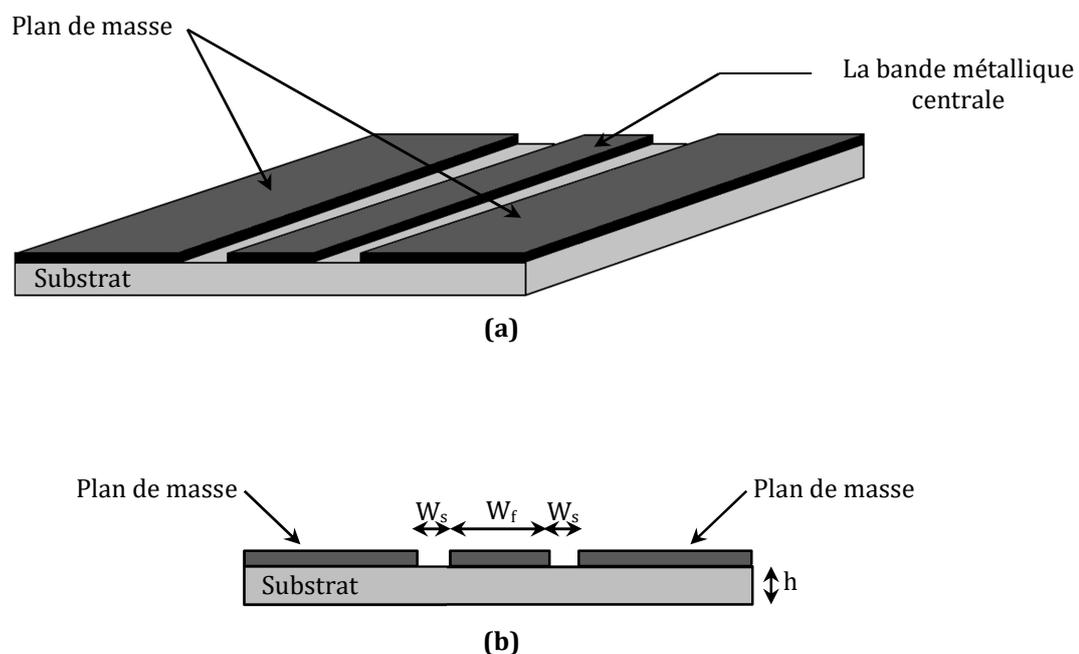


Fig. III. 1 : Alimentation par guides d'ondes coplanaires

III.3 ANTENNE HEXAGONALE AVEC DES ELEMENTS FRACTALS TRAPEZOÏDAUX [58]

III.3.1 Étapes de conception

III.3.1.1 Générateur fractal proposé

L'antenne proposée est générée en combinant le concept fractal et la géométrie hexagonale. La configuration géométrique de cette nouvelle courbe fractale commence par une ligne droite, appelée l'initiateur, qui est représentée sur la Figure III.2 (itération 0). La première itération divise la longueur initiale en quatre parties égales, et les deux segments centraux (w_6, w_7) sont remplacés par trois autres segments (w_2, w_3, w_4) de même longueur en formant un trapèze régulier avec un angle $\theta = 60^\circ$ comme représenté sur la Figure III.2 (itération 1). Ce processus itératif est répété pour l'itération d'ordre supérieur qui est représentée sur la Figure III.2 (itération 2).

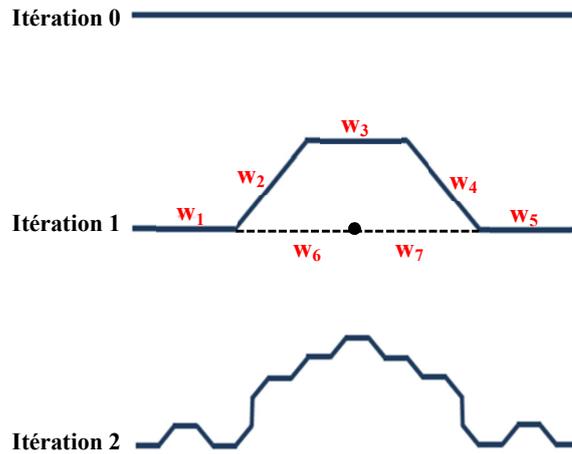


Fig. III. 2 : Les trois premières itérations de la géométrie fractale proposée

Chaque segment de l'itération 1 (générateur) est $1/4$ de la longueur de l'initiateur. Il y a cinq segments de ce type. Ainsi, pour l'itération n , la longueur totale de la courbe est $(5/4)^n$.

III.3.1.2 Génération de la géométrie fractale à l'aide des IFS

Un système de fonctions itératives (IFS) peut être utilisé pour définir le générateur. Les transformations pour obtenir les segments du générateur sont:

$$W_1 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{4} & 0 \\ 0 & \frac{1}{4} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \quad (III.1)$$

$$W_2 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{4} \cos 60^\circ & -\frac{1}{4} \sin 60^\circ \\ \frac{1}{4} \sin 60^\circ & \frac{1}{4} \cos 60^\circ \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{4} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (III.2)$$

$$W_3 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{4} & 0 \\ 0 & \frac{1}{4} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{3}{8} \\ \frac{1}{4} \sin 60^\circ \end{pmatrix} \quad (III.3)$$

$$W_4 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{4} \cos 60^\circ & \frac{1}{4} \sin 60^\circ \\ -\frac{1}{4} \sin 60^\circ & \frac{1}{4} \cos 60^\circ \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{5}{8} \\ \frac{1}{4} \sin 60^\circ \end{pmatrix} \quad (III.4)$$

$$W_5 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{4} & 0 \\ 0 & \frac{1}{4} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{3}{4} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (III.5)$$

Le générateur est obtenu alors avec l'union de ces cinq transformations :

$$W(A) = W_1(A) \cup W_2(A) \cup W_3(A) \cup W_4(A) \cup W_5(A) \quad (III.6)$$

En utilisant l'équation II.1 de Hausdorff-Besicovitch, on peut calculer la dimension fractale de cette nouvelle géométrie fractale : $D = \log(N) / \log(1/f)$.

avec : N (Nombre de pièces autosimilaires) = 5
 f (rapport de réduction) = 1/4

donc : $D = \frac{\log(5)}{\log(1/(1/4))} = \frac{\log(5)}{\log(4)} = 1.16096$

Alors, la dimension fractale de notre nouvelle forme est de 1.16096.

III.3.1.3 Géométrie de l'antenne proposée

La structure initiale de l'antenne avant l'application de la géométrie fractale est représentée sur la Figure III.3(a) (soit l'antenne 1). Il s'agit d'une antenne de forme hexagonale régulière dont ses côtés latéraux sont égaux de longueur $A = 11.9 \text{ mm}$. En effet, nous avons choisi un patch rayonnant de forme hexagonale en raison de son excellence aptitude à satisfaire la nécessité d'un fonctionnement large bande. Les Figures III.3(b) et III.3(c) montrent, respectivement, les structures de l'antenne après application des première et deuxième itérations de notre nouvelle géométrie fractale sur les bords de l'antenne hexagonale. Comme déjà expliqué ci-dessus, la première itération est obtenue en divisant la longueur initiale A de chaque côté de l'antenne en quatre parties égales (soit de largeur $B_1 = A/4$). Les deux segments centraux sont remplacés par un trapèze régulier d'angle $\theta = 60^\circ$ comme illustré sur la Figure III.3(b) (soit l'antenne 2). On répète ce même processus itératif pour obtenir l'itération d'ordre 2 qui est représentée sur la Figure III.3(c) (soit l'antenne 3). En fin de cette dernière itération, on obtient des trapèzes réguliers dont ses côtés ont la largeur $C = B_1/4$.

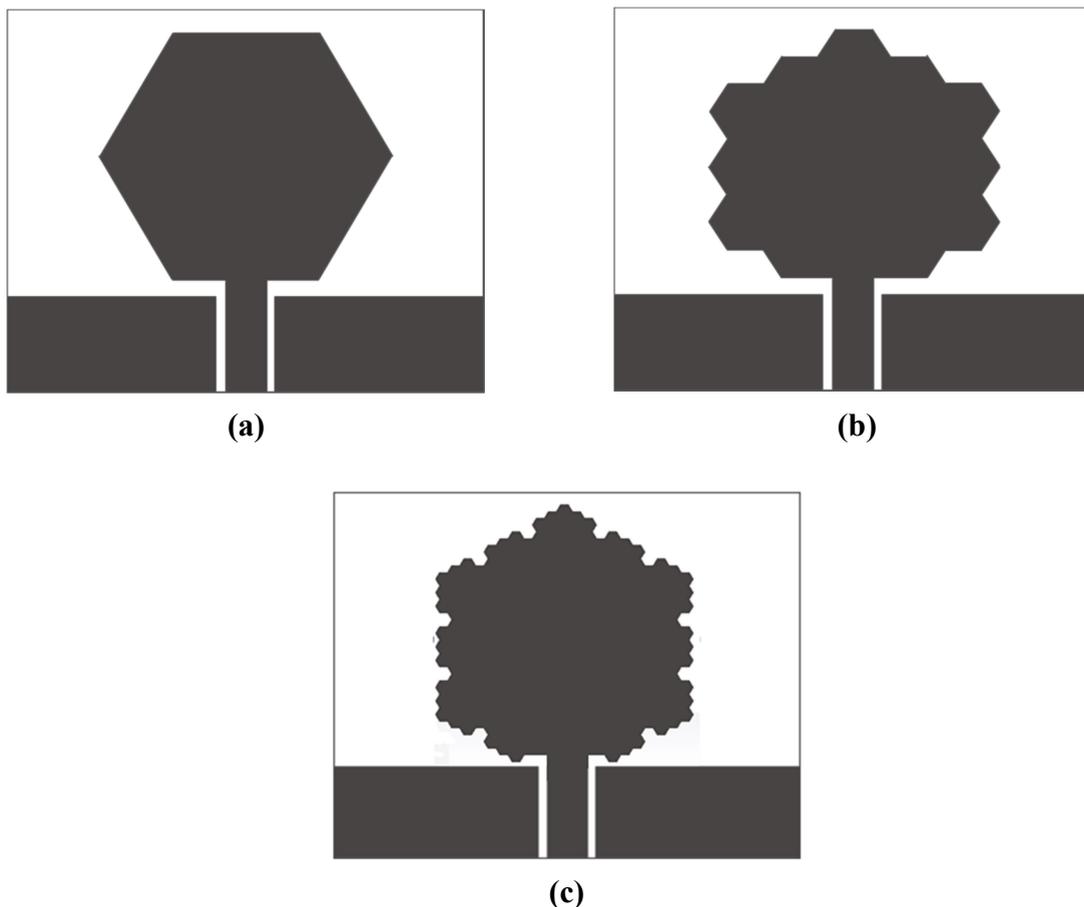


Fig. III. 3 : Les trois premières itérations de la géométrie fractale proposée

- (a) Antenne 1
- (b) Antenne 2
- (c) Antenne 3

Les structures proposées de la Figure III.3 (sans et avec éléments fractals) sont imprimées sur un substrat diélectrique de type *Rogers RO4350B* ayant une épaisseur $h=1,524\text{ mm}$, une permittivité relative $\epsilon_r = 3.66$ et une tangente de perte $\tan \delta = 0.004$. Les dimensions de substrat sont $41 \times 35 \times 1.524\text{ mm}^3$ (c'est-à-dire $W_{\text{sub}} \times L_{\text{sub}} \times h$). Le patch rayonnant de chaque structure est excité à partir d'un guide d'ondes coplanaires (CPW) qui consiste en une bande centrale de largeur $W_f = 3.6\text{ mm}$ avec un gap de distance $g = 0.275\text{ mm}$, correspondant à une impédance caractéristique de $50\ \Omega$. La configuration avec les paramètres de notre antenne fractale proposée après la première itération est représentée sur la Figure III.4.

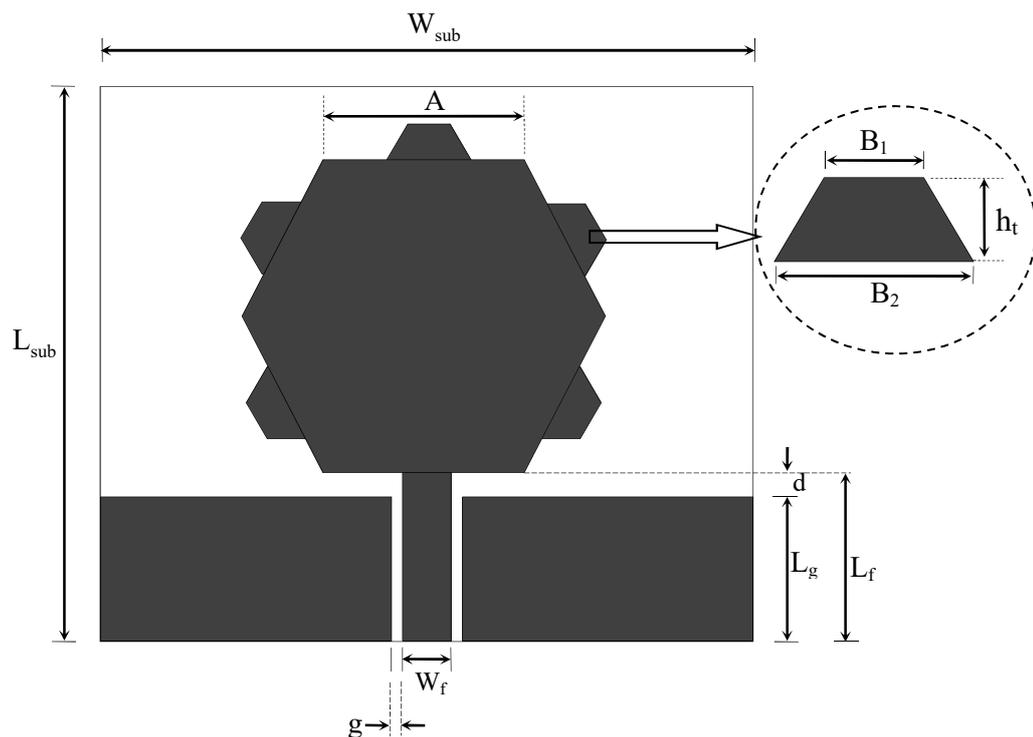


Fig. III. 4 : Géométrie de l'antenne fractale proposée après la première itération

Les valeurs optimisées des paramètres de l'antenne fractale proposée sont indiquées dans le Tableau III.1.

Tableau III. 1 : Paramètres géométriques optimisés de l'antenne fractale proposée

Paramètres	Dimensions, mm	Paramètres	Dimensions, mm
A	11.9	L_{sub}	35
B_1	2.49	W_{sub}	41
B_2	4.98	L_g	8.5
d	0.8	L_f	9.25
g	0.28	W_f	3.6

III.3.2 Résultats de simulation et interprétation

Les trois antennes de la Figure III.3 ont été conçues et simulées à l'aide du logiciel de simulation CST MICROWAVE STUDIO [55]. Les résultats de simulation sont représentés et étudiés dans cette section.

III.3.2.1 Coefficient de réflexion et le rapport d'ondes stationnaires

Les antennes fractales ULB proposées de la Figure III.3 ont été simulées en utilisant les paramètres du Tableau III.1. Les Figures III.5 et III.6 montrent, respectivement, le coefficient de réflexion (S_{11}) et le rapport d'ondes stationnaires (ROS) pour les trois premières itérations de l'antenne fractale proposée (sans et avec éléments fractals) avec les paramètres optimisés du Tableau III.1.

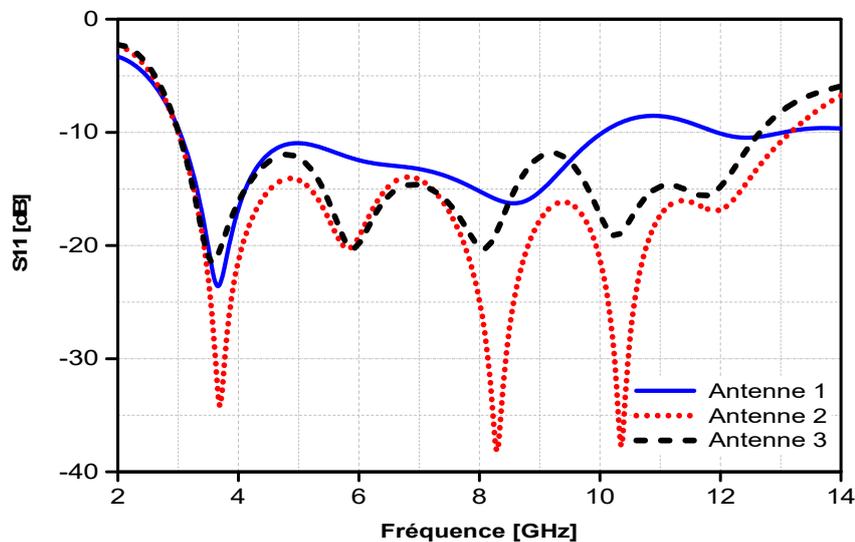


Fig. III. 5 : Coefficients de réflexion S_{11} pour les trois premières itérations

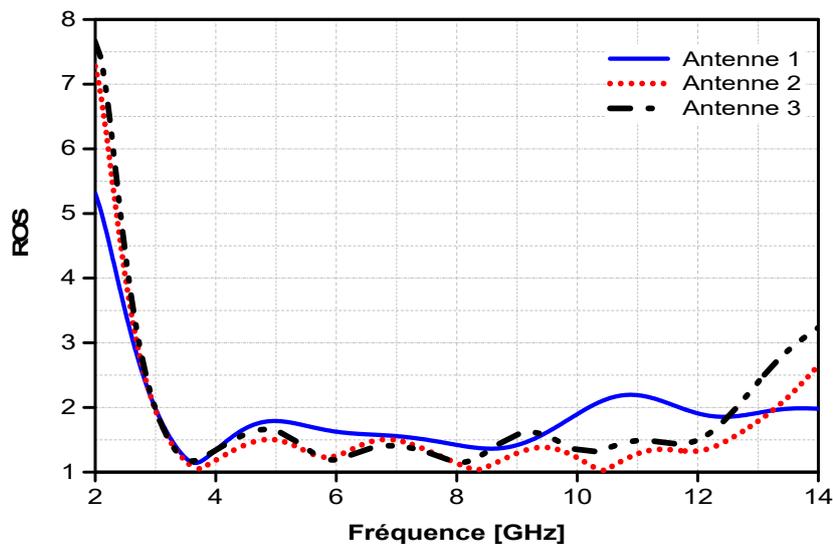


Fig. III. 6 : Rapports d'ondes stationnaires pour les trois premières itérations

Comme on peut le voir sur les Figures III.5 et III.6, l'antenne 1 (c.-à-d. à l'itération zéro) a un coefficient de réflexion (S_{11}) < -10 dB et un rapport d'ondes stationnaires (ROS) < 2 de 3,03 GHz à 10,03 GHz, soit une bande passante de 7 GHz. Tandis que, la deuxième et la troisième antenne (c.-à-d. après une itération et deux itérations) ont, respectivement, une bande passante de 10.2 GHz (3 GHz à 13.2 GHz) et de 9.64 GHz (3 GHz à 12.64 GHz). Évidemment, ces résultats de simulation montrent bien que l'addition des éléments fractals aux bords de l'élément rayonnant hexagonal a amélioré l'adaptation de l'antenne, surtout en hautes fréquences, ce qui a augmenté considérablement la bande passante. En fait, les structures fractales peuvent créer des fréquences de résonance rapprochées sur la bande passante, et en combinant ces résonances, la bande passante à Ultra large bande est atteinte.

Par ailleurs, on constate que la bande passante de l'antenne trois (c.-à-d. après deux itérations) est légèrement diminuée en comparaison avec la bande passante de l'antenne deux (c.-à-d. après une itération), ceci est, sans doute, due à l'effet de couplage entre le plan de masse et les éléments trapézoïdaux de l'antenne hexagonal qui sont très proche de l'alimentation comme illustré sur la Figure III.7.

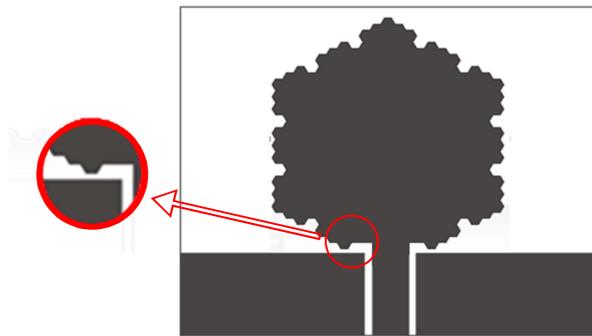


Fig. III. 7 : Dégradation de l'adaptation de l'antenne en raison de couplage entre les éléments de la deuxième itération et l'alimentation

Pour cette raison, nous avons choisi de limiter notre étude aux antennes hexagonales à une seule itération. Par conséquent, la suite de notre étude sera consacrée à l'étude de l'antenne fractale de forme hexagonale avec des éléments trapézoïdaux additionnels de la Figure III.8.

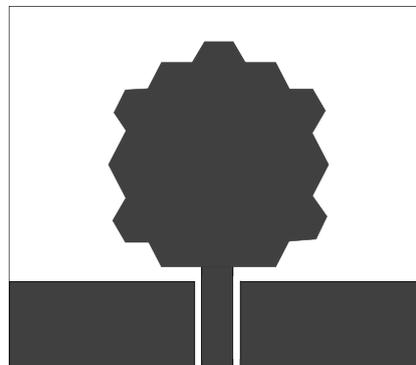


Fig. III. 8 : Géométrie de l'antenne fractal ULB étudiée

III.3.2.2 Etude paramétrique

Dans cette section, certains paramètres définissant la géométrie de l'antenne proposée (Figure III.8) seront modifiés un à un afin d'étudier l'influence de ces paramètres sur les performances de l'antenne, notamment en terme d'adaptation d'impédance sur une large bande de fréquence. Un paramètre sera varié et les autres paramètres seront maintenus constants, comme mentionnés dans le Tableau III.1.

1) Influence de la dimension B_1 des éléments trapézoïdaux

Évidemment, le premier paramètre à étudier est la largeur B_1 du trapèze, puisque c'est ce paramètre qui va nous montrer l'utilité d'ajouter des éléments fractals sur les performances de l'antenne. La Figure III.9 montre le coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur B_1 de l'élément trapézoïdal. La valeur de la largeur B_1 varie entre 0,48 mm et 2,49 mm.

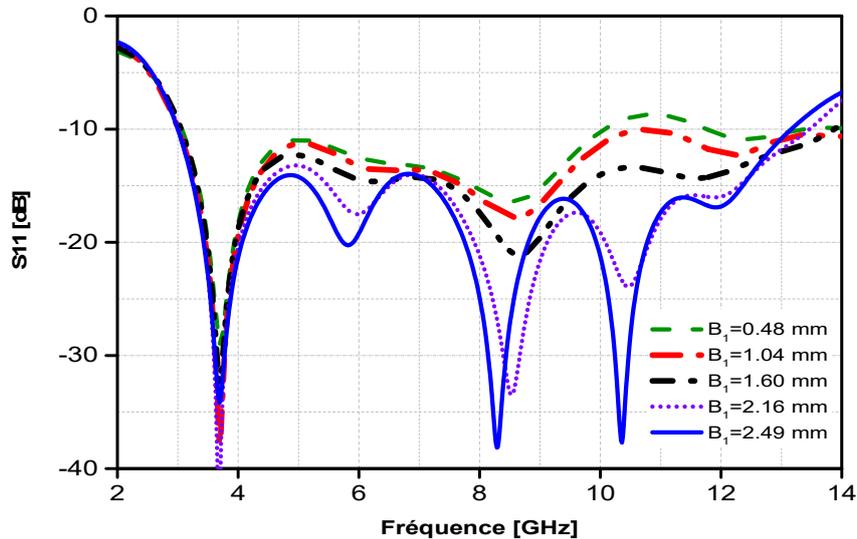


Fig. III. 9 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne fractale ULB proposée pour différentes valeurs de B_1

On peut remarquer sur la Figure III.9 que l'effet de la largeur B_1 du trapèze, ajouté aux bords de l'élément rayonnant hexagonal, est très crucial sur l'amélioration de l'adaptation de l'antenne sur une large bande de fréquence en raison de la modification du trajet électrique et de l'excitation des résonances supplémentaires. En outre, l'antenne fractale proposée possède une plus grande longueur de périmètre dans une zone plus petite par rapport à sa géométrie initiale. Commencant avec la valeur minimale de la largeur du trapèze $B_1 = 0,5$ mm, la bande passante de l'antenne, pour $S_{11} < -10$ dB, est comprise entre 2,9 GHz et 9,95 GHz, et en augmentant ce paramètre B_1 , la largeur de bande d'impédance augmente progressivement (Figure III.9).

La valeur optimale de la largeur B_1 est de 2.49 mm, la bande passante couvrant une gamme de fréquences extrêmement large allant de 3,05 GHz à 13,65 GHz. Ce résultat révèle que l'addition des éléments trapézoïdaux aux bords de l'antenne hexagonale a un grand effet sur les caractéristiques de la largeur de bande d'impédance de l'antenne.

2) Influence de la longueur A du patch hexagonal

L'effet de la longueur A du patch hexagonal sur l'impédance d'entrée de l'antenne a également été étudié. Le but étant de chercher la valeur optimale de la longueur A de l'hexagone permettant de donner une meilleure performance de l'antenne avec des dimensions réduites au maximum. Dans cette étude, la valeur de la longueur ' A ' a été variée de 10.5 à 12.5 mm par un pas de 0.5 mm, tandis que les autres paramètres sont les mêmes que ceux indiqués dans le Tableau III.1. Les résultats de simulation obtenus pour le module de coefficient de réflexion sont représentés dans la Figure III.10.

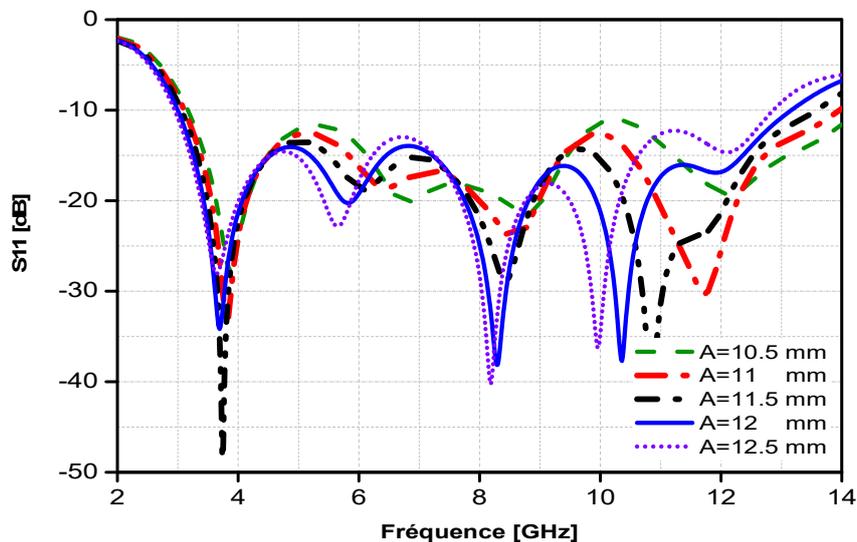


Fig. III. 10 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne fractale ULB proposée pour différentes valeurs de A .

Comme on peut le constater sur la Figure III.10, lorsque la longueur A du patch hexagonal augmente, la fréquence supérieure de la bande passante diminue et les différentes fréquences de résonance se rapprochent l'une de l'autre ce qui entraîne une amélioration du coefficient de réflexion S_{11} . En outre, pour des valeurs plus élevées de A , on remarque qu'il y a une amélioration pour les fréquences inférieures de la bande passante qui passe de 3,3 à 3.05 GHz. La valeur optimale de la longueur A du radiateur hexagonal est de 11,9 mm avec un bon niveau du coefficient de réflexion et une bande passante, pour $S_{11} < -10$ dB, allant de 3.05 à 13.65 GHz couvrant donc tout la bande ULB.

3) Influence de la longueur L_g du guide d'ondes coplanaires

Etudions à présent l'influence de la longueur L_g du guide d'ondes coplanaire sur l'adaptation de l'antenne en terme de coefficient de réflexion. L'étude a été menée dans le sens d'obtenir une structure la moins encombrante possible en diminuant la longueur L_g de la ligne d'alimentation. En plus, les bonnes performances de l'antenne ont été prises en considération lors de la sélection de la valeur optimale de la longueur L_g du guide d'ondes coplanaire. L'étude a été menée pour diverses valeurs de la longueur L_g du plan de masse variant entre 7 à 11mm avec un pas de 1 mm. L'effet de ce paramètre sur les caractéristiques du coefficient de réflexion est représenté sur la Figure III.11.

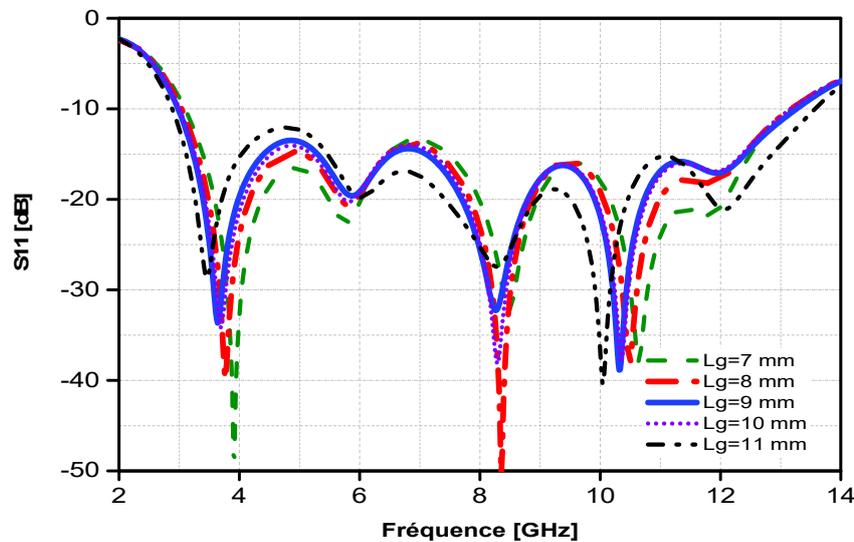


Fig. III. 11 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne fractale ULB proposée pour différentes longueurs L_g .

Comme le montre la Figure III.11, on peut clairement constater que la bande passante de l'antenne, pour des coefficients de réflexion $S_{11} < -10$ dB, s'améliore légèrement à mesure que la longueur L_g du plan de masse augmente de 7 mm à 11 mm. Par ailleurs, on constate que les fréquences inférieures de la bande passante diminuent légèrement en augmentant toujours la longueur L_g et les fréquences supérieures sont restées presque constantes. Ces résultats révèlent que la longueur L_g du guide d'ondes coplanaire n'a pas d'effet majeur sur la bande passante de l'antenne pour des valeurs comprises entre 7 à 11 mm.

Par conséquent, nous avons retenu la valeur $L_g = 8.5$ mm comme valeur optimale de la longueur du plan de masse permettant une bande passante de 3,05 GHz à 13,65 GHz, qui peut couvrir toute la bande ULB.

4) Influence de la distance d entre le patch et l'alimentation

La distance d entre le patch hexagonal et les deux plans de masse latéraux du guide d'ondes coplanaire a également été étudiée. En effet, l'écart d entre le radiateur et la ligne d'alimentation est un paramètre très important à étudier en raison des couplages d'énergie entre les deux plans de masse de la ligne d'alimentation d'un côté et le radiateur de l'autre côté. Pour montrer l'effet de ce paramètre sur les performances de l'antenne proposée en terme d'adaptation, une étude a été menée pour divers écarts d de 0,2 mm à 1,4 mm par pas de 0,3 mm. Les résultats simulés sont montrés sur la Figure III.12.

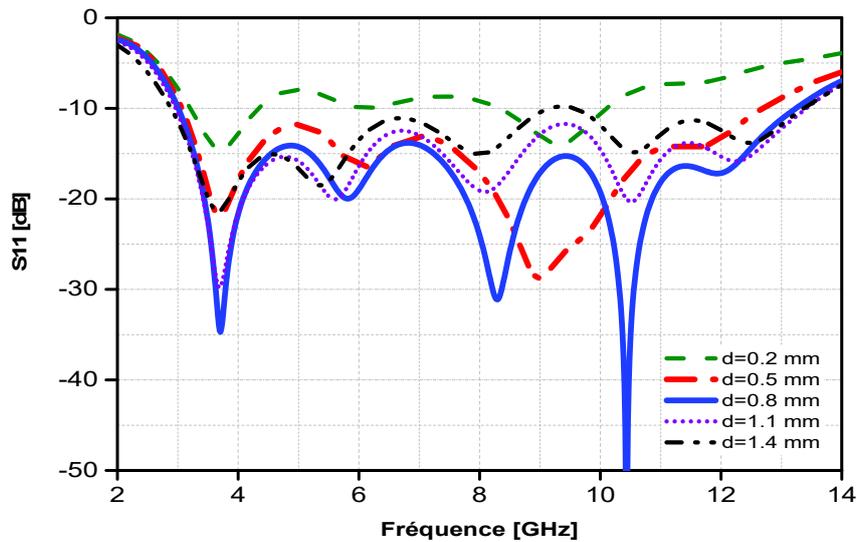
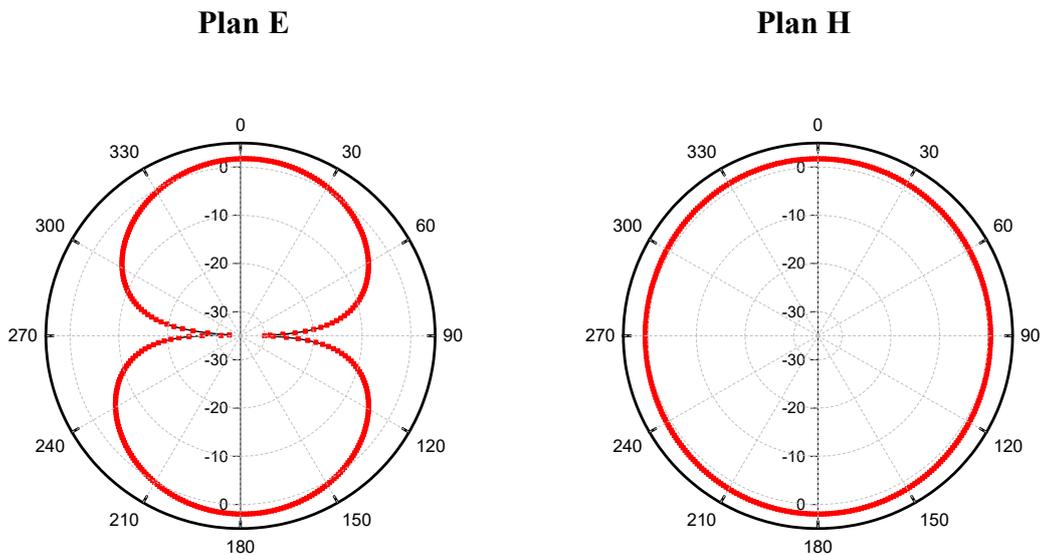


Fig. III. 12 : Influence de l'écart d entre le patch hexagonal et la ligne d'alimentation sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée

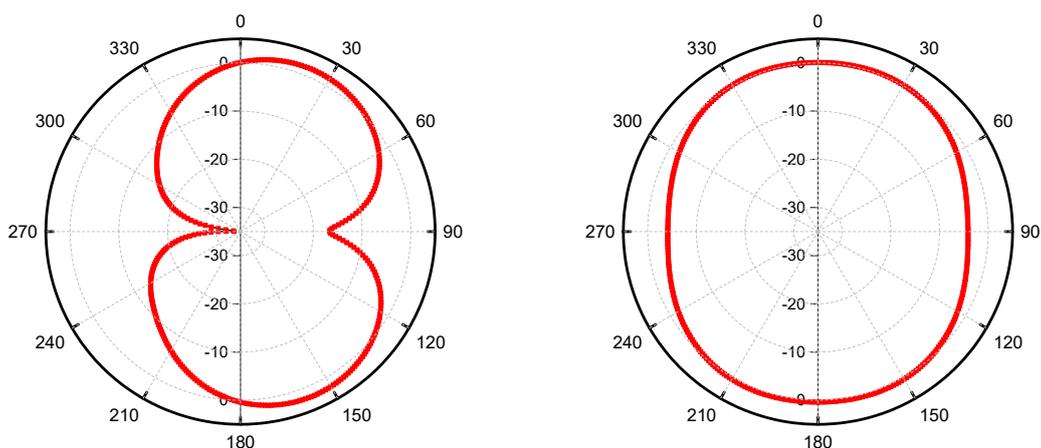
Les résultats obtenus en Figure III.12 permettent clairement de constater que l'écart d entre le plan de masse et le patch hexagonal a un effet majeur sur l'amélioration des performances de l'antenne, notamment en terme d'adaptation. Il est clairement montré sur la Figure III.12 qu'en augmentant l'écart d entre le patch et les deux plans de masse du guide d'ondes coplanaire, la largeur de bande de fonctionnement de l'antenne proposée pour un coefficient de réflexion $S_{11} < -10$ dB varie de manière significative. L'écart optimal d est de 0,8 mm permettant une bande passante allant de 3,05 à 13,65 GHz couvrant la bande ULB. Ce résultat révèle que l'écart d entre le plan de masse et le patch a un effet important sur la bande passante de l'antenne.

III.3.2.3 Caractéristiques de rayonnement

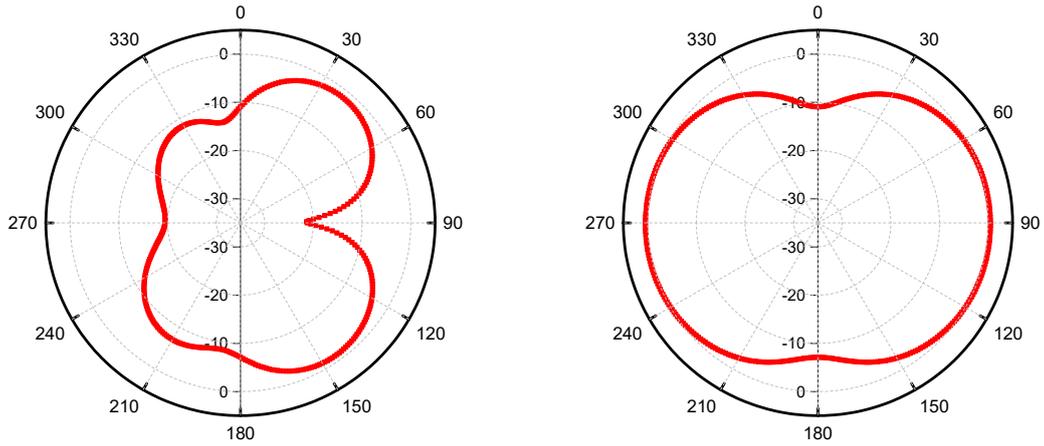
On va maintenant étudier les caractéristiques de rayonnement de l'antenne fractal proposée. Comme précédemment, l'antenne a été simulée à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. Commenant avec la représentation des caractéristiques du diagramme de rayonnement de l'antenne proposée. Les Figures III.13(a, b, c, d, e) représentent, respectivement, les diagrammes de rayonnement de l'antenne fractale proposée dans le plan E et H pour les fréquences de résonances 3.7, 5.8, 8.3, 10.4 et 11.9 GHz respectivement.



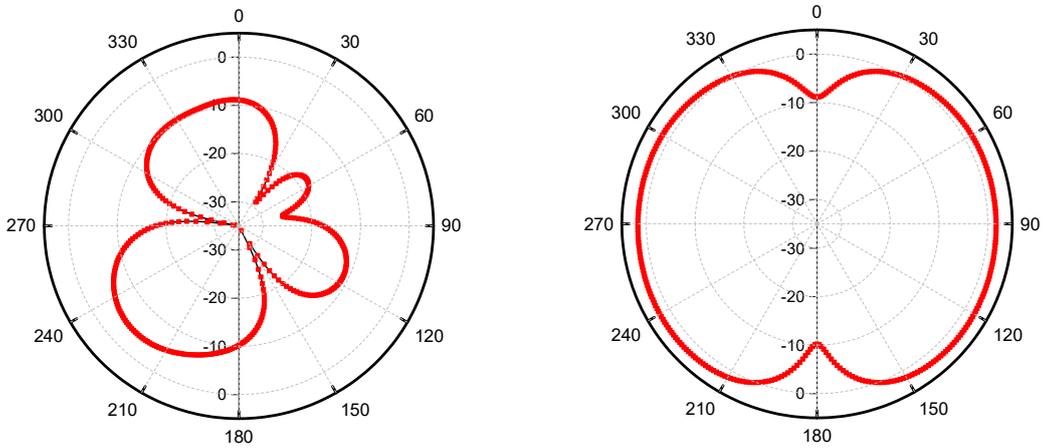
(a) $f=3.7$ GHz



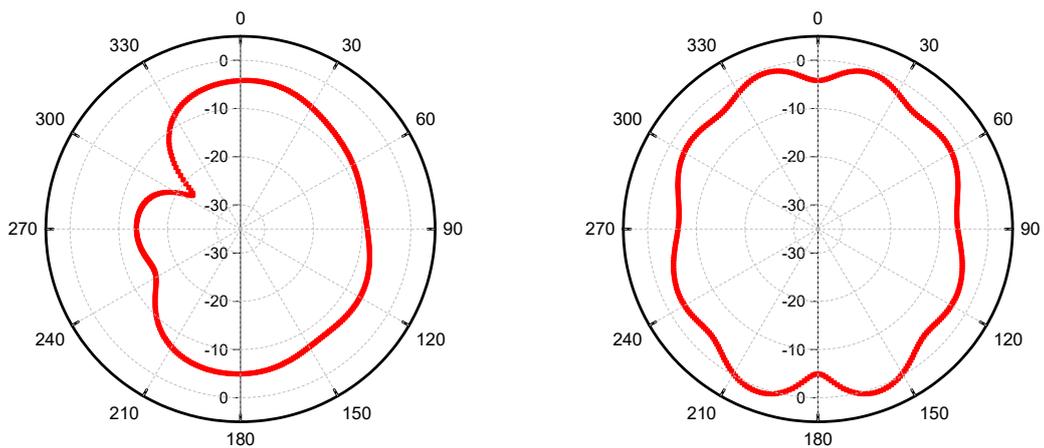
(b) $f=5.8$ GHz



(c) $f=8.3$ GHz



(d) $f=10.4$ GHz



(e) $f=11.9$ GHz

Fig. III. 13 : Diagrammes de rayonnement dans le plan E et H de l'antenne fractale proposée pour différentes valeurs de fréquence de résonance

D'après les Figures III.13 (a, b, c, d, e), on peut observer que le diagramme de rayonnement de cette antenne est bidirectionnel dans le plan E et presque omnidirectionnel dans le plan H. De plus, les diagrammes de rayonnement sont stables sur une large bande passante, et sont symétriques en raison de la forme symétrique de l'antenne.

Le gain de l'antenne fractale proposée en fonction de la fréquence est également simulé et est présenté à la Figure III.14. Aux basses fréquences, on peut constater que le gain de l'antenne augmente à mesure que la fréquence augmente, mais aux fréquences comprises entre 6 GHz et 13 GHz, cette antenne fractale présente des caractéristiques de gain stables.

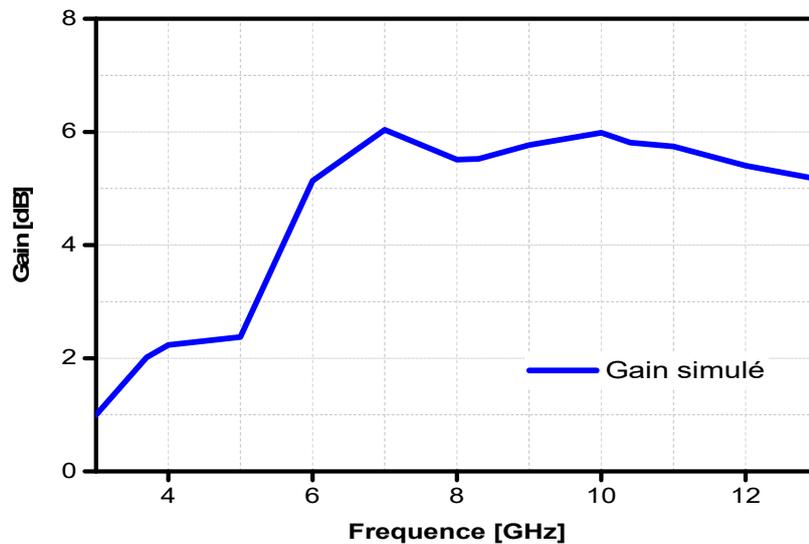


Fig. III. 14 : Gain maximal simulé de l'antenne fractale proposée pour différentes fréquence de fonctionnement

III.3.3 Validation expérimentale

III.3.3.1 Prototype et équipements de mesures

Pour valider la structure d'antenne fractale ULB proposée, un prototype d'antenne a été fabriqué et caractérisé. La photo du prototype est représentée sur la Figure III.15. La mesure de l'antenne fabriquée est effectuée en utilisant un analyseur de réseau vectoriel de type *Agilent E8363B* (Figure III.16 (a)) fonctionnant dans la bande 10 MHz à 40 GHz associée avec des kits de calibration adéquats (Figure III.16 (b)) disponibles au sein du laboratoire de l'INRS de Montréal, Canada. Ce laboratoire est aussi équipé d'une chambre anéchoïde utilisée pour mesurer les caractéristiques de rayonnement des antennes (Figure III.16 (c)).

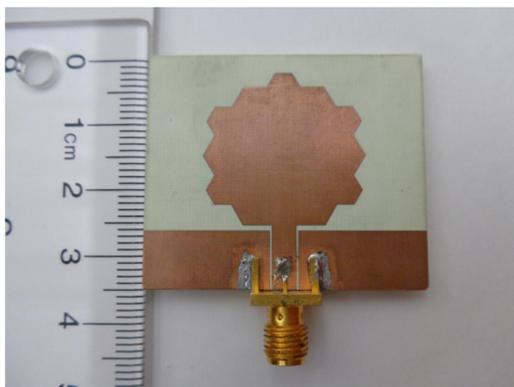


Fig. III. 15 : Photo du prototype d'antenne fabriquée



(a)



(b)



(c)

Fig. III. 16: Infrastructures et équipements de mesures : (a) Analyseur de réseau ; (b) Kit de calibration ; (c) Chambre anéchoïde

III.3.3.2 Mesure du coefficient de réflexion

Pour cette première antenne fabriquée, nous avons fait juste la mesure du coefficient de réflexion (S_{11}). La Figure III.17 montre le coefficient de réflexion mesuré et simulé de l'antenne fractale proposée. Comme nous pouvons le constater sur cette figure, la variation du coefficient de réflexion mesuré en fonction de la fréquence montre que l'antenne possède quatre fréquences de résonance : 3.64, 6.1, 8.31 et 10.51 GHz. On constate un bon accord entre les fréquences de résonance simulées et mesurées malgré une légère remontée du coefficient de réflexion vers les fréquences hautes. La différence entre les deux graphes est due aux incertitudes de mesures. Cependant, l'antenne proposée reste bien adaptée sur une large bande de fréquence jusqu'à 10.95 GHz.

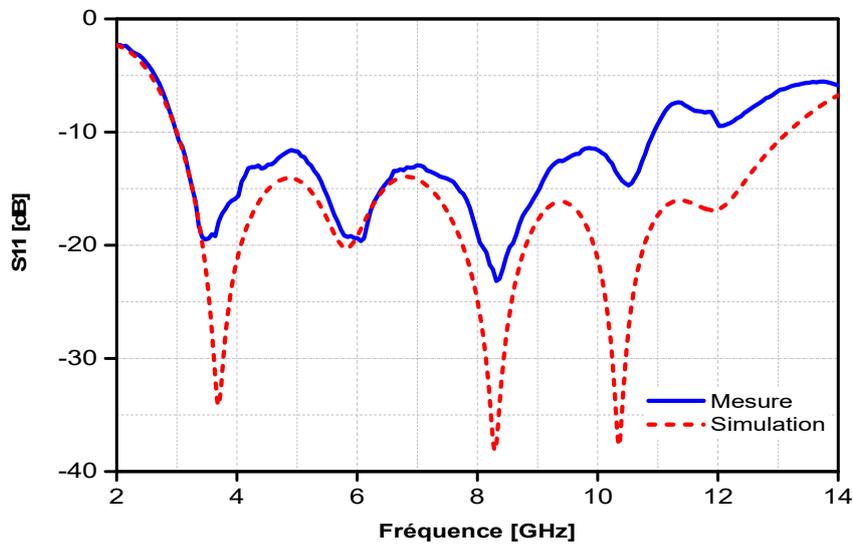


Fig. III. 17 : Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne fractale proposée

III.4 ANTENNE HEXAGONALE AVEC DES ELEMENTS FRACTALS TRAPEZOÏDAUX ET DES SLOTS HEXAGONAUX

Dans cette section, nous allons étudier la conception, la fabrication et la mesure d'une nouvelle structure d'antenne monopole fractale pour des applications ultra large bande (ULB). La géométrie de l'antenne fractale proposée consiste à insérer des fentes fractales de formes hexagonales sur les bords intérieurs du patch hexagonal de l'antenne étudiée dans la section précédente. Ces changements introduits ont pour but d'améliorer les performances de l'antenne en terme d'adaptation de l'antenne sur une large bande passante et aussi de réduire l'encombrement de d'antenne. Ces caractéristiques rendent l'antenne appropriée pour les applications de bande C, X et K [59,60].

III.4.1 Géométrie de l'antenne

La procédure récursive de l'antenne fractale ULB proposée est représentée sur la Figure III.18, qui peut être divisée en deux étapes : la première étape, déjà discutée dans la section précédente, consiste à insérer cinq petits éléments trapézoïdaux à trois côtés égaux, où ces éléments trapézoïdaux sont ajoutés exactement au centre des cinq côtés du monopôle hexagonal (Figure III.18(b)). L'élément trapézoïdal a trois petits côtés égaux de longueur B_1 et une base de longueur B_2 , comme représenté sur la Figure III.19. La deuxième étape consiste en l'insertion de six petites fentes hexagonales à l'intérieur de chaque coin du patch hexagonal. Enfin, une septième fente est ajoutée au centre de la forme obtenue, comme on peut le voir sur la Figure III.18(c). Toutes les fentes hexagonales ont la même dimension h_1 , tandis que la distance entre les fentes et les côtés monopôles est b . La disposition des formes trapézoïdales et des fentes hexagonales rend la structure finale symétrique par rapport aux axes x et y, comme le montre la Figure III.19. L'antenne est imprimée sur un substrat de type *Rogers RO4350B* ayant une épaisseur de 1,524 mm, une permittivité relative $\epsilon_r = 3,66$ et une tangente de perte de 0,004. L'antenne est alimentée par un guide d'ondes coplanaire CPW dont la largeur du conducteur central W_f égale à 2,9 mm et la distance entre le conducteur central et les deux plans latéraux de masse égale à 0,25 mm. Ces dimensions fournissent une impédance caractéristique de 50Ω au centre de la bande de fréquences souhaitée.

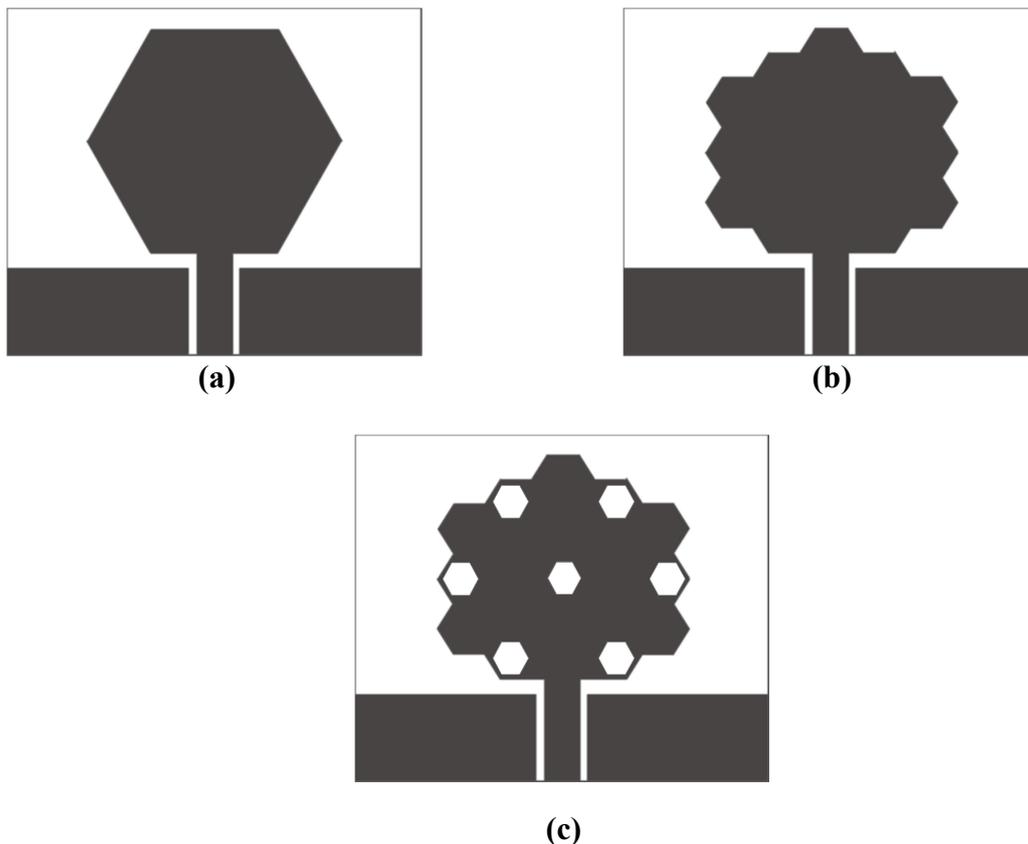


Fig. III. 18 : Les étapes de construction de l'antenne fractale ULB proposée
 (a) Antenne 1, antenne hexagonale de base
 (b) Antenne 2, insertion des trapèzes
 (c) Antenne 3, insertion des fentes hexagonales

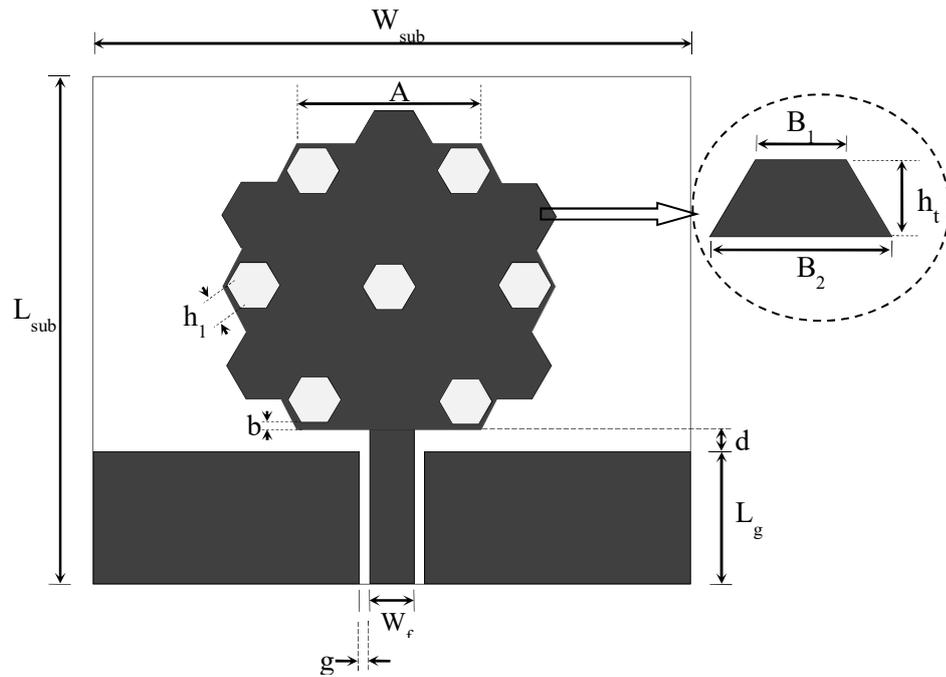


Fig. III. 19 : Géométrie de l'antenne fractale ULB proposée

L'antenne conçue a une taille globale compacte de $39 \times 36,5 \times 1,524 \text{ mm}^3$. Les valeurs optimisées des paramètres de l'antenne fractale ULB proposée sont indiquées dans le Tableau III.2.

Tableau III. 2 : Paramètres géométriques optimisés de l'antenne fractale proposée

Paramètres	Dimensions, mm	Paramètres	Dimensions, mm
A	11.5	L_{sub}	36.5
B_1	2.3	W_{sub}	39
B_2	4.6	L_g	9
h_t	1.6	d	0.7
g	0.25	W_f	2.9
h_1	1.5	b	0.5

III.4.2 Résultats de simulation et interprétation

Dans cette section, nous allons représenter et étudier les résultats de simulation. La structure proposée a été conçue et simulée à l'aide du logiciel de simulation CST MICROWAVE STUDIO en utilisant les dimensions finales après l'optimisation données dans le Tableau III.2.

III.4.2.1 Coefficient de réflexion et le rapport d'ondes stationnaires

L'antenne fractale ULB proposée a été simulée en utilisant les paramètres du Tableau III.2. Les Figures III.20 et III.21 montrent, respectivement, les coefficients de réflexion (S_{11}) et le rapport d'ondes stationnaires (R.O.S), en fonction de la fréquence, de l'antenne proposée avec et sans éléments fractals.

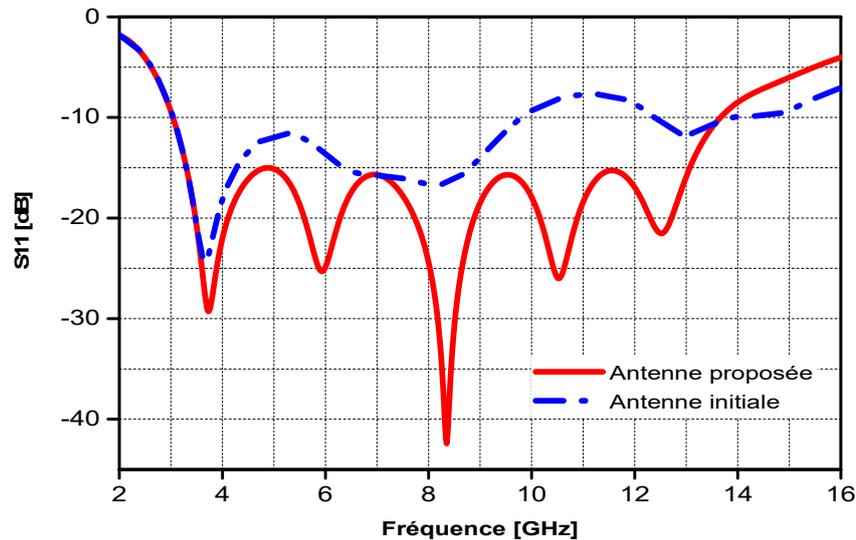


Fig. III. 20 : Coefficients de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne fractale ULB proposée et de l'antenne hexagonale simple

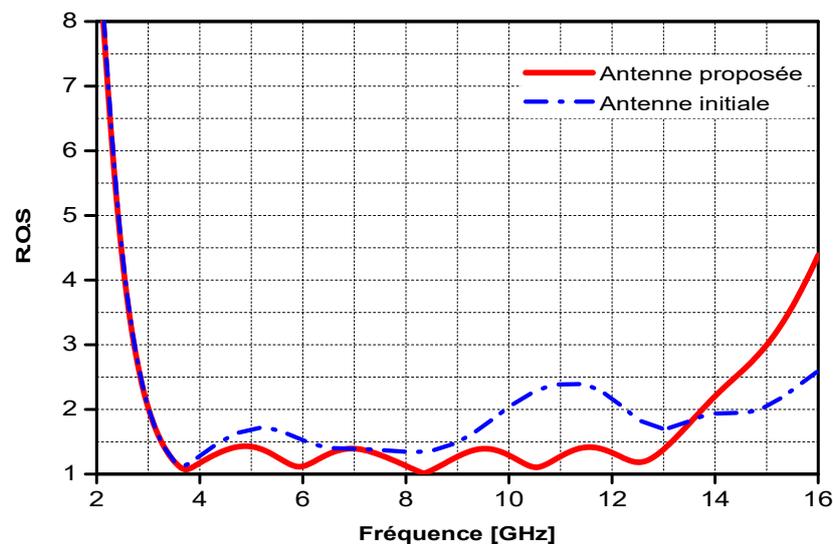


Fig. III. 21 : Rapports d'ondes stationnaires en fonction de la fréquence de l'antenne fractale ULB proposée et de l'antenne hexagonale simple

À partir de ces résultats, on peut constater que l'antenne proposée fournit une large bande passante de 10.57 GHz allant de 3,1 jusqu'à 13,67 GHz pour un coefficient de réflexion (S_{11}) < -10 dB et un rapport d'ondes stationnaires (R.O.S) < 2. Ces résultats de simulation montrent une bande passante couvrant la bande entière ULB avec cinq fréquences de résonance à 3,73, 5,93, 8,35, 10,52 et 12,51 GHz. La bande passante à Ultra large bande ULB est obtenue en fusionnant ces résonances.

Une comparaison entre le coefficient de réflexion de l'antenne fractale proposée et l'antenne monopôle hexagonale de départ est montrée à la Figure III.20. On peut observer qu'en introduisant les éléments fractals, y compris les fentes, le coefficient de réflexion est bien amélioré au milieu ainsi qu'aux hautes fréquences de 9,8 à 13,67 GHz en créant deux nouvelles résonances. Aux basses fréquences, une meilleure réponse est observée en raison des multiples résonances profondes. Il est évident que l'insertion des cinq éléments fractals trapézoïdaux et des sept fentes hexagonales augmente la longueur électrique du patch monopôle, ce qui augmente sa longueur périmétrique dans la même zone et crée de multiples résonances. Cela améliore considérablement l'adaptation d'impédance sur l'ensemble de l'ULB.

III.4.2.2 Etude paramétrique

Nous allons étudier, dans cette section, certains paramètres définissant la géométrie de l'antenne proposée de la Figure III.19 afin de montrer l'influence de ces paramètres sur la performance de l'antenne. Un paramètre sera varié et les autres paramètres seront maintenus constants, comme mentionnés dans le Tableau III.2.

1) Influence de la dimension des éléments trapézoïdaux

Le première paramètre à étudier est l'influence de la largeur B_1 d'élément trapézoïdale sur les caractéristiques du coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne fractale ULB alimentée par CPW. L'antenne fractale proposée est simulée pour différentes largeur B_1 (0,5, 1,5, 2,3, 3 et 3,5 mm) et les résultats sont présentés à la Figure III.22.

On peut remarquer sur la Figure III.22 que l'effet du paramètre B_1 est très crucial sur la bande passante d'impédance de l'antenne. Pour la valeur minimale de la largeur du trapèze $B_1 = 0,5$ mm, la bande passante de l'antenne, pour un coefficient de réflexion (S_{11}) < -10 dB, est comprise entre 2,9 et 9,95 GHz, et en augmentant ce paramètre B_1 , la largeur de bande d'impédance augmente. La valeur optimale de la largeur B_1 est de 3,2 mm et la bande passante obtenue couvre une gamme de fréquences extrêmement large de 3,1 à 13,67 GHz. Ce résultat révèle que les éléments trapézoïdaux ont un grand effet sur les caractéristiques de l'antenne en terme d'adaptation et d'augmentation de la largeur de bande d'impédance.

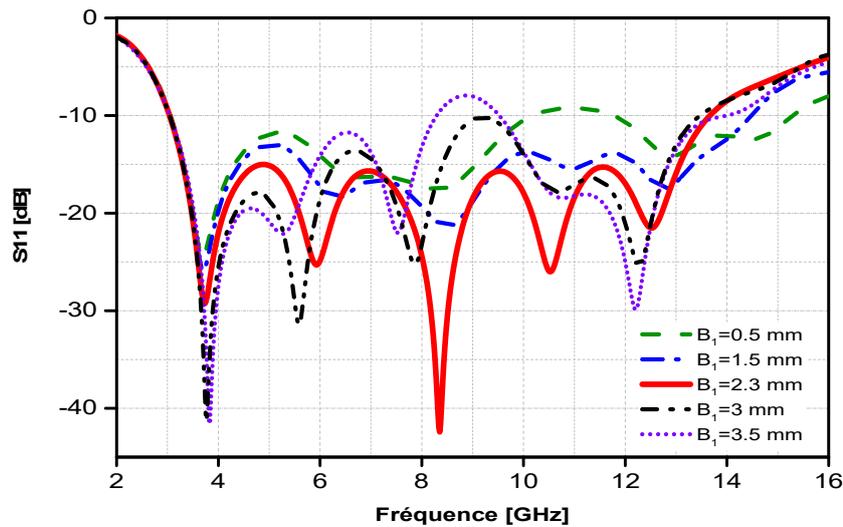


Fig. III. 22 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne fractale ULB proposée pour différentes valeurs de largeur B_1

2) Influence de la longueur h_1 de slot hexagonal

L'effet de la longueur h_1 du sept fentes hexagonales sur le coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne proposée a également été étudié. Dans cette étude, la valeur de la longueur h_1 a été variée de 0,2 à 3 mm par pas de 0,7 mm, tandis que les autres paramètres sont les mêmes que ceux indiqués dans le tableau III.2. Les résultats de simulation obtenus pour le module de coefficient de réflexion sont représentés dans la Figure III.23.

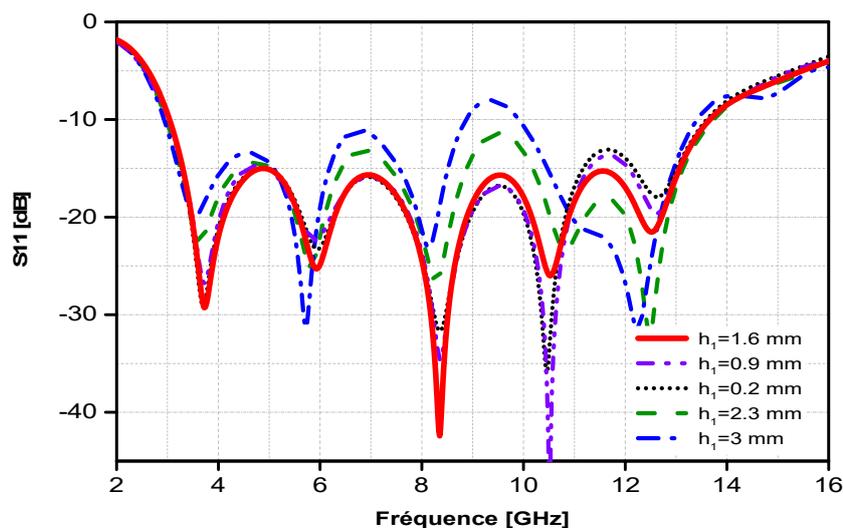


Fig. III. 23 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne fractale ULB proposée pour différentes valeurs de h_1 .

La Figure III.23 représente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur h_1 . On peut constater sur cette figure que lorsque la longueur h_1 augmente de 0.2 mm jusqu'à la valeur 1.6 mm, la largeur de la bande passante, pour $S_{11} < -10$ dB, reste constante mais les caractéristiques du coefficient de réflexion est améliorée. La longueur h_1 optimale de la fente hexagonale est de 1,6 mm avec un très bon niveau du coefficient de réflexion $S_{11} < -15$ dB de 3,3 GHz à 13,05 GHz. Lorsque la longueur de la fente hexagonale devient supérieure à cette valeur optimale, la bande passante pour $S_{11} < -10$ devient plus étroite. On peut conclure que l'insertion des fentes hexagonales à l'intérieur de l'antenne a amélioré l'adaptation en termes de coefficient de réflexion.

3) Influence de la longueur L_g du plan de masse

Etudions à présent l'influence de la longueur L_g du guide d'ondes coplanaire sur les caractéristiques d'adaptation de l'antenne fractale proposée. L'antenne proposée a été simulée pour différentes longueurs L_g du plan de masse et l'effet de ce paramètre sur le coefficient de réflexion, en fonction de la fréquence, est illustré à la Figure III.24. La longueur L_g du plan de masse varie de 7 à 11 mm par pas de 1 mm.

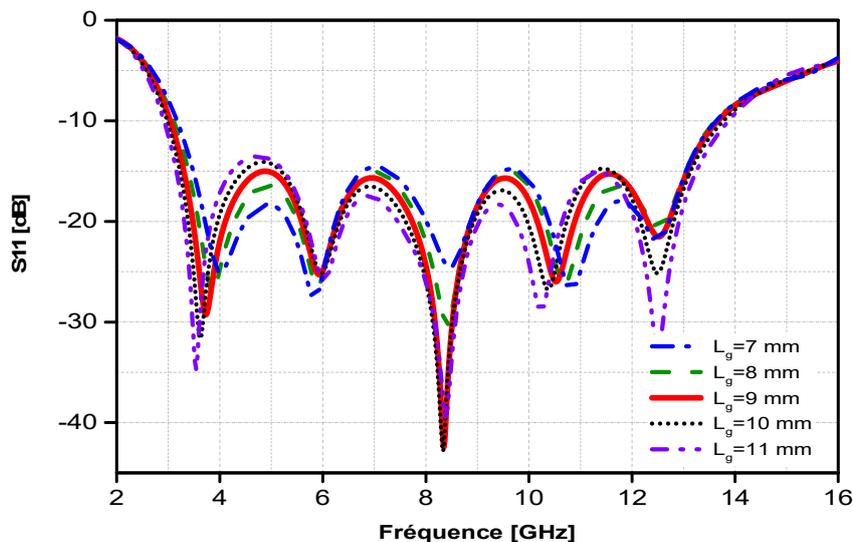


Fig. III. 24 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne fractale ULB proposée pour différentes valeurs de L_g .

Comme le montre la Figure III.24, la bande passante de l'antenne, pour $S_{11} < -10$ dB, s'améliore légèrement pour des longueurs L_g du plan de masse allant de 7 à 11 mm, où le bord inférieur de la bande diminue légèrement et le bord supérieur reste presque constant. Ce résultat révèle que la longueur du plan de masse L_g n'a pas d'effet majeur sur la bande passante de l'antenne. Par conséquent, il est décidé de choisir la longueur L_g égale à 9 mm comme valeur optimale, avec une bande passante de 3,1 GHz à 13,67 GHz, couvrant toute la bande ULB.

4) Influence du gap d entre le patch et le plan de masse

Dans ce paragraphe, l'effet de l'écart d entre le radiateur et le plan de masse sur les caractéristiques du coefficient de réflexion de l'antenne proposée a été étudié. L'étude du paramètre d est très critique sur l'adaptation d'impédance en raison de l'effet du couplage de l'énergie entre l'alimentation et le patch. L'antenne proposée a été simulée pour divers valeurs de d allant de 0,3 à 1,1 mm par pas de 0,2 mm. Les résultats simulés sont représentés sur la Figure III.25.

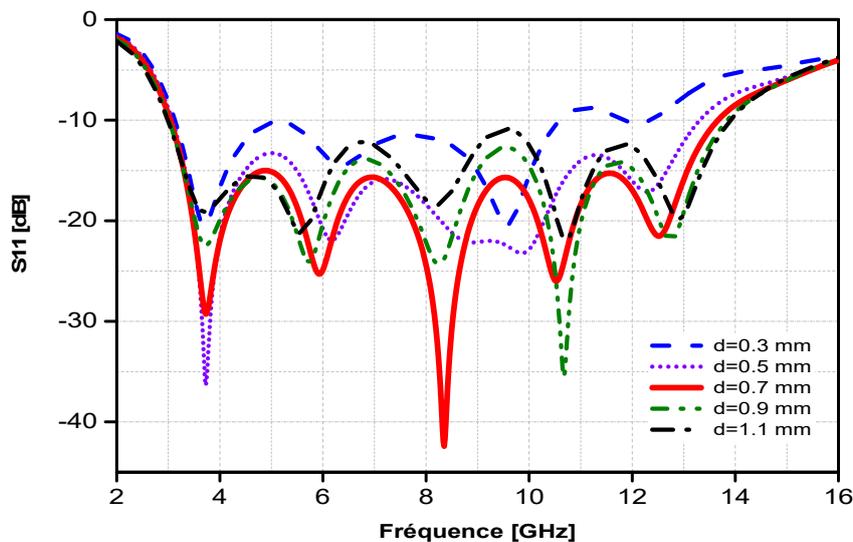


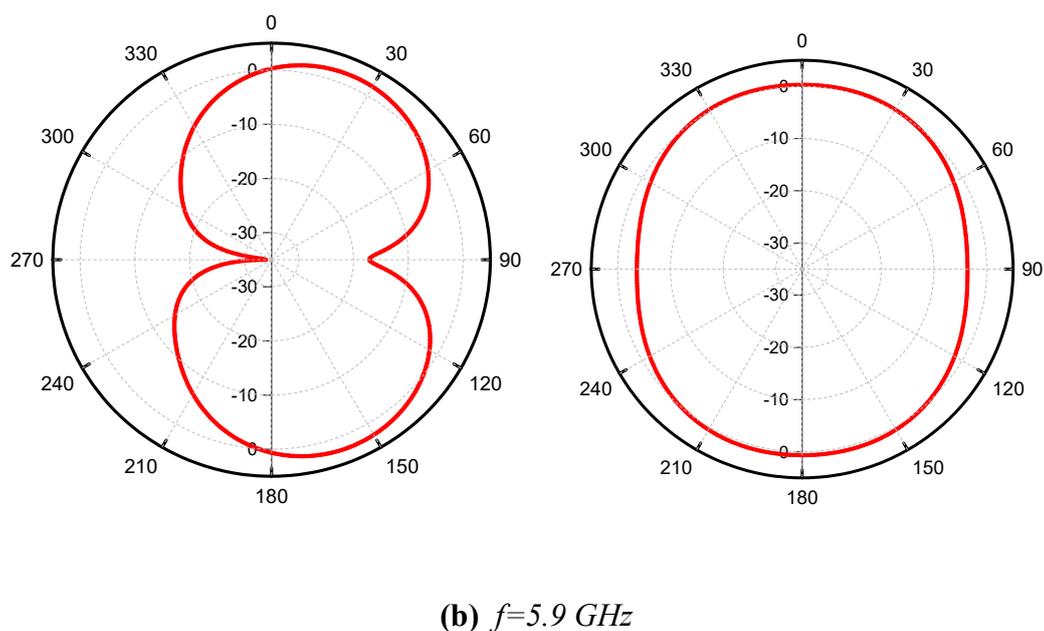
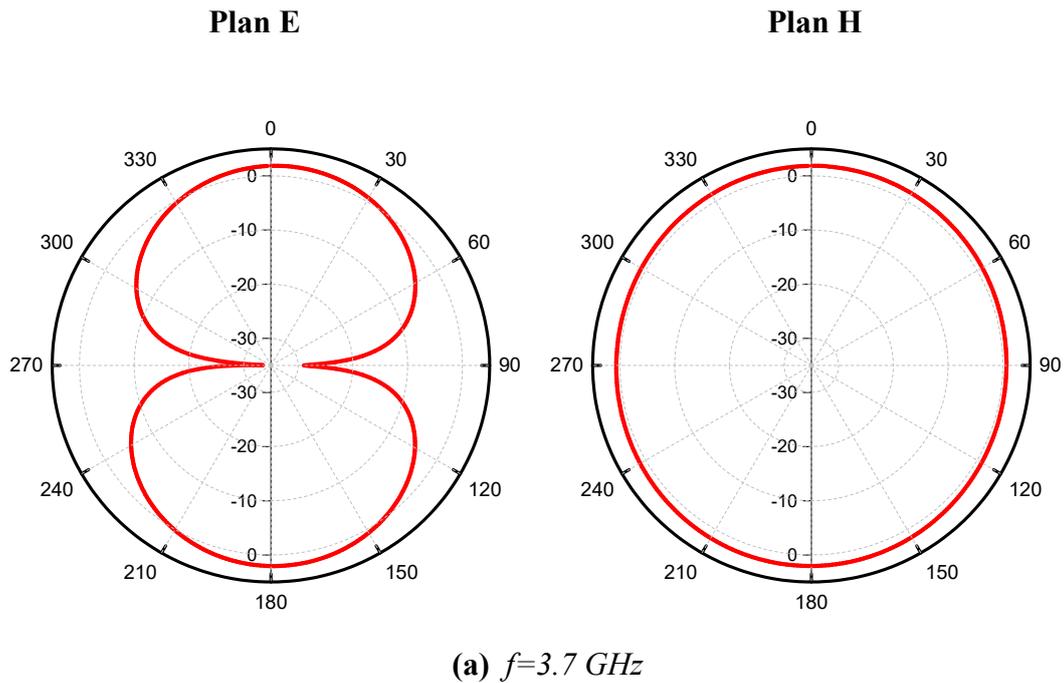
Fig. III. 25 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne fractale ULB proposée pour différentes valeurs de d .

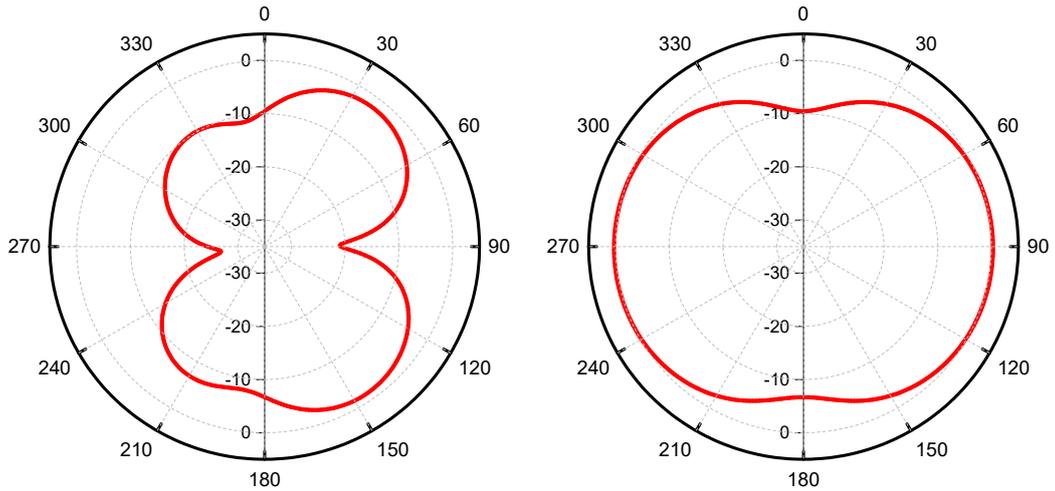
L'effet de la distance d entre le guide d'ondes coplanaire et le patch est clairement visible dans les résultats de simulation. Il est montré sur la Figure III.25, qu'en augmentant la valeur du gap d , la largeur de bande de fonctionnement de l'antenne, pour $S_{11} < -10$ dB, varie de manière significative. La valeur optimale du gap d est de 0,7 mm, et la bande passante pour cette valeur allant de 3,1 à 13,67 GHz couvrant la totalité de la bande ULB. Ce résultat révèle que le gap d entre l'alimentation et le patch a un grand effet sur la largeur de la bande passante de l'antenne.

D'après les résultats de simulation, il semble que la variation de l'écart d entre la ligne coplanaire d'alimentation CPW et le patch hexagonal n'affecte pas vraiment la première résonance, mais a un impact plus important sur les autres résonances.

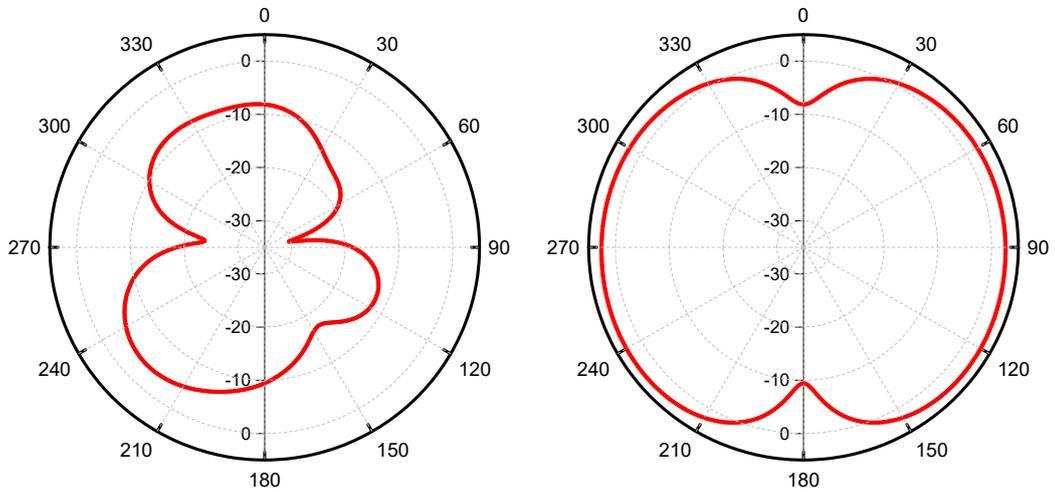
III.4.2.3 Caractéristiques de rayonnement

On étudie dans ce paragraphe les caractéristiques de rayonnement de l'antenne fractale proposée alimentée par une ligne coplanaire CPW. Les diagrammes de rayonnement sont tracés dans les deux plans de l'antenne : dans le plan E et le plan H, en utilisant pour cela les dimensions optimales données dans le Tableau III.2. Les diagrammes de rayonnement de l'antenne fractale ULB dans les deux principaux plans E et H pour les cinq fréquences de résonance 3.7, 5.9, 8.3, 10.5 et 12.5 GHz sont représentés sur les Figures III.26 (a, b, c, d, e).

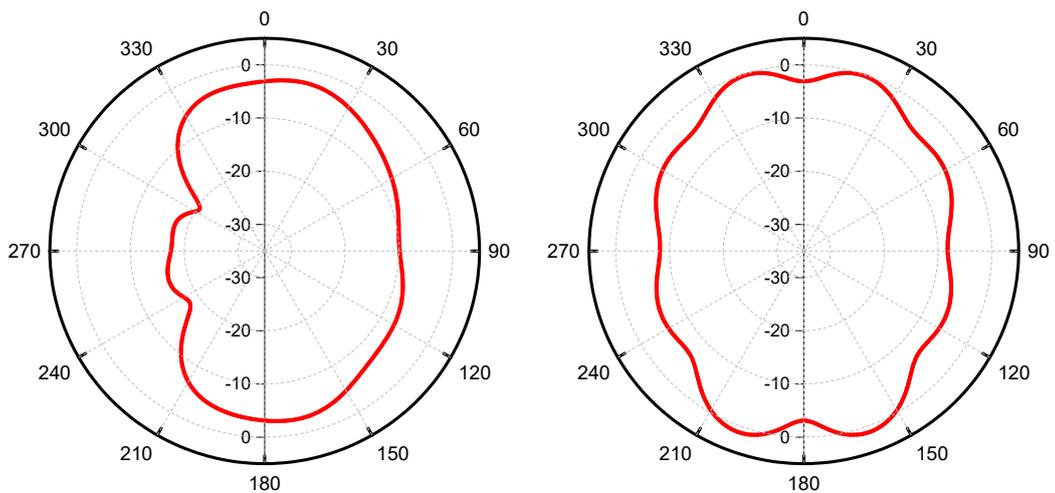




(c) $f=8.3$ GHz



(d) $f=10.5$ GHz



(e) $f=12.5$ GHz

Fig. III. 26 : Diagrammes de rayonnement dans le plan E et H de l'antenne fractale proposée pour différentes valeurs de fréquence de résonance

Les résultats de simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne fractale proposée en fonction de la fréquence dans les deux plans E et H sont représentés sur les Figures III.26 (a,b,c,d,f). Ces diagrammes sont obtenus pour les cinq fréquences de résonnance 3.7, 5.8, 8.3, 10.4 et 11.9 GHz. Comme le montre ces figures, le diagramme de rayonnement de l'antenne fractale proposée est globalement bidirectionnel dans le plan E et presque omnidirectionnel dans le plan H. De plus, les diagrammes de rayonnement sont stables sur une large bande passante, et sont symétriques en raison de la forme symétrique de l'antenne.

Le gain de l'antenne fractale proposée en fonction de la fréquence est également simulé et est présenté à la Figure III.27. Aux basses fréquences, on peut constater que le gain de l'antenne proposée croît avec la fréquence jusqu'à 7 GHz où il atteint sa valeur maximale 6.13 dB. Tandis que pour les fréquences comprises entre 7 GHz et 13 GHz, l'antenne fractale proposée présente des caractéristiques de gain stables.

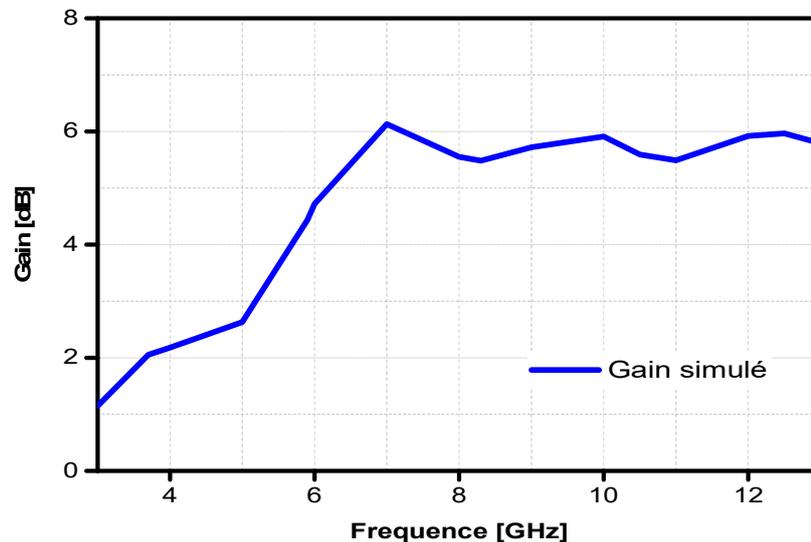


Fig. III. 27 : Gain maximal simulé de l'antenne fractale proposée pour différentes fréquence de fonctionnement

III.4.3 Validation expérimentale

III.4.3.1 Prototype d'antenne

Suite à l'étude numérique de la structure de notre deuxième antenne fractale ULB proposée présentée dans les paragraphes précédents, un prototype d'antenne a été fabriqué et mesuré dans le but de valider notre travail. Le prototype fabriqué est basé sur la même structure de la Figure III.19 avec les dimensions mentionnées dans le Tableau III.2. Une photographie de prototype d'antenne fabriquée est représentée sur la Figure III.28.

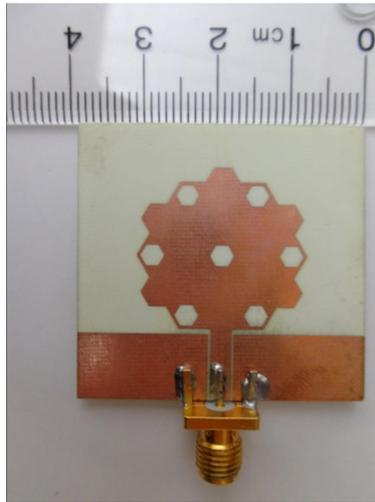


Fig. III. 28 : Photographie de prototype d'antenne fabriquée

On rappelle ici que le substrat utilisé dans la fabrication de ce prototype est de type *Rogers RO4350B* ayant une épaisseur de 1,524 mm, une permittivité relative de 3,66 et une tangente de perte de 0,004 avec une seule couche de cuivre. L'antenne a été alimentée par un guide d'ondes coplanaire CPW. De plus, un connecteur SMA de 50 Ω a été utilisé comme une transition entre le prototype fabriqué et les câbles d'alimentation comme on peut le voir sur la Figure III.28.

Pour ce deuxième prototype d'antenne fabriqué, deux types de mesures ont été faites dont l'une concernant le coefficient de réflexion (S_{11}) et l'autre concernant les caractéristiques de rayonnement de l'antenne. Les mesures du coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne proposée ont été effectuées sur une bande de fréquences de 2 à 14 GHz en utilisant un analyseur de réseau vectoriel de type *Agilent E8363B* disponible au sein du laboratoire RF de l'INRS de Montréal au Canada, tandis que les mesures des diagrammes de rayonnement ont été effectuées dans la chambre anéchoïde du même laboratoire.

III.4.3.2 Mesure du coefficient de réflexion

Commençant avec le coefficient de réflexion (S_{11}), les mesures de ce paramètre pour notre deuxième prototype d'antenne sont présentées sur la Figure III.29. Comme nous pouvons le constater sur cette figure, les résultats de mesure du S_{11} montrent une bonne concordance avec ceux obtenus par la simulation avec une petite différence autour de 11.5 GHz, ce qui est dû à la tolérance de fabrication et de mesure. Un bon accord peut être constaté également entre les valeurs de fréquences de résonance mesurées avec ceux simulés. La variation du coefficient de réflexion mesuré en fonction de la fréquence montre que l'antenne fractale fabriquée possède une large bande passante à $S_{11} < -10$ dB allant de 3.04 à 13.66 GHz, soit une bande de 127 % qui couvre, alors, tout le spectre ULB exigé par le FFC.

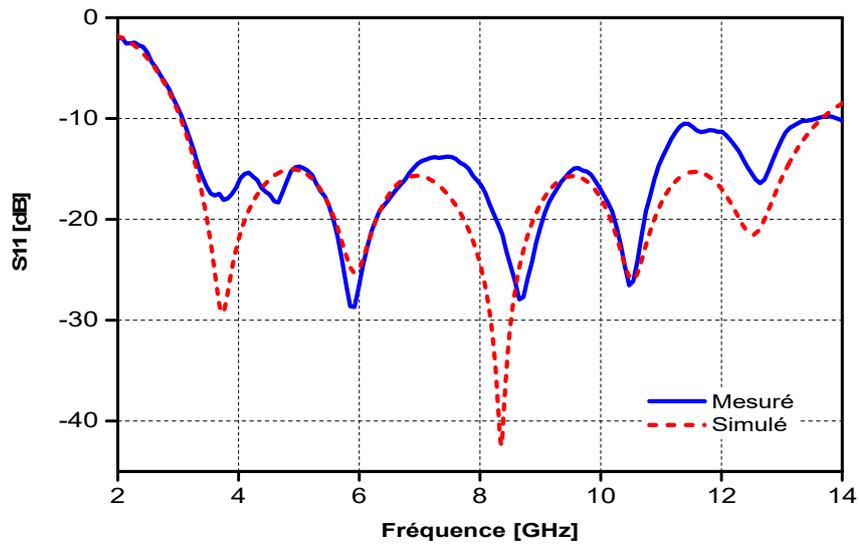


Fig. III. 29 : Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne fractale proposée

III.4.3.3 Mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne proposée

Les diagrammes de rayonnement en champ lointain du prototype d'antenne fractale fabriquée ont été également mesurés dans les deux principaux plans E et H à trois fréquences différentes 3,7, 5,9 et 8,3 GHz correspondant aux principales fréquences de résonance. Les diagrammes de rayonnement à ces trois fréquences dans le plan E et H sont représentés sur les Figures III.30 (a,b,c).

Ces résultats de mesure nous permettent de voir clairement les variations des diagrammes de rayonnement du prototype d'antenne fractale fabriquée à travers la bande passante ULB. Dans le plan E, on peut voir que les diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée tendent vers une forme bidirectionnelle aux trois fréquences avec une légère dégradation entre les angles 30° et 150° due aux incertitudes de mesure. Dans le plan H, les diagrammes de rayonnement sont presque identiques et ils tendent vers la forme omnidirectionnelle sur les trois fréquences 3.7, 5.9 et 8.3 GHz. Cependant, on peut observer que le diagramme de rayonnement dans ce plan H à la fréquence de 8,4 GHz montre de petites variations à cause de la réflexion sur les bords de la structure de l'antenne fractale.

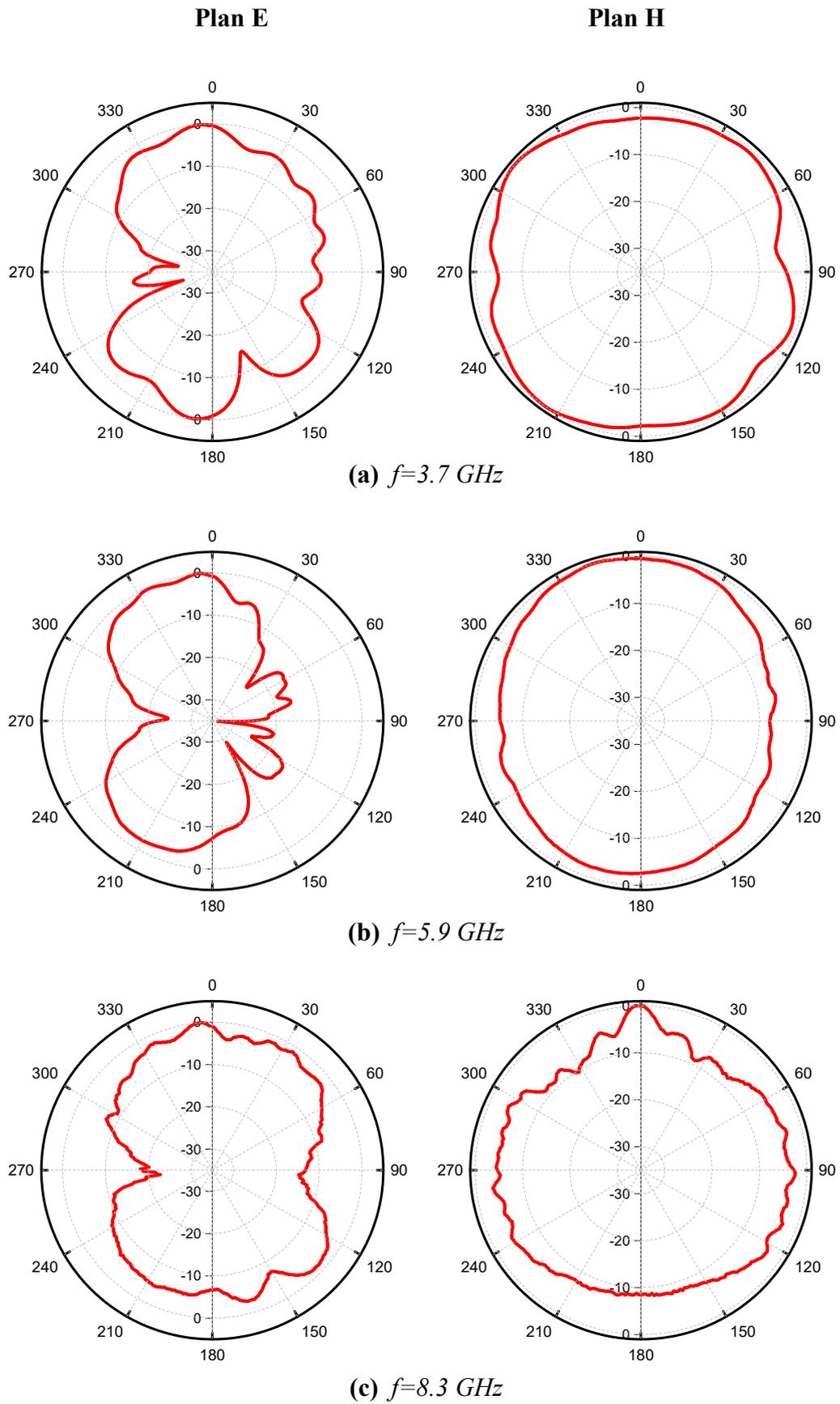


Fig. III. 30 : Diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan E et H de l'antenne fractale proposée pour différentes valeurs de fréquence de résonance

III.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, deux nouvelles géométries d'antennes fractales pour des applications ultra large bande ont été étudiées, réalisées et mesurées. La première structure proposée décrit une antenne de forme hexagonale alimentée par une ligne coplanaire CPW. Afin d'améliorer les performances de cette antenne, le concept fractal a été introduit en insérant des éléments trapézoïdaux au centre des cinq côtés du monopole. L'utilisation de la géométrie fractale dans la conception de l'antenne a permis non seulement d'améliorer l'adaptation de l'antenne proposée sur une large bande passante mais aussi d'augmenter la longueur du périmètre de l'antenne proposée dans une zone plus petite par rapport à sa géométrie initiale et par conséquent diminuer les dimensions de l'antenne et réduire au minimum leur encombrement. L'antenne proposée a une taille compacte de $35 \times 41 \times 1,524 \text{ mm}^3$ et présente un bon coefficient de réflexion sur toute la gamme de fréquences ULB de 3 GHz à 13.2 GHz.

La seconde structure proposée dans ce chapitre concerne une antenne fractale ultra large bande alimentée par un guide d'ondes coplanaire CPW. Cette nouvelle géométrie est constituée essentiellement d'un radiateur de forme hexagonale avec des éléments trapézoïdaux insérés aux bords de ses côtés et des fentes hexagonales insérées à l'intérieur des coins de l'hexagone. La combinaison de la technologie imprimée avec la géométrie fractale a permis d'élargir la largeur de la bande passante et d'améliorer les performances de l'antenne fractale proposée. L'antenne fractale proposée a été pratiquement fabriquée et testée. Les résultats mesurés montrent un bon accord avec les résultats simulés et démontrent que l'antenne fractale proposée fournit une bande passante d'environ 126 % allant de 3,1 GHz à 13,67 GHz pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB, surpassant la conception hexagonale de base. Cette performance d'impédance rend l'antenne appropriée pour les applications de bande C, X, K.

Ce chapitre a donc conduit à la conception et réalisation de deux nouvelles structures d'antenne de petites dimensions et de faible coût basées sur le concept fractal. Ces deux antennes fractales présentent un diagramme de rayonnement presque omnidirectionnel dans le plan H et un diagramme de rayonnement bidirectionnel dans le plan E. Cette approche de conception fournit une bonne solution pour les antennes compactes à bande ultra large avec de bonnes caractéristiques.

Dans le prochain chapitre, nous allons procéder à la conception d'une nouvelle géométrie d'antenne fractale utilisée pour des applications ULB, en utilisant cette fois-ci des éléments fractales sous forme des fentes rayonnantes.

CHAPITRE 4

CONCEPTION D'UNE ANTENNE A LARGE FENTE FRACTALE POUR DES APPLICATIONS ULB

Sommaire

IV.1 INTRODUCTION	105
IV.2 ANTENNE A FENTES FRACTALES ALIMENTEE PAR UNE LIGNE CPW	106
IV.2.1 Configuration d'antenne et conception.....	106
IV.2.2 Résultats de simulation et interprétation	107
VI.2.2.1 Coefficient de réflexion et le rapport d'ondes stationnaires.....	108
VI.2.2.2 Etude paramétrique.....	109
VI.2.2.3 Caractéristiques de rayonnement.....	113
IV.2.3 Validation expérimentale.....	115
IV.2.3.1 Prototype et équipements de mesures	115
IV.2.3.2 Mesure du coefficient de réflexion	116
IV.2.3.3 Mesure du Diagramme de rayonnement	117
IV.3 CONCLUSION	119

Chapitre IV

Conception d'une Antenne à Large Fente Fractale pour des Applications ULB

IV.1 INTRODUCTION

Ces dernières années, les systèmes de communication Ultra Large Bande (ULB) sont devenus l'une des technologies les plus développées en raison de leurs caractéristiques attrayantes telles qu'un débit élevé, une perte de chemin moindre, une meilleure immunité à la propagation par trajets multiples, disponibilité d'émetteurs-récepteurs à faible coût, faible puissance de transmission et faible interférence [17]. Ainsi, la conception d'antennes ULB a grandement stimulé la recherche et est devenue l'un des sujets les plus importants qui attire beaucoup d'attention de la part des chercheurs non seulement dans le domaine académique, mais aussi dans l'industrie. De nombreuses antennes planaires ULB de différentes formes ont été développées, telles que les antennes carrées, triangulaires, en forme de U, circulaires et elliptiques, et en forme de cœur [18].

L'un des problèmes clés des antennes ULB est la conception d'une antenne compacte avec une bande passante plus large, un gain stable et un bon diagramme de rayonnement omnidirectionnel. À cet égard, plusieurs méthodes ont été suggérées pour améliorer la bande passante de l'impédance. L'une de ces méthodes consiste à appliquer une large fente imprimée sur l'élément rayonnant ou sur le plan de masse [19-21]. Une autre technique utilisée pour améliorer la bande passante d'une antenne consiste à appliquer des éléments fractals sous forme des fentes, cette technique peut réduire les dimensions de l'antenne et améliorer considérablement l'adaptation d'impédance [22].

Dans ce chapitre nous procédons à la conception de nouvelles architectures d'antennes fractales appliquées aux télécommunications ultra large bande en utilisant dans cette fois-ci des fentes de forme fractale dans la conception de l'antenne.

IV.2 ANTENNE A FENTES FRACTALES ALIMENTEE PAR UNE LIGNE CPW

Dans cette partie, une nouvelle antenne fractale CPW est conçue et présentée pour les applications Ultra Wideband (ULB). L'antenne proposée consiste en un patch parasite de forme hexagonale régulière alimenté par un guide d'ondes coplanaire (CPW) et rayonne à travers une large fente hexagonale entourée de cinq fentes trapézoïdales supplémentaires. La combinaison du concept fractal et de la technique CPW permet d'améliorer significativement les caractéristiques de l'antenne proposée [61].

IV.2.1 Configuration d'antenne et conception

La géométrie et la configuration de l'antenne fractale proposée à large fente hexagonale est illustrée sur la Figure IV.2. Elle est imprimée sur un substrat de type *Rogers RO4350* d'une épaisseur de $1,524$ mm avec une permittivité relative ϵ_r de $3,66$ et une tangente de perte de $0,004$. L'antenne fractale ULB proposée est constituée essentiellement d'une large fente de géométrie fractale et d'un élément parasite de forme hexagonale. La fractale à large fente est formée d'une fente hexagonale régulière de largeur $A = 16,2$ mm combinée à cinq fentes trapézoïdales régulières ayant trois petits côtés égaux de longueur $h_1 = 3,2$ mm et un long côté de longueur $h_2 = 6,4$ mm. Ces éléments fractals de forme trapèze sont insérés exactement au centre des cinq côtés de large fente hexagonale. Cette antenne fractale à large fente est gravée sur un plan de masse rectangulaire ayant la largeur $W = 39$ mm et la longueur $L = 40$ mm. Le patch parasite est constitué d'un hexagone régulier d'une longueur de $B = 10,5$ mm et alimenté par une ligne CPW de 50Ω avec une largeur de bande W_f et un intervalle g égal à $2,9$ mm et $0,275$ mm, respectivement. La configuration finale de l'antenne proposée a une taille globale compacte de $39 \times 40 \times 1,524$ mm³, comme l'illustre la Figure VI.2.

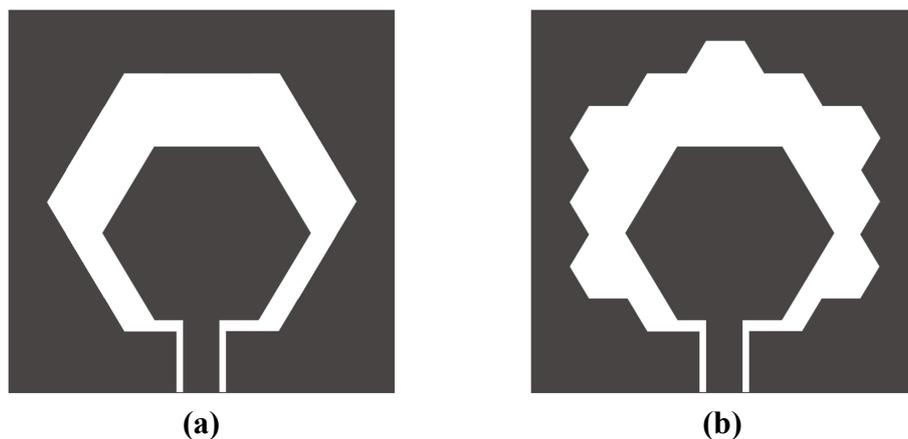


Fig. IV. 1 : Antennes à large fente avec alimentation par CPW
 (a) Antenne sans éléments fractals (antenne initiale)
 (b) Antenne avec des éléments fractals (antenne proposée)

Les dimensions détaillées de l'antenne fractale ULB proposée alimentée par une ligne coplanaire CPW sont indiquées dans le Tableau IV.1.

Tableau IV. 1 : Paramètres géométriques optimisés de l'antenne fractale proposée

Paramètres	Dimensions, mm	Paramètres	Dimensions, mm
A	16.2	L_{sub}	39
B	10.5	W_{sub}	40
h_1	3.2	W_f	2.9
h_2	6.4	d	0.75
h_g	2.6	g	0.275

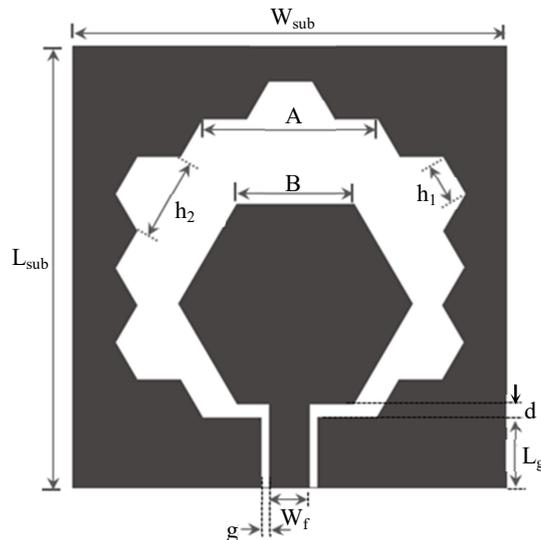


Fig. IV. 2 : Géométrie de l'antenne fractale ULB proposée

IV.2.2 Résultats de simulation et interprétation

La structure de la Figure VI.2 a été conçue et simulée en utilisant le logiciel commercial CST MICROWAVE STUDIO. Dans cette partie, nous allons présenter et examiner les résultats de simulation de notre antenne fractale à large fente. Nous allons commencer par l'étude d'adaptation d'antenne proposée en montrant l'effet d'insérer des slots fractals sur l'amélioration de la bande passante de l'antenne, ensuite on étudiera l'influence des différents paramètres sur les performances de l'antenne. Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne fractale proposée à large fente seront présentées et discuté aussi en fin de cette partie.

IV.2.2.1 Coefficient de réflexion et le rapport d'ondes stationnaires

L'antenne fractale proposée à large fente a été simulée en utilisant les paramètres du Tableau IV.1. Les Figures IV.3 Et IV.4 montrent, respectivement, les coefficients de réflexion (S_{11}) et le rapport d'ondes stationnaires (R.O.S), en fonction de la fréquence, de l'antenne proposée avec et sans éléments fractals.

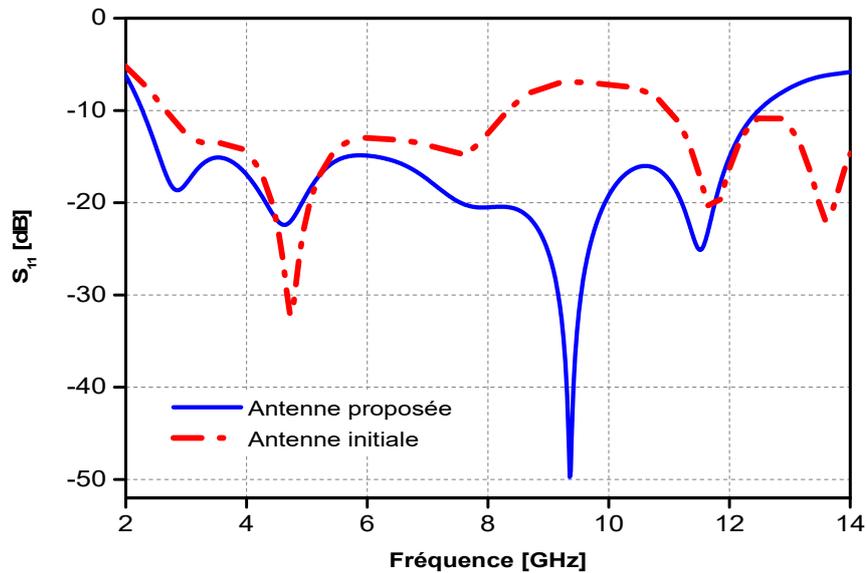


Fig. IV. 3 : Coefficients de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne à large fente avec et sans éléments fractals supplémentaires

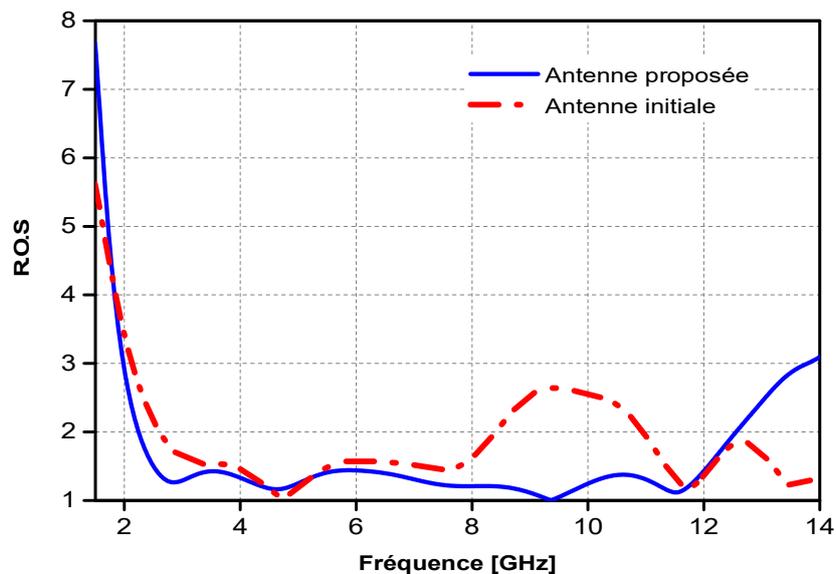


Fig. IV. 4 : Rapports d'ondes stationnaires en fonction de la fréquence de l'antenne à large fente avec et sans éléments fractals supplémentaires

A partir des résultats de simulation des Figures IV.3 et IV.4, on peut constater que la fréquence supérieure de la bande passante de l'antenne proposée, pour un coefficient de réflexion (S_{11}) < -10 dB et un rapport d'ondes stationnaires (R.O.S) < 2, passe de 8,35 GHz à 12,75 GHz. La fréquence inférieure de l'antenne fractale proposée est également améliorée de 2,66 GHz à 2,27 GHz. Ainsi, la caractéristique d'impédance est améliorée de 77,7% à 138,5%. Par conséquent, en insérant cinq fentes fractales trapézoïdales au coin de la fente hexagonale de l'antenne, la largeur de la bande passante est grandement améliorée et l'antenne proposée présente une bande passante ultra large de 2,27 à 12,75 GHz qui couvre tout le spectre ULB de 3,1 à 10,6 GHz.

Pour mieux étudier l'effet de divers paramètres de l'antenne fractale proposée sur les performances de la bande passante de l'antenne, une étude paramétrique a été effectuée en changeant l'un des paramètres tout en gardant les autres paramètres fixés comme indiqué dans le Tableau IV.1.

IV.2.2.2 Etude paramétrique

1) Influence de la longueur h_1 des fentes trapézoïdales

Le premier paramètre étudié est la longueur h_1 des fentes fractales de forme trapézoïdale. Les courbes du coefficient de réflexion S_{11} simulé en fonction de la fréquence de l'antenne fractale proposée pour différentes valeurs de h_1 de 0,5, 1,5, 3,2, 4,5, 5,5 mm sont représentées sur la Figure IV.5.

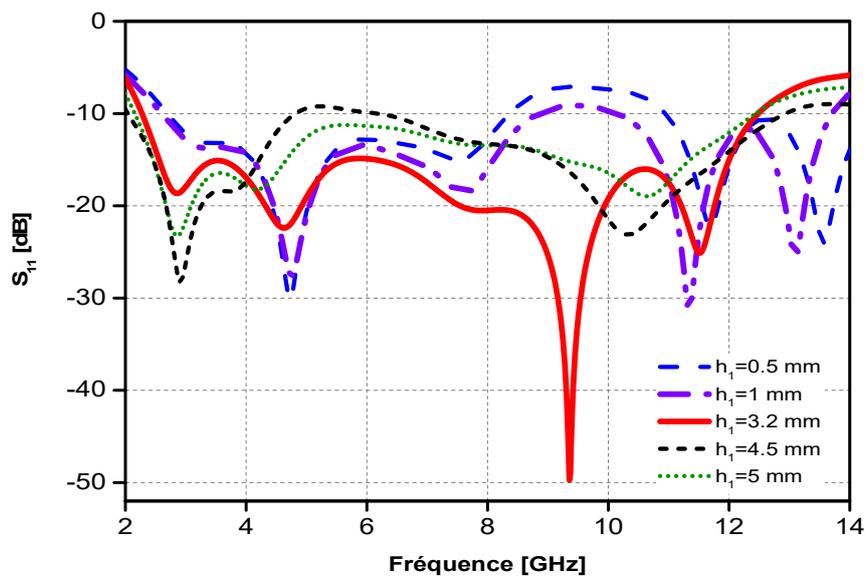


Fig. IV. 5 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne fractale ULB proposée pour différentes valeurs de largeur $B1$

A partir des résultats de la Figure IV.5, on peut remarquer que la bande passante de l'antenne proposée, pour $S_{11} < -10$ dB, augmente fortement de 102,07% à 138,62% à mesure que la longueur h_1 passe de 0,5 à 3,2 mm, cependant la bande passante diminue lorsque la longueur h_1 dépasse 3,2 mm. La longueur optimale des fentes trapézoïdales est de $h_1 = 3,2$ mm. De plus, les fréquences les plus basses de la bande passante changent légèrement en augmentant la longueur h_1 des fentes trapézoïdales, alors qu'aux moyennes et hautes fréquences, l'augmentation de ce paramètre combine les résonances de la bande passante ce qui conduit à améliorer la fréquence supérieure de la bande passante de 8,3 à 12,4 GHz et, par conséquent, la bande passante obtenue couvre une gamme de fréquences extrêmement large de 2,27 à 12,75 GHz. Ce résultat révèle que le paramètre h_1 a un effet majeur sur l'amélioration de largeur de la bande passante de l'antenne proposée.

2) Influence de la longueur B du patch hexagonal

Dans ce paragraphe, la longueur (B) du patch parasite est variée et l'effet de ce paramètre sur l'adaptation d'impédance est étudié. La longueur B du patch hexagonal a été variée de 7,5 à 11,5 mm par un pas de 1 mm. Les courbes simulées du coefficient de réflexion, de l'antenne à fente fractale alimentée par CPW, pour différentes valeurs de la longueur (B) sont illustrées sur la Figure IV.6.

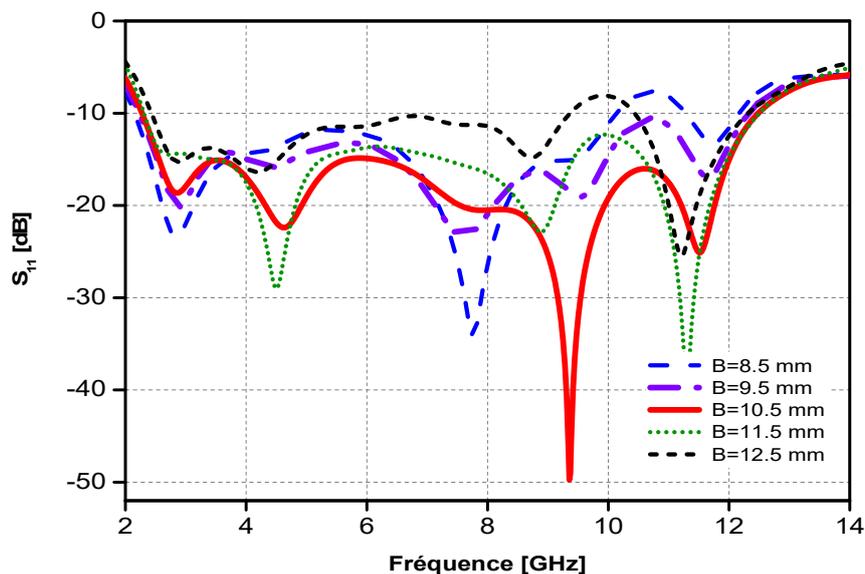


Fig. IV. 6 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne fractale ULB proposée pour différentes valeurs de h_1 .

Comme on peut le constater sur les résultats de simulation, l'effet de la longueur B du patch parasite est clairement visible. La Figure IV.6 montre que la bande passante de l'antenne proposée devient plus large de 129,62 % à 138,62 % lorsque la longueur latérale B du patch parasite augmente de 8,5 à 10,5 mm.

Cependant, si ce paramètre est encore augmenté plus que cette valeur, l'adaptation d'impédance se détériore en raison d'un couplage d'énergie excessif entre le patch parasite et la fente fractale, puisque pour des valeurs supérieures à 10.5 mm de la longueur B du patch, ce dernier devient plus proche de la fente fractale et du plan de masse ce qui, par conséquent, augmente davantage le couplage entre ces éléments, ce qui augmente encore les composants capacitifs. Ainsi, le patch parasite conduit l'antenne fractale proposée à augmenter fortement la fréquence plus élevée de la bande passante qui améliore toute la bande passante de fonctionnement et la longueur latérale optimale B du patch hexagonal parasite se trouve autour de 10,5 mm.

3) Influence de l'écart d entre le patch parasite et le plan de masse

L'influence de l'adaptation d'impédance provoquée par le couplage de l'énergie entre l'alimentation CPW et le patch hexagonal parasite est une caractéristique importante de l'antenne proposée. Pour cette raison, l'effet de l'écart d entre le patch parasite et le plan de masse est également étudié. La Figure IV.7 montre la simulation du coefficient de réflexion de l'antenne fractale ULB proposée pour différents écarts d de 0,35 à 1,15 mm avec pas de 0,2 mm.

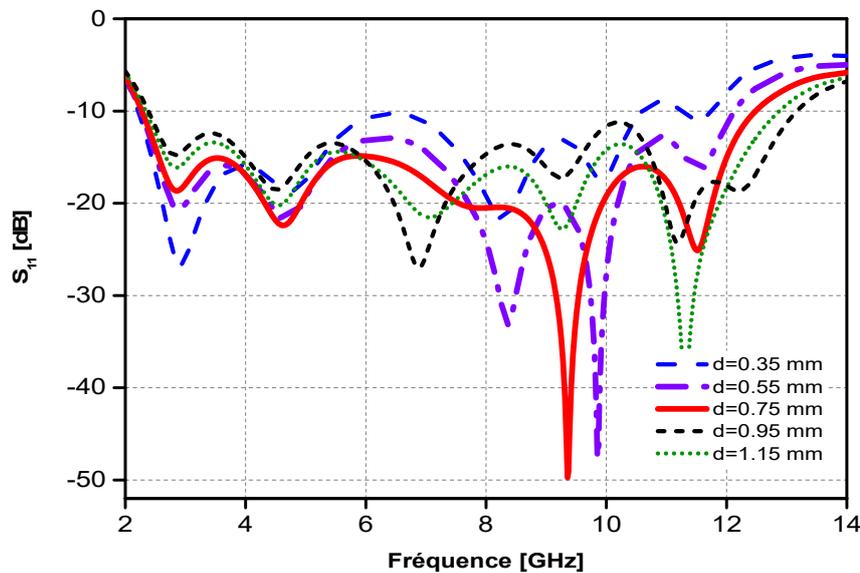


Fig. IV. 7 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne fractale proposée pour différents écarts d entre le patch et le plan de masse.

Les résultats simulés indiquent que lorsque l'écart d , entre le patch parasite et la ligne d'alimentation CPW, augmente, la fréquence supérieure de la bande passante augmente, alors que la fréquence inférieure reste presque constante, donc l'adaptation d'impédance s'améliore et par conséquent la bande passante d'impédance globale de l'antenne augmente.

Les résultats de la Figure IV.7 montrent que l'écart optimal entre le patch parasite et le plan de masse a été obtenu à 0,75 mm. Lorsque l'écart d dépasse cette valeur, le $|S_{11}|$ devient plus étroit parce que l'adaptation d'impédance de l'antenne se dégrade en raison de l'augmentation excessive du couplage d'énergie entre le patch parasite et la ligne d'alimentation CPW.

4) Influence de la longueur h_g du guide d'ondes coplanaire CPW

Etudions à présent l'influence de la longueur h_g du guide d'ondes coplanaire CPW sur les caractéristiques d'adaptation de l'antenne fractale proposée. L'antenne à fente fractale a été simulée pour différentes longueurs h_g de plan de masse et l'effet de ce paramètre sur le coefficient de réflexion, en fonction de la fréquence, est illustré sur la Figure IV.8. La longueur h_g du plan de masse varie de 0.35 à 1.15 mm par pas de 1 mm.

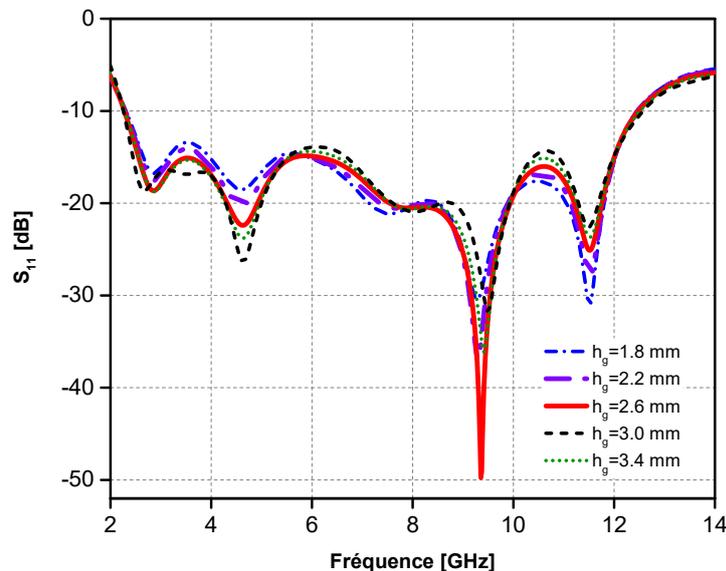
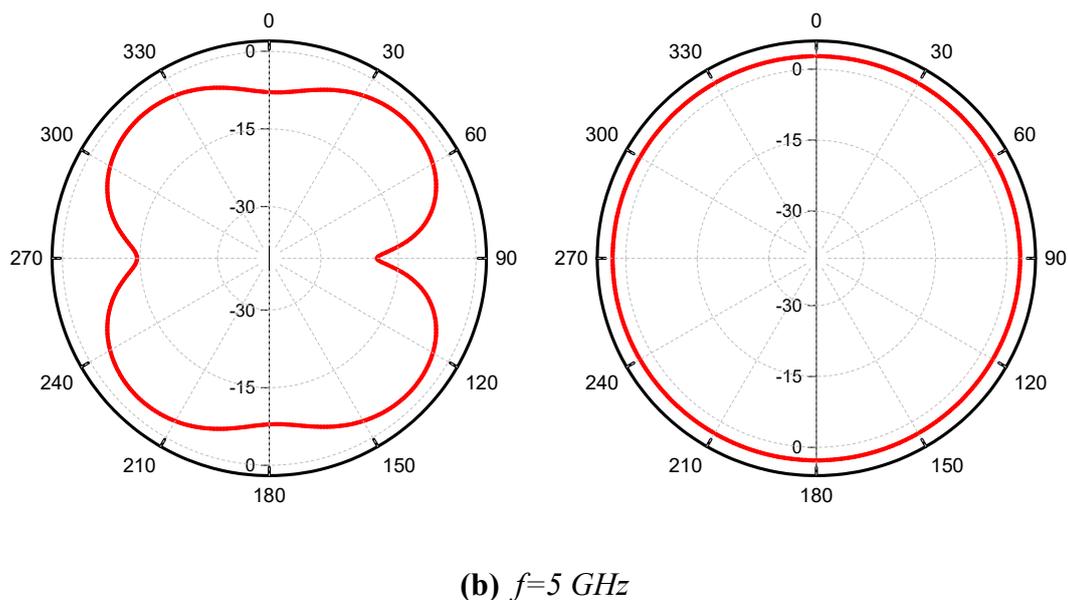
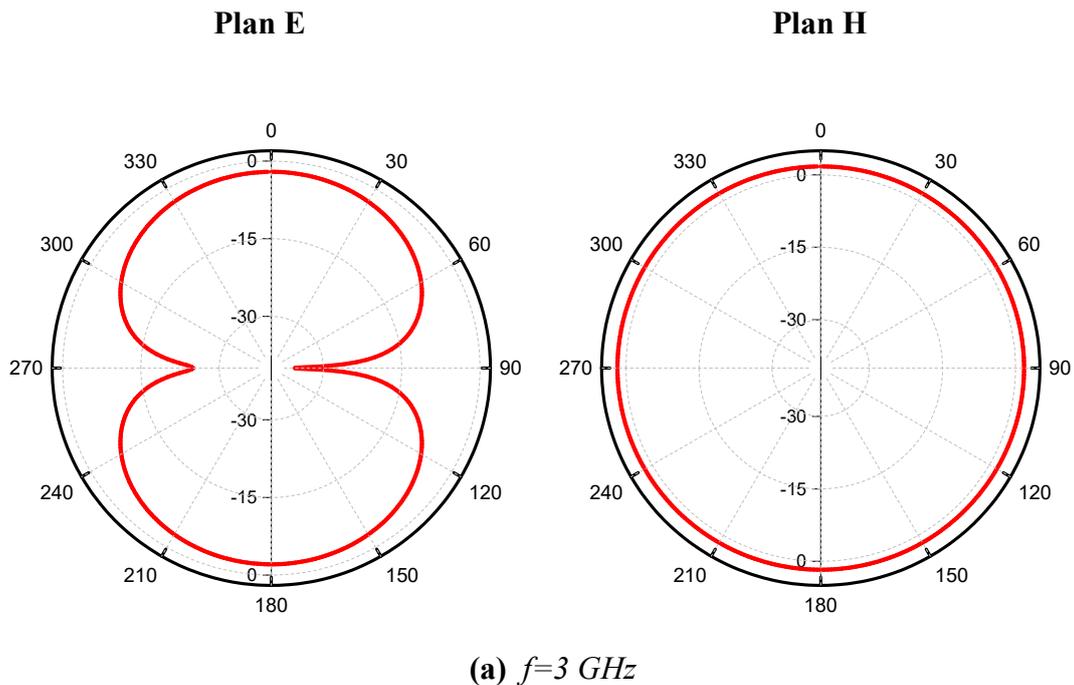


Fig. IV. 8 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne fractale proposée pour différentes longueur h_g du plan de masse.

On peut clairement remarquer sur les résultats de la Figure IV.8 que les coefficients de réflexion S_{11} , en fonction de la fréquence, de l'antenne fractale proposée, pour des longueurs h_g variées entre 1.8 à 3.4 mm, restent presque constants. En effet, lorsque la longueur h_g du plan de masse augmente, les fréquences inférieure et supérieure de la bande passante, pour des coefficients de réflexion < -10 dB, restent stables, mais on constate une légère amélioration au niveau des caractéristiques du S_{11} . Par conséquent, on peut conclure que la longueur h_g du guide d'ondes coplanaire n'a pas un grand effet sur la bande passante de l'antenne. La longueur optimale du plan de masse pour l'antenne proposée a été optimisée à 2,6 mm.

IV.2.2.3 Caractéristiques de rayonnement

Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne proposée, à large fente fractale alimentée par une ligne coplanaire CPW, ont aussi été étudiées. Les Figure IV.9 (a,b,c,d,e) montrent les résultats de simulation, à l'aide de CST, du diagramme de rayonnement dans les deux plans E et H, respectivement, pour les fréquences suivantes : 3 GHz, 5 GHz, 7 GHz, 9.5 GHz et 12,5 GHz.



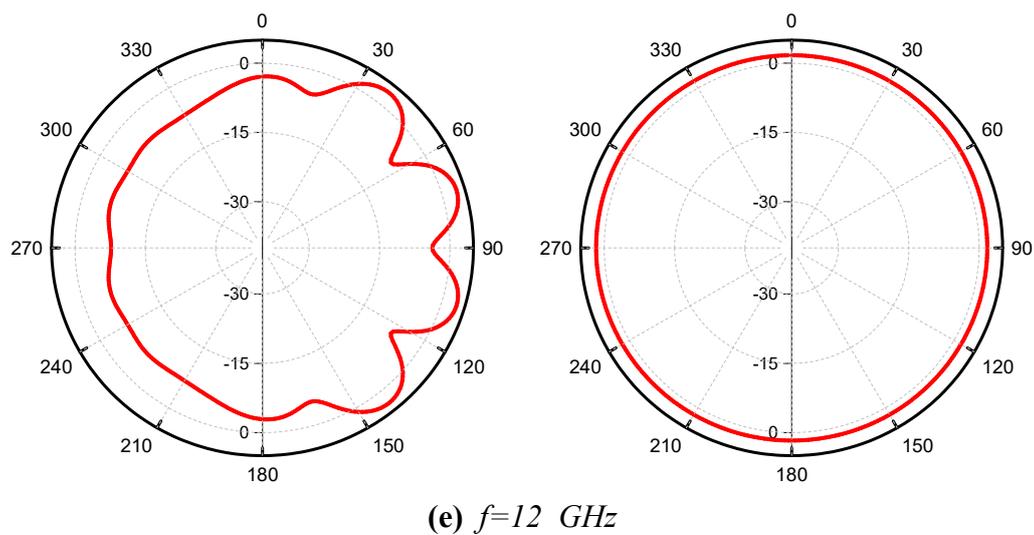
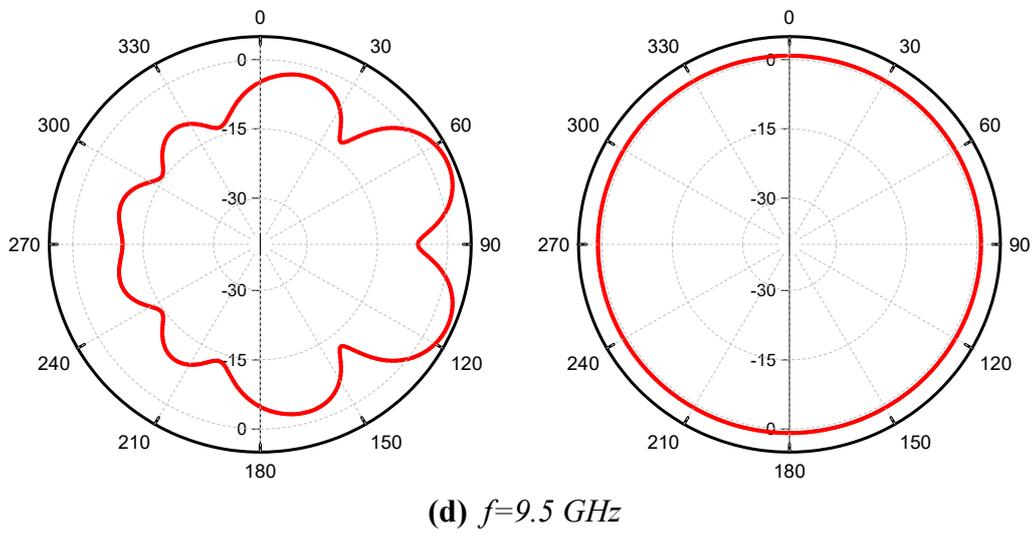
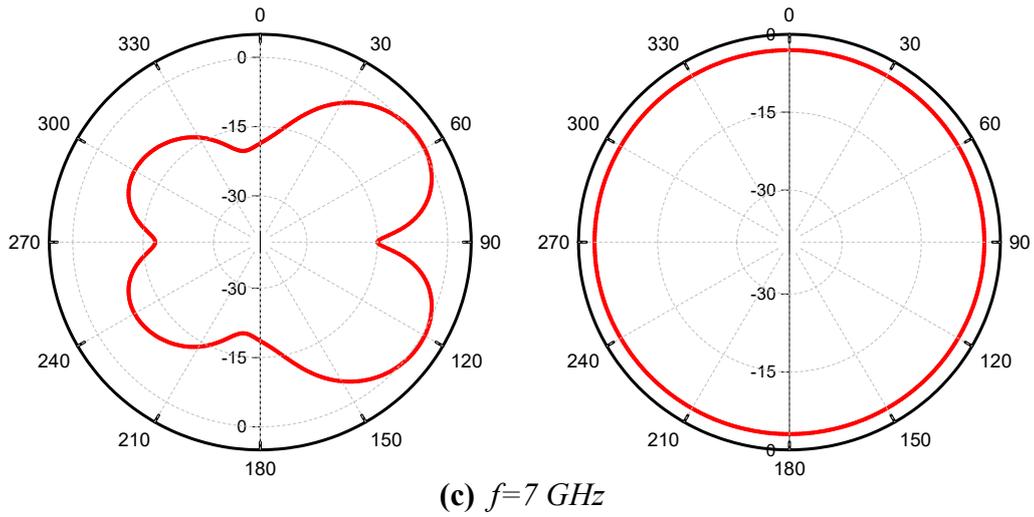


Fig. IV. 9 : Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H de l'antenne fractale proposée pour différentes valeurs de fréquence

Les Figures IV.9 (a,b,c,d,e) montrent les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne à large fente fractale proposée en fonction de la fréquence dans les deux plans E et H pour différentes fréquences de la bande passante 3 GHz, 5 GHz, 7 GHz, 9.5 GHz et 12.5 GHz. On observe sur ces figures que l'antenne proposée à large fente fractale présente des diagrammes de rayonnement omnidirectionnel dans le plan H et des diagrammes globalement bidirectionnels dans le plan E. De plus, les diagrammes de rayonnement sont presque stables sur une large bande passante, et sont symétriques en raison de la forme symétrique de l'antenne.

Nous avons également étudié le gain de notre antenne fractale proposée. Le gain de l'antenne à large fente fractale a été simulé en fonction de la fréquence comme il est illustré sur la Figure IV.10. On remarque sur la figure précédente que le gain de l'antenne proposée varie de 2.15 à 7.31 dB sur toute la bande (3 à 12 GHz) et atteint sa valeur maximale 7.31 dB à 9.5 GHz.

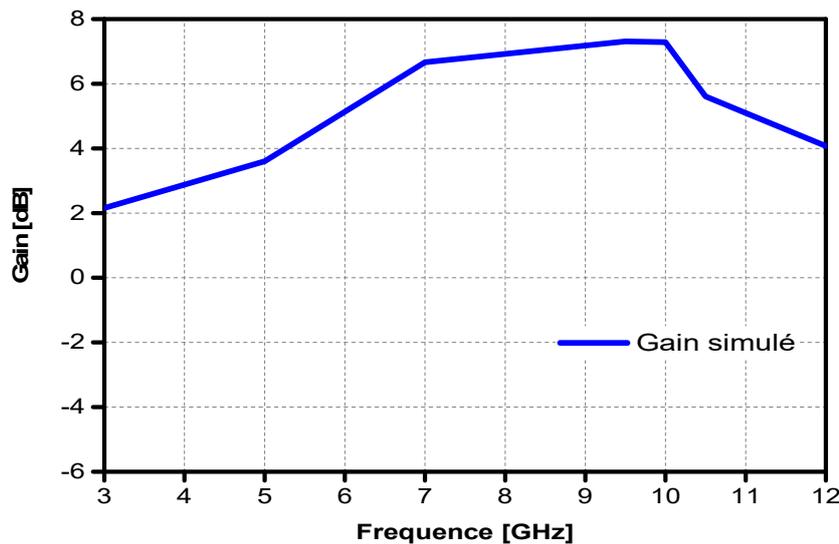


Fig. IV. 10 : Gain maximal simulé de l'antenne proposée à large fente fractale pour différentes fréquence de bande.

IV.2.3 Validation expérimentale

IV.2.3.1 Prototype et équipements de mesures

Pour valider notre travail, un prototype d'antenne a été fabriqué et mesuré en tenant compte des étapes de conception citées dans les paragraphes précédents. Une photographie du prototype d'antenne fabriquée est représentée sur la Figure IV.11.

Le prototype fabriqué est basé sur la structure de la Figure IV.2 et les dimensions du Tableau IV.1 en utilisant un substrat de type *Rogers RO4350* ayant une permittivité relative ϵ_r de 3,66 et d'épaisseur $h=1,524$ mm avec une tangente de perte de 0,004. La mesure de l'antenne fractale ULB fabriquée est effectuée en utilisant un analyseur de réseau vectoriel de type *Agilent E8363B* disponible au sein du laboratoire RF de l'INRS de Montréal au Canada, tandis que les mesures des diagrammes de rayonnement ont été effectuées dans la chambre anéchoïde du même laboratoire INRS.

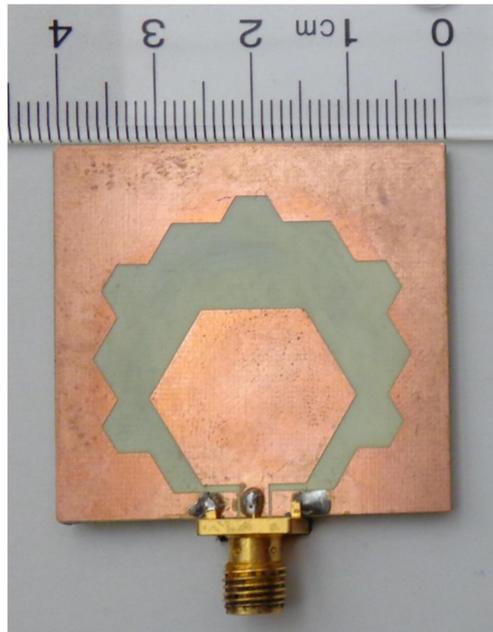


Fig. IV. 11 : Photographie du prototype d'antenne fabriquée

IV.2.3.2 Mesure du coefficient de réflexion

L'antenne fabriquée est tout d'abord mesurée pour le coefficient de réflexion S_{11} . La Figure IV.12 présente une comparaison entre le coefficient de réflexion mesuré et simulé de l'antenne fractale proposée. Comme nous pouvons le constater sur cette figure, l'antenne à large fente fabriquée est adaptée à 50Ω avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB à plus de 8,32 GHz allant de 2,35 GHz à 10,67 GHz ou environ 127%, ce qui convient aux applications ULB. La comparaison entre les résultats simulés et mesurés du coefficient de réflexion indique qu'il existe une légère différence. Aux basses fréquences, un bon accord est observé entre les résultats simulés et mesurés. Par contre, aux hautes fréquences, un petit désaccord est enregistré, ce qui est principalement dû à la tolérance de fabrication et à la soudure du connecteur.

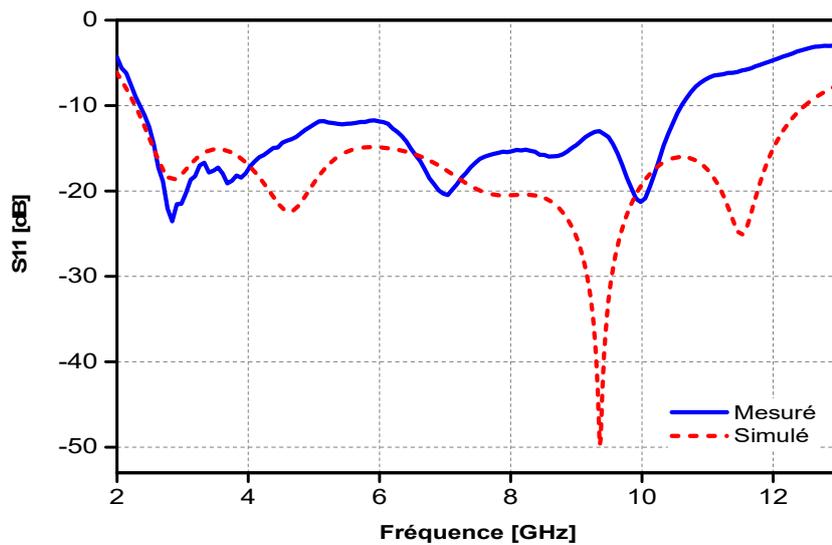
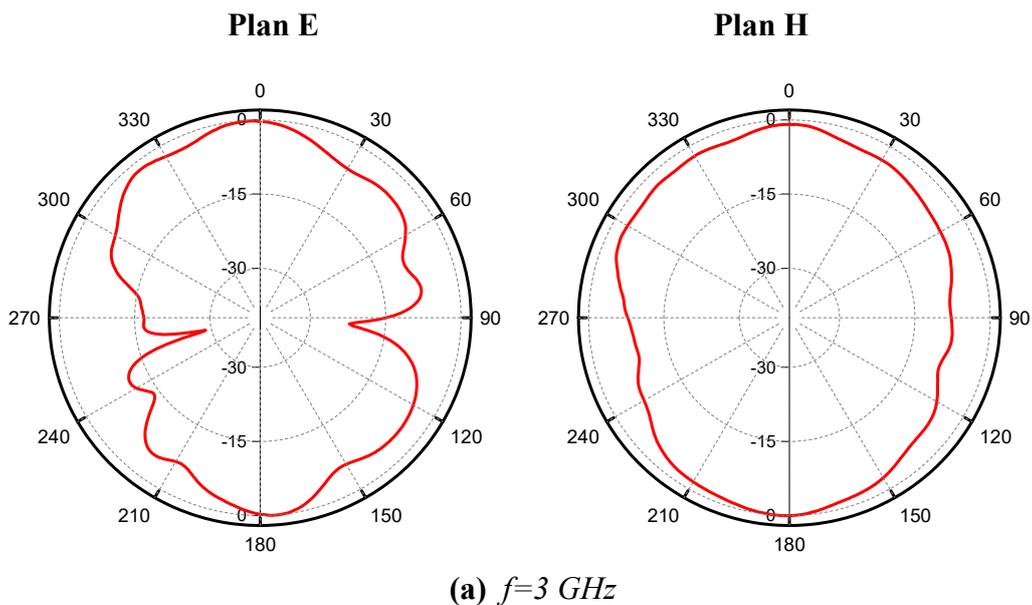


Fig. IV. 12 : Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne fractale proposée

IV.2.3.3 Mesure du Diagramme de rayonnement

Les propriétés en champ lointain de l'antenne fractale proposée ont été également mesurées dans la chambre anéchoïde interne et les fréquences mesurées choisies sont de 3 GHz, 5 GHz, 9.5 GHz et 10.5 GHz correspondent à que principales fréquences de fonctionnement. Les diagrammes de rayonnement à ces quatre fréquences dans le plan E et H sont représentés sur les Figures IV.13 (a, b, c, d).



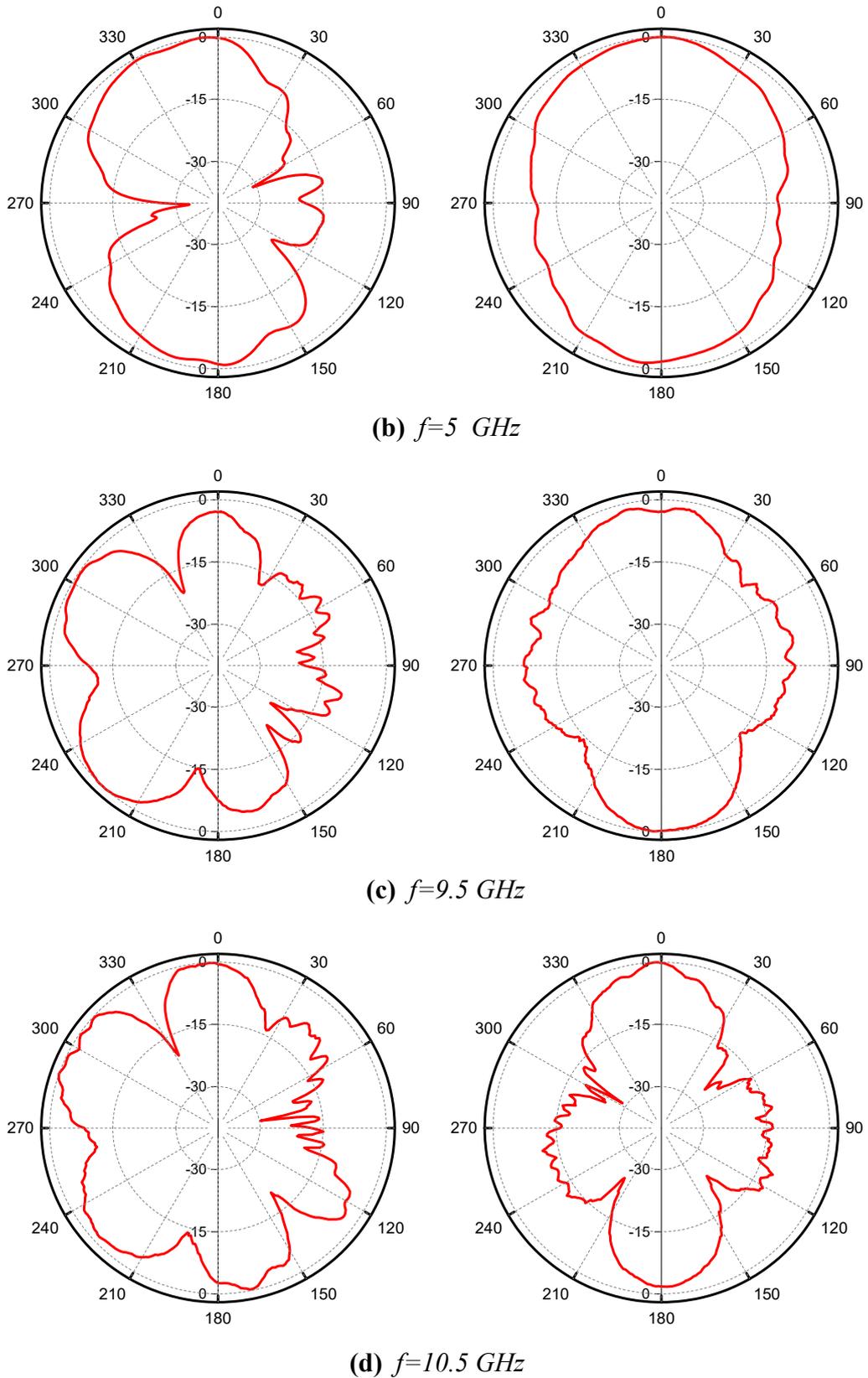


Fig. IV. 13 : Diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan E et H de l'antenne fractale proposée pour différentes valeurs de fréquence de fonctionnement

Les Figures IV.13 (a, b, c, d) présentent le diagramme de rayonnement mesuré dans les plans E et H à 3 GHz, 5 GHz, 9.5 GHz et 10.5 GHz respectivement. Tout d'abord, on peut constater que les résultats mesurés concordent globalement avec les résultats simulés des Figures IV.9 (a, b, c, d, e). De plus, un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel peut être observé dans le plan H à toutes les fréquences, alors que dans le plan E un diagramme de rayonnement bidirectionnel est obtenu aux fréquences de 3 GHz et 5 GHz. En hautes fréquences, à savoir 9.5 GHz et 10.5 GHz, le diagramme de rayonnement mesuré dans le plan E n'est plus bidirectionnel. Ceci est probablement dû aux fréquences de mode élevé.

Le gain crête de l'antenne fabriquée à différentes fréquences est également mesuré et représenté sur la Figure IV.14, qui montre un gain d'antenne acceptable et stable sur une large bande passante avec un gain maximal de 7,02 dBi observé à environ 5,15 GHz.

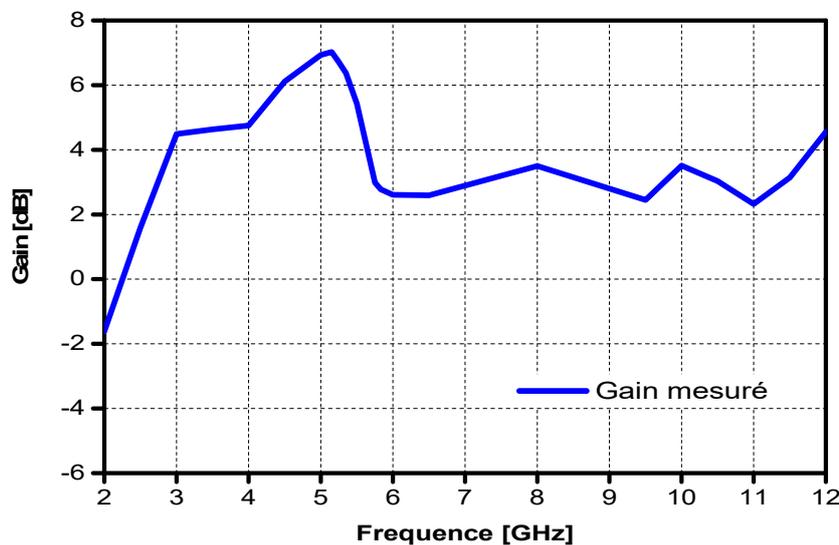


Fig. IV. 14 : Gain mesuré de l'antenne proposée à large fente fractale en fonction de la fréquence

IV.3 CONCLUSION

Dans ce quatrième chapitre, une antenne imprimée compacte ULB à large fente hexagonale avec des fentes de forme trapézoïdale fractale a été présentée. La mise en place des fentes en forme de fractale trapézoïdale au coin de l'antenne à large fente a amélioré considérablement la bande passante de l'antenne proposée. L'expérience montre que l'antenne proposée offre une bonne bande passante d'impédance d'environ 127% de 2,35 GHz à 10,67 GHz, ce qui couvre l'ensemble de l'ULB. Le diagramme de rayonnement stable de l'antenne fractale ULB avec un gain maximum de 7,02 dB fait de cette antenne un bon candidat pour les applications et les systèmes de communication ULB.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GENERALE

Le développement rapide qu'a connu ces dernières années le domaine de communication sans fil a posé plusieurs défis aux concepteurs d'antennes tels que la taille réduite, la capacité de transmission de données élevée, la faible consommation d'énergie, la facilité de fabrication, les capacités à faible coût et à large bande, ... etc. Par conséquent, concevoir une petite antenne large bande compacte est une tâche extrêmement fastidieuse. Plusieurs solutions ont déjà été proposées par des chercheurs pour réaliser une bande d'exploitation ultra-large. L'un de ces techniques consiste en l'utilisation de la géométrie fractale. Une antenne avec un concept fractal permet non seulement de réaliser des applications multi-bandes et ultra-large bande, mais peut aussi être solution pour miniaturiser la taille de l'antenne sans réduire les performances de l'antenne.

C'est dans ce contexte que s'inscrivent les travaux exposés dans la présente thèse et l'objectif consiste à étudier le domaine des antennes fractales en vue de proposer, concevoir et réaliser de nouvelles formes d'antennes fractales applicables à des systèmes de télécommunications ultra-large bande.

Nous avons initié notre travail de recherche par des généralités sur les antennes, avant de présenter leurs caractéristiques électriques et électromagnétiques. Nous avons présenté par la suite un état de l'art sur les antennes imprimées, leur mécanisme de fonctionnement, leurs applications, leurs avantages et inconvénients, les types d'alimentations adéquats et leur principe de rayonnement. La dernière partie de ce premier chapitre est consacrée à la présentation de la technologie ULB, en passant par un bref historique sur la naissance de cette technologie, ses avantages et désavantages, ses applications, et en terminant par l'étude des divers techniques d'élargissement de la bande passante d'une antenne.

Dans le second chapitre, nous avons étudié l'état de l'art de la géométrie fractale. Nous avons commencé tout d'abord par un historique de la géométrie fractale. Dans ce chapitre nous avons détaillé les caractéristiques de cette technique où nous avons montré les contributions de plusieurs mathématiciens ayant permis l'aboutissement de la géométrie fractale. Nous avons présenté par la suite ses différentes caractéristiques et ses applications dans les différents domaines. En plus, nous avons présenté une classification des objets fractals en fonction de leur dimension fractale. Nous avons terminé ce chapitre par une étude générale des antennes fractales.

Dans le troisième chapitre, deux nouvelles géométries d'antennes fractales pour des applications ultra large bande ont été étudiées, réalisées et mesurées. La première structure proposée décrivait une antenne de forme hexagonale alimentée par une ligne coplanaire CPW. Afin d'améliorer les performances de cette antenne, le concept fractal a été introduit en insérant des éléments trapézoïdaux au centre des cinq côtés du monopole. L'utilisation de la géométrie fractale dans la conception de l'antenne a permis non seulement d'améliorer l'adaptation de l'antenne proposée sur une large bande passante mais aussi d'augmenter la longueur de périmètre de l'antenne proposée dans une zone plus petite par rapport à sa géométrie initiale et par conséquent diminuer les dimensions de l'antenne et réduire au minimum leur encombrement. L'antenne proposée a une taille compacte de $35 \times 41 \times 1,524 \text{ mm}^3$ et présente un bon coefficient de réflexion sur toute la gamme de fréquences UWB de 3 GHz à 13.2 GHz.

La seconde structure proposée dans ce chapitre concerne une antenne fractale ultra large bande alimentée par un guide d'ondes coplanaire CPW. Cette nouvelle géométrie est constituée essentiellement d'un radiateur de forme hexagonale avec des éléments trapézoïdaux insérés aux bords de ses côtés et des fentes hexagonales insérées à l'intérieur des coins de l'hexagone. La combinaison de la technologie imprimée avec la géométrie fractale a permis d'élargir la largeur de la bande passante et d'améliorer les performances de l'antenne fractale proposée. L'antenne fractale proposée a été fabriquée et testée. Les résultats mesurés montrent un bon accord avec les résultats simulés et démontrent que l'antenne fractale proposée fournit une bande passante d'environ 126 % allant de 3,1 GHz à 13,67 GHz pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB, surpassant la conception hexagonale de base. Cette performance d'impédance rend l'antenne appropriée pour les applications de bande C, X, K.

Le quatrième chapitre, a décrit le travail d'étude et de conception d'antenne fractale compacte ULB à large fente hexagonale avec des fentes de forme trapézoïdale fractale. Nous avons montré que la mise en place des fentes en forme de fractale trapézoïdale au coin de l'antenne à large fente a amélioré considérablement la bande passante de l'antenne proposée. Les mesures effectuées sur le prototype d'antenne fabriqué ont montré que l'antenne proposée offre une bonne bande passante d'impédance d'environ 127% de 2,35 GHz à 10,67 GHz, ce qui couvre l'ensemble de l'UWB. Le diagramme de rayonnement stable de l'antenne fractale ULB avec leur gain maximum de 7,02 dB fait de cette antenne un bon candidat pour les applications et les systèmes de communication UWB.

Cette thèse a couvert les différents détails de conception de diverses antennes fractales. Les conceptions et les simulations, en utilisant le logiciel Microwave Studio CST, ont été complètement traitées. Trois prototypes d'antennes ont été fabriqués et testés dans le cadre de ce travail. L'étude expérimentale nous a permis de démontrer que l'utilisation de la technique fractale dans la conception des antennes permet d'améliorer les performances de l'antenne en termes d'adaptation sur une bande Ultra-large.

Les perspectives futures de la recherche sur cette thématique prendraient en considération les éléments suivants:

- Il serait intéressant de travailler encore sur la miniaturisation des antennes ultra-large bande en utilisant la géométrie fractale.
- L'utilisation de métamatériaux de forme fractale peut améliorer considérablement le gain d'une antenne imprimée.
- L'utilisation de la technique fractale pour d'autres types d'antennes tels que les antennes MIMO à ultra-large bande et les antennes RFID.

PUBLICATIONS
RESULTANTES DE LA THESE

JUIN 2018

LISTE DES TRAVAUX SCIENTIFIQUES

DJELLOUL AISSAOUI

I. PUBLICATIONS INTERNATIONALES

1. **D. Aissaoui, L. M. Abdelghani, N. Boukli-Hacen, and T. A. Denidni**, ‘*CPW-Fed UWB Hexagonal Shaped Antenna With Additional Fractal Elements*’, MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS , Vol. 58, No. 10, October 2016.

II. COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

1. **D. Aissaoui, N. Boukli-Hacen and T. A. Denidni**, “*Design of a new Fractal antenna with CPW-fed for UWB application*”, 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, BC, Canada, Juillet 2015;
2. **D. Aissaoui, N. Boukli-Hacen and T. A. Denidni**, “*UWB Hexagonal Monopole Fractal Antenna with Additional Trapezoidal Elements*’ 15th IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband 2015, IEEE ICUWB 2015, October 2015, Montreal, Quebec, Canada, 2015;
3. **D. Aissaoui, A. Denidni, and N. Boukli-Hacen**, ‘*UWB Fractal Monopole Antenna with Trapezoidal Elements and Hexagonal Slots*’ , The 2015 International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing ICOSIP 2015, Tlemcen-Algérie, 2015;
4. **D. Aissaoui, T. A. Denidni, L. M. Abdelghani and N. Boukli-Hacen**, ‘*CPW-Fed Printed Fractal Slot Antenna for UWB Applications*’, 2016 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), Montréal, Canada, 2016.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **O. Picon** “ *LES ANTENNES : Théorie, conception et application* ”, Edition Dunod, Paris, 2009.
- [2] **P. F. Combes**, “*Micro-ondes tome 2 : Circuits passifs, Propagation, Antennes*”, Dunod – 1997.
- [3] **C. A. Balanis**, “*Antenna Theory: Analysis and Design*”, John Wiley & Sons, Inc, 1997.
- [4] **J. R. James, P. S. Hall**, “*Handbook of microstrip Antennas*”, *Volume 1*, I.E.E. Electromagnetic Waves Series 28, 1989.
- [5] **I. J. Bahl, P. Bhartia**, “*Microstrips Antennas*” *Volume 1*, Artech House, 1980.
- [6] **D. Bidou**, “*Contribution à l'étude d'Antennes Forte Gain. Applications dans le Domaine Millimétrique*”, Thèse de Doctorat – n° 14-2003 - U.E.R des sciences - Université de Limoges- Mai 2003.
- [7] **D. Aissaoui**, “*Analyse à l'Aide de Modèles Equivalents d'Antennes Imprimées Alimentées par Lignes Adaptées* ”, Thèse de Magistère, Université de Tlemcen, Juillet 2007.
- [8] **F. Nekoogar**, “*Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications*”, Prentice Hall, August, 2005.
- [9] **C. Nguyen, M. Miao**, “*Design of CMOS RFIC Ultra-Wideband Impulse Transmitters and Receivers*”, Springer Briefs in Electrical and Computer Engineering, Mars 2017.
- [10] **P. J. Gibson**, “*The Vivaldi Aerial*”, 9th European Microwave Conference, Brighton, UK, pp. 101-105, 1979.
- [11] **L. Lewis ; M. Fassett ; J. Hunt**, “*A broadband stripline array element*”, Antennas and Propagation Society International Symposium, Atlanta, USA, pp. 335-337, 1974.
- [12] **V. H. Ramsey**, “*Frequency independent antennas*”, IRE International Convention Record, Vol. 5, pp. 114-118, March 1957.
- [13] **O. J. Lodge**, “*Electric Telegraphy*”, US Patent No. 609.154, 16 Aout 1898.

- [14] **H. G. Schantz**, “*A Brief History of UWB Antennas*”, IEEE A&E Systems Magazine, USA, pp. 22-26, April 2004.
- [15] **R. H. DuHamel**, and **D. E. Isbell**, “*Broadband logarithmically periodic antenna structures*”, IRE International Convention Record, Vol. 5, No 1, pp 119-128, March 1957.
- [16] **J. D. Dyson**, “*The equiangular spiral antenna*”, IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 7, No 2, pp. 181-187, April 1959.
- [17] **W. Zhuang, X. Shen and Q. Bi**, “*Ultra-wideband wireless communications*,” Wirel. Commun. and Mob. Comput. vol. 3, pp. 663–685, 2003.
- [18] **S. Zhong, X. Yan and X. Liang**, “*UWB planar antenna technology*”, Front. of Electr. and Electron. Eng. in China, vol. 3 (2), pp. 136–144, June 2008.
- [19] **Y. Sung**, “*Bandwidth Enhancement of a Microstrip Line-Fed Printed Wide-Slot Antenna With a Parasitic Center Patch*”, IEEE Trans. on Ant. and Propag., vol. 60 (4), pp. 1712–1716, 2012.
- [20] **S. R. Emadian and J. Ahmadi-Shokouh**, “*Very Small Dual Band-Notched Rectangular Slot Antenna With Enhanced Impedance Bandwidth*”, IEEE Trans. on Ant. and Propag., vol. 63 (10), pp. 4529-4534, 2015.
- [21] **M. A. Habib, A. Bostani, A. Djaiz, M. Nedil, M. C. E. Yagoub and T. A. Denidni** “*Ultra Wideband CPW-fed Aperture Antenna with Wlan Band Rejection*”, Prog. In Electr. Resea., Vol. (106), pp. 17–31, 2010.
- [22] **W. Chen, G. Wang and C. Zhang**, “*Bandwidth Enhancement of a Microstrip-Line-Fed Printed Wide-Slot Antenna With a Fractal-Shaped Slot*”, IEEE Trans. on Ant. and Propag., vol. 57 (7), pp. 2176-2179, 2009.
- [23] **H. Oraizi and S. Hedayati**, “*Miniaturized UWB Monopole Microstrip Antenna Design by the combination of Giuseppe peano and sierpinski Carpet Fractals*”, IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett., 2011, 10, pp. 67 – 70, 2011.
- [24] **B. L. Shahu, S. Pal and N. Chattoraj** “*A Compact Super Wideband Monopole Antenna Design using Fractal Geometries*”, Microwave Review, 2014, 20, (2), pp. 20–24, 2014.
- [25] **R. Kumar and P. N. Chaubey** “*Design of coplanar waveguide-feed pentagonal-cut ultra-wide bandwidth fractal antenna and its backscattering*”, IET Microwaves, Antennas and Propag., 2012, 6, (13), pp. 1407 – 1414, 2012.
- [26] **M. Di Benedetto, T. Kaiser, A. F. Molisch, I. Oppermann, C. Politano, and D. Porcino**, “*UWB Communication Systems A Comprehensive Overview*”, EURASIP Book Series on Signal Processing and Communications, Volume 5, 2006.

- [27] **H. Nikookar and R. Prasad**, “*Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications*”, Springer Science & Business Media B.V. 2009.
- [28] **I. Oppermann, M. Hamalainen and J. Iinatti**, “*UWB Theory and Applications*”, John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, England, 2004.
- [29] **C. Nguyen and M. Miao**, “*Design of CMOS RFIC Ultra-Wideband Impulse Transmitters and Receivers*”, Springer Briefs in Electrical and Computer Engineering, 2017.
- [30] **B. I. Lembrikov**, “*Novel Applications of the UWB Technologies*”, Edition Boris Lembrikov, Second Edition, 2016.
- [31] **X. Begaud, P. Favennec**, “*Ultra Wide Band Antennas*”, ISTE Ltd and John Wiley & Sons, Inc., 2010.
- [32] **D. Valderas, J. I. Sancho, D. Puente, C. Ling and X. Chen**, “*ULTRAWIDEBAND ANTENNAS, Design and Applications*”, Imperial College Press, Covent Garden, London, 2011.
- [33] **Federal communications Commission, Washington, DC, USA**: “*First Report and Order in the Matter of Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems*”, ET-Docket98-153, February 2002.
- [34] **S. Agrawal, R. D. Gupta and S. K. Behera**, “*A Hexagonal Shaped Fractal Antenna for UWB Application*”, (CODIS), Internat. Conf. on Commu., Devices and Intelligent Syst., West Bengal, India, pp. 535–538, December 2012.
- [35] **S. Tripathi, M. Akhilesh and S. Yadav**, “*Hexagonal Fractal Ultra-Wideband Antenna Using Koch geometry with Bandwidth Enhancement*”, IET Microwaves, Antennas and Propag., 2014, 8, (15), pp. 1445–1450, 2014.
- [36] **H. Fallahi and Z. Atlasbaf**, “*Study of a Class of UWB CPW-Fed Monopole Antenna with Fractal Elements*”, IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett., 2013, 12, pp. 1484–1487, 2013.
- [37] **J. Pourahmadazar, C. Ghobadi and J. Nourinia**, “*Noval Modified Pythagorean tree fractal mono-pole antenna for UWB Applications*”, IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett., 2011, 10, pp. 484–487.
- [38] **S. Mohammadi and J. Nourinia**, “*Compact Broadband Circularly Polarized Slot Antenna Using Two Linked Elliptical Slots for C-Band Applications*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 1094-1097, 2013.
- [39] **R. Azim, M. T. Islam and N. Misran**, “*Compact Tapered-Shape Slot Antenna for UWB Applications*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, pp. 1090-1093, 2011.

- [40] **K. C. Hwang**, “*A Modified Sierpinski Fractal Antenna for Multiband Application*”, IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett., 2007, 6, pp. 357 – 360, 2007.
- [41] **B. H. Kaye**, “*A Random Walk Through Fractal Dimensions*”, Second edition, VCH, New York, 1994.
- [42] **J. F. Gouyet**, “*Physique et Structures Fractales*”, MASSON, Paris, New York, Barcelone, Milan, 1992.
- [43] **J. F. Gouyet**, “*Physics and fractal Structures*”, MASSON Editeur, Mai 1996.
- [44] **H. B. I. Gaha**, “*Analyse et Conception des Antennes Fractales Applications aux Télécommunications Large Bande*”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse et l’Ecole Nationale d’Ingénieurs de Tunis, Juillet 2007.
- [45] **J. Lajoie**, “*La Géométrie Fractale*”, Maitrise en Mathématiques et Informatique appliquées, Université de Quebec, Canada, Juin 2006.
- [46] **G. Peano**, “*Sur une courbe qui remplit toute une aire plane*”, Mathematische Annale n° 36 (1890), pp. 157-160, 1890.
- [47] **D. Hilbert**, “*Über die stetige Abbildung einer Linie auf ein Flächenst*”, uck, mathematische Annale n° 38 (1891), pp. 459-460, 1891.
- [48] **H. Von Koch**, “*Sur une courbe continue sans tangente obtenue par construction géométrique élémentaire*”, Arkiv för matematik 1, pp. 681-704, 1904.
- [49] **H. Von Koch**, “*Une méthode géométrique élémentaire pour l’étude de certaines questions de la théorie des courbes planes*”, Acta Mathematica 30, pp. 145-174, 1906.
- [50] **W. Sierpinski**, “*Sur une courbe cantorienne dont tout point est un point de ramification*”, C.R. Académie des Sciences de Paris 160, pp. 302, 1915.
- [51] **B. B. Mandelbrot**, “*How long is the coast of Britain ? Statistical self-similarity and fractionnal dimension*”, Science 155, pp. 636-638, 1967.
- [52] **B. B. Mandelbrot**, “*Les objets fractals*”, Flammarion, 4^{ème} édition, 1995.
- [53] **B. B. Mandelbrot**, “*The fractal geometry of nature*”, W. H. Freeman and company, 1983.
- [54] **G. Julia**, “*Mémoire sur l’itération de fonctions rationnelles*”, Journal de Mathématique Pure et Appliqué 8, pp. 47-245, 1918.
- [55] **CST Microwave Studio**, Computer Simulation Technology, version 2013.

- [56] **Thomas Weiland**, “*A discretization method for the solution of Maxwell’s equations for six-component fields*”, Electronics and Communications AEU, Vol. 31, No. 3, 116–120, 1977.
- [57] **Cheng P. Wen**, “*Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications*”, IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-17, No. 12, December 1969.
- [58] **D. Aissaoui and N. B. Hacem, T. A. Denidni**, “*UWB Hexagonal Monopole Fractal Antenna with Additional Trapezoidal Elements*”, 15th IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband 2015, IEEE ICUWB 2015, October 2015, Montreal, Quebec, Canada, 2015.
- [59] **D. Aissaoui, A. Denidni, and N. B. Hacem**, “*UWB Fractal Monopole Antenna with Trapezoidal Elements and Hexagonal Slots*”, The 2015 International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing ICOSIP 2015, Tlemcen-Algérie, 2015.
- [60] **D. Aissaoui, L. M. Abdelghani, N. Boukli-Hacem, and T. A. Denidni**, “*CPW-Fed UWB Hexagonal Shaped Antenna With Additional Fractal Elements*”, Microwave and Optical Technology Letters , Vol. 58, No. 10, October 2016.
- [61] **D. Aissaoui, T. A. Denidni, L. M. Abdelghani. and N. Boukli-Hacem**, “*CPW-Fed Printed Fractal Slot Antenna for UWB Applications*”, 2016 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), Montréal, Canada, 2016.
- [62] **K. Shrivastava, A. K. Gautam and B. K. Kanaujia** “*An Mshaped monopole-like slot UWB antenna*”, Microwave and Optical Technology Letter, vol. 56, No. 1, pp. 127–131, January 2014.

Résumé : Le développement des systèmes de communication sans fil à haut débit pose plusieurs défis aux concepteurs d'antennes, tels qu'une taille petite, une capacité de transmission de données élevée, une faible consommation d'énergie, une facilité de fabrication, des coûts réduits et une large bande passante. Par conséquent, la conception d'une antenne compacte large bande est une tâche extrêmement fastidieuse. Ces caractéristiques peuvent être obtenues en appliquant diverses techniques telles que l'utilisation de structures résonnantes, d'éléments parasites, de filtres, de fentes, de modification de la forme du radiateur et de modification de la forme du plan de masse. Dans la même perspective, la technique fractale a été récemment utilisée pour concevoir des antennes à large bande. Dans le cadre de ce travail, nous avons proposé trois nouvelles formes d'antennes fractales pour les applications ULB. Les antennes fractales proposées consistent essentiellement en un élément rayonnant hexagonal alimenté par un guide d'ondes coplanaire CPW. Pour améliorer les caractéristiques d'impédance de ces antennes, nous avons introduit la technique fractale sur les structures étudiées. Ces structures ont été simulées et fabriquées, et les résultats de simulation obtenus montrent que les concepts proposés fournissent une bande passante ultra-large et présentent une bonne concordance avec les mesures.

Mots Clés : Antennes Fractales, Antenne à large Fente, Ultra-Large bande, Antenne imprimée, Antenne Monopole, Antenne Hexagonale, Conception, ULB, CPW, Simulation CST.

المخلص : يطرح تطوير أنظمة الاتصالات اللاسلكية عالية السرعة عدة تحديات لمصممي الهوائيات، مثل الحجم الأصغر والقدرة العالية لنقل البيانات واستهلاك أقل للطاقة وسهولة التصنيع والتكلفة المنخفضة وعرض النطاق الترددي العالي. لذلك، فإن تصميم هوائي النطاق العريض المضغوط هو مهمة شاقة للغاية. يمكن الحصول على هذه الخصائص من خلال تطبيق تقنيات مختلفة مثل استخدام هياكل الرنانة والعناصر المشوشة والفلتر والفتحات ومشعات ذات الأشكال المختلفة وتعديل شكل الهوائي وتعديل شكل المستوي. في هذا السياق، تم استخدام تقنية الفركتالية مؤخراً لتصميم هوائيات النطاق العريض. في إطار عملنا هذا، اقترحنا ثلاثة أشكال جديدة من الهوائيات الفركتالية لتطبيقات ذات النطاق الواسع للغاية. تتكون الهوائيات الفركتالية المقترحة أساساً من عنصر مشع سداسي مغذى عن طريق موجة موجات ذو مستوى واحد. ولتحسين خصائص مقاومة هاته الهوائيات، أدخلنا تقنية الفركتالات على التراكيب المدروسة. وقد تم محاكاة هذه الهياكل وتصنيعها، وتظهر نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها أن التصاميم المقترحة توفر عرض نطاق واسع للغاية ولديها توافق جيد مع القياسات التي قمنا بها.

الكلمات المفتاحية : الهوائيات الفركتالية، الهوائي ذو الفتحة العريضة، النطاق الواسع جداً، الهوائي المطبوع، الهوائي أحادي القطب، الهوائي السداسي، التصميم، ULB، CPW، المحاكاة، CST.

Abstract: The development of high-speed wireless communication systems poses several challenges to antenna designers, such as smaller size, higher data transmission capacity, lower power consumption, ease of manufacture, cost reduced and a high bandwidth. Therefore, the design of a compact broadband antenna is an extremely tedious task. These characteristics can be obtained by applying various techniques such as the use of resonant structures, parasitic elements, filters, slots, radiators of different shapes, modification of the radiator shape and modification of the shape of the ground plane. In the same perspective, the fractal technique has recently been used to design broadband antennas. As part of this work, we proposed three new forms of fractal antennas for UWB applications. The proposed fractal antennas consist essentially of a hexagonal radiating element powered by a CPW coplanar waveguide. To improve the impedance characteristics of these antennas, we have introduced the fractal technique on the structures studied. These structures have been simulated and fabricated, and the simulation results obtained show that the proposed designs provide an ultra-wide bandwidth and have good agreement with the measurements.

Keywords: Fractal Antennas, Wide Slot Antenna, Ultra-Wide Band, Microstrip Antenna, Monopole Antenna, Hexagonal Antenna, Design, ULB, CPW, Simulation, CST.