

999

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
Université 8Mai 1945 – Guelma  
Faculté des sciences et de la Technologie  
Département d'Electronique et Télécommunications



**Mémoire de fin d'étude**

**Pour l'obtention du diplôme de Master Académique**

**Domaine : Sciences et Technologie**

**Filière : Electronique et Télécommunications**

**Spécialité : système de Télécommunications**

---

**CONTRIBUTION A L'ETUDE ET LA CONCEPTION DES  
ANTENNES ULTRA LARGE BANDE MINIATURISEES EN  
TECHNOLOGIE IMPRIMEE**

---

Présenté par

**REGGOUA ZAKARIA YUCEF**

Sous la direction de :

**Mr. MAHRI OMARE**

Juin 2018

## Remerciement

18/3819

Je VEUX REMERCIE :

*Mes parents :*

*Ma mère, qui à œuvrer pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il, l'expression de mes sentiments et de mon éternelle gratitude.*

*Mon père, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie. Puisse Dieu faire en sorte que ce travail porte son fruit ; Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent venu de toi.*

*Mes sœurs, Assia, Widad, Rym, Qui n'ont cessé d'être pour moi des exemples de persévérance, de courage et de générosité.*

*Mon Maître, mahri omar, merci pour votre précieux soutien*

*Mes amis, qui n'ont cessé de m'encourager surtout rami, khayr eddine, abdou, imad, ihab, wail Et amine.*

*Mes cousins, houssam, salah Et mohamed, salma*

*Mes collègues, Alla Eddine, yahya, Abderrahmen, Saïd, Youcef, Amir, Rachid, Toutou Et Sihem, Selma. A tous mes collègues de zeme licence, merci pour tous les moments inoubliables qui nous avons passé Merci et bonne chance dans tes nouvelles aventures*

*A Toute ma famille*

### Résumé

L'objectif de ce travail est de faire une contribution à l'étude et la conception des antennes ultra large bande miniaturisées par la technique fractale tout en essayant d'améliorer leurs performances afin de les adapter aux applications des communications ultra large bande ULB. Deux antennes ULB de forme triangle de Sirpienski et rectangle combiné entre Peano et Sirpienski ont été étudiées et analysées dans l'environnement CST. Nous avons effectué plusieurs modifications sur la structure de base de l'antenne monopole par l'application de différentes géométries fractales afin de déterminer la meilleure structure qui répond aux critères visés à savoir : la miniaturisation et la largeur de la bande ULB ainsi que le côté esthétique de l'antenne.

Les mesures effectuées ont montrés que les résultats trouvés par la réalisation sont en concordance avec les résultats trouvés par simulation, que se soit en terme de coefficient de réflexion ou diagramme de rayonnement.

## Table des matières

INTRODUCTION.....	1
<b>Chapitre I : Etat De l'Art Sur La Technologie ULB</b>	
<b>I.1 INTRODUCTION .....</b>	<b>3</b>
<b>I.2 HISTORIQUE ET DEFINITION DE LA TECHNOLOGIE.....</b>	<b>3</b>
I.2.1 HISTORIQUE .....	3
I.2.2 DEFINITION.....	4
<b>I.3 CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DE L'ULTRA LARGE BANDE.....</b>	<b>5</b>
I.3.1 PROBLEME DU A LA PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES.....	5
I.3.2 COMMUNICATIONS PROTEGEES.....	6
I.3.3 CAPACITE DE LA TECHNOLOGIE ULB .....	6
I.3.4 SIMPLICITE RELATIVE DES SYSTEMES ULB .....	6
I.3.5 INCONVENIENTS DE L'ULTRA LARGE BANDE .....	6
I.4 CONTRAINTES REGLEMENTAIRE DE L' ULB.....	7
I.4.1 PROBLEMATIQUE REGLEMENTAIRE ULB .....	7
I.4.2 REGLEMENTATION AMERICAINE.....	7
I.4.3 REGLEMENTATION EUROPEENNE.....	8
I.4.4 REGLEMENTATION EN ASIE.....	9
I.5 LES SIGNAUX ULTRA LARGE BANDE.....	10
I.5.1 MODULATION DES DONNEES .....	12
I.5.1.1 Modulation par position de l'impulsion (PPM).....	12
I.5.1.2 Modulation tout ou rien (ON OFF KEYING OOK).....	13
I.5.1.3 Modulation Par amplitude du pulse (PAM) ou Modulation ASK.....	13
I.5.1.4 Modulation PSK.....	14
<b>I.6 DIFFERENTS TYPES D'APPLICATIONS DE L'ULTRA LARGE BANDE.....</b>	<b>14</b>
I.6.1 APPLICATIONS LIEES AUX COMMUNICATIONS.....	15
I.6.1.1 Applications sans fils WLAN.....	15
I.6.1.2 Communications en bande basse .....	16
I.6.1.2 Applications liées au radar.....	17
I.6.1.3 Localisations et suivi .....	17
I.6.1.3.1 Localisation d'objet dans un entrepôt: .....	18

I.6.1.3.2 Localisation de personnes.....	18
<b>I.7 LES NORMES DE L'ULB.....</b>	<b>18</b>
I.7.1 LA SECTION IEEE 802.15.1.....	18
I.7.2 LA SECTION IEEE 802.15.2.....	19
I.7.3 LA SECTION IEEE 802.15.3.....	19
I.7.4 LA SECTION IEEE 802.15.4.....	19
<b>I.8 CONCLUSION .....</b>	<b>20</b>
 <b>Chapitre II : Les Antennes ULB</b>	
<b>II.1 INTRODUCTION.....</b>	<b>22</b>
<b>II.2 CARACTERISTIQUES CLASSIQUES DES ANTENNES.....</b>	<b>23</b>
II.2.1 CARACTERISTIQUES D'ADAPTATION.....	23
II.2.1.1 représentation en quadripôles.....	23
II.2.1.2 Impédance d'entrée d'une antenne.....	24
II.2.1.3 Le coefficient de réflexion et le R.O.S.....	24
II.2.2 CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT.....	25
a)- <i>Diagramme de rayonnement</i> .....	25
b)- <i>Directivité</i> .....	26
c)- <i>Gain</i> .....	27
d)- <i>Rendement</i> .....	27
e)- <i>Polarisation</i> .....	28
<b>II.3 LES ANTENNES ULTRA LARGE BANDE (ULB).....</b>	<b>28</b>
<b>II.4 CLASSIFICATION DES ANTENNES ULB .....</b>	<b>29</b>
<b>II.4.1 ANTENNES INDEPENDANTES DE LA FREQUENCE .....</b>	<b>29</b>
II.4.1.1 ANTENNE SPIRALE .....	30
a) <i>Antenne a spirale logarithmique</i> .....	30
b) <i>Antenne a spirale d'Archimède</i> .....	30
c) <i>Antenne a spirale conique</i> .....	31
II.4.1.2 ANTENNE LOG-PERIODIQUE.....	32
II.4.1.3 ANTENNE A SPIRALE « SINUEUSE ».....	33
<b>II.4.2 ANTENNES DIRECTIVES.....</b>	<b>34</b>
<b>II.4.3 ANTENNES OMNIDIRECTIONNELLE.....</b>	<b>34</b>
II.4.3.1 Antenne biconique.....	34
II.4.3.2 Antenne bow-tie.....	35
II.4.3.3 Antenne monopole triangulaire.....	35

II.4.3.4 Antenne monopole circulaire .....	36
II.4.3.5 ANTENNES MONOPOLE IMPRIMEE .....	36
<b>II.5 THEORIE DES ANTENNES IMPRIMEE .....</b>	<b>36</b>
II.5.1 LES DIFFERENTES FORMES D'UNE ANTENNE PATCH.....	37
II.5.2 TECHNIQUES D'ALIMENTATION .....	38
II.5.2.1 alimentation par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant .....	38
II.5.2.2 alimentation par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant .....	38
II.5.2.3 Alimentation coaxiale .....	39
II.5.2.4 Alimentation couplée par ouverture.....	39
II.5.2.5 Alimentation couplée par proximité.....	40
II.5.3 Avantages Et Inconvénients Des Antennes Imprimés.....	40
<b>II.7 CONCLUSION.....</b>	<b>41</b>
 <b>Chapitre III : Techniques De Miniaturisation Et Géométrie Fractale</b>	
<b>III.1 INTRODUCTION .....</b>	<b>43</b>
<b>III.2 DEFINITION .....</b>	<b>43</b>
<b>III.3 LIMITES FONDAMENTALES DES ANTENNES MINIATURES.....</b>	<b>44</b>
III.3.1 FACTEUR DE QUALITE D'UNE ANTENNE.....	44
III.3.2 EFFICACITE RAYONNEE .....	45
III.3.3 FACTEUR DE MINIATURISATION .....	45
III.4 TECHNIQUES DE MINIATURISATION .....	46
III.4.1 UTILISATION DE MATERIAUX .....	46
III.4.1.1 Utilisation de matériaux diélectriques.....	47
III.4.1.2 Utilisation de matériaux magnétiques .....	48
III.4.2 MODIFICATIONS GEOMETRIQUES .....	48
III.4.2.1 Chargement par fente .....	48
III.4.2.2 Ajout de court-circuit ou de circuits ouverts .....	49
III.4.2.3 Insertion des méandres.....	49
III.4.2.4 Repléments et courbure.....	50
III.4.2.5 Courbes de remplissage .....	51
III.4.3 AJOUTS D'ELEMENTS LOCALISES .....	52
III.4.3.1 Composants électroniques .....	52
III.4.3.2 Résonateurs couplés .....	52
<b>III.5 LA GEOMETRIE FRACTALE .....</b>	<b>53</b>

II.5.1 INTRODUCTION .....	53
II.5.2 DEFINITION DES FRACTALS .....	54
III.5.3 DESCRIPTEURS FRACTALS USUELS .....	55
III.5.3.1 Dimension fractale.....	55
III.5.4 PROPRIETES DES STRUCTURES FRACTALES .....	56
a) <i>L'autosimilarité</i> .....	56
b) <i>Occupation de l'espace de certaines formes fractales</i> .....	56
III.5.5 PRESENTATION DES FRACTALS PAR LEURS DIMENSIONS.....	57
III.5.5.1 Courbes fractales.....	57
a) <i>Fractal de Von Koch</i> .....	57
b) <i>Fractale de Minkowski</i> .....	58
c) <i>Fractal de Hilbert</i> .....	58
d) <i>Les fractales de Peano</i> .....	58
III.5.5.2 Surfaces fractales.....	59
b) <i>Tapis de Sierpinski « Sierpinski Capet »</i> .....	60
b) <i>L'étoile de Koch</i> .....	60
III.5.6 APPLICATION DES FORMES FRACTALES .....	61
<b>III.5.7 LES ANTENNES FRACTALES : ETAT DE L'ART</b> .....	61
III.5.7.1 L'antenne de Koch .....	62
III.5.7.2 L'antenne de Sierpinski.....	62
III.5.7.3 L'antenne de Minkowski.....	62
III.5.7.4 L'antenne de l'arbre fractal .....	63
III.5.7.5 L'antenne de Hilbert .....	63
<b>III.6 CONCLUSION</b> .....	63
<b>Chapitre IV : Simulations-Réalisations Et Résultats</b>	
<b>IV.1 INTRODUCTION</b> .....	65
<b>IV.2 OUTIL DE SIMULATIONS</b> .....	65
<b>IV.3 FONCTIONNEMENT</b> .....	66
<b>IV.4 Description de l'antenne de base</b> .....	66
<b>IV.5 ANTENNE 1</b> .....	67
IV.5.1 EFFET DU FENTE SUR L'ANTENNE.....	68
IV.5.2 APPLICATION DU DU TAPIS DE SIERPINSKI « SIERPINSKI CARPET » SUR L'ANTENNE DE BASE .....	69

IV.5.3 APPLICATION DU FRACTALES DE GIUSEPE PEANO SUR L'ANTENNE DE BASE.....	71
IV.5.3.1 Influence du parametre « d ».....	71
IV.5.4 APPLICATION DU FRACTALES DE GIUSEPE PEANO ET ESCALIERS .....	72
SUR L'ANTENNE DE BASE.....	72
IV.5.4.1 influence des escaliers.....	72
IV.5.5 APPLICATION DU FRACTALES DE TAPIE SIERPINSKI ET PEANO ET LES STEPES SUR L ANTENNE DE BASE .....	73
<i>les diagrammes de rayonnement</i> .....	74
<i>taux d'onde stationnaire (vswr)</i> .....	75
<i>le gain</i> .....	76
<i>l'efficacité</i> .....	76
<i>la distribution de la densite de courant</i> .....	77
<b>IV.6 ANTENNE 2</b> .....	77
IV.6.1 APPLICATION DES ESCALIERS SUR L ANTENNE DE BASE.....	79
IV.6.2 APPLICATION DE TRIANGLE DE SIERPINSKI (SIERPINSKI GASKET) SUR L'ANTENNE DE BASE.....	80
<i>les diagrammes de rayonnement</i> .....	83
<i>taux d'onde stationnaire (vswr)</i> .....	83
<i>le gain</i> .....	84
<i>l'efficacité</i> .....	84
<i>la distribution de la densite de courant</i> .....	85
IV.7 REALISATION .....	85
IV.7.1 DESCRIPTION DU MATERIEL.....	86
IV.7.2 LES MODELES REALISES .....	87
IV.7.3 MESURE EXPERIMENTALE .....	88
<i>Mesure du coefficient de réflexion :</i> .....	90
<i>Mesure du digramme de rayonnement</i> .....	93
<b>IV.8 CONCLUSION</b> .....	93
<b>CONCLUSION GENERALE</b> .....	94
<b>Bibliographie</b> .....	95

*Liste des figures*

**Chapitre I :**

Figure I.1 Propagation par trajets multiples .....	3
Figure I.2 Masques spectraux définis par la FCC.....	5
Figure I.3 Masques spectraux définis par le CEPT.....	6
Figure I.4 Masque d'émission en Asie.....	8
Figure I.5 Les impulsions dérivées de la gaussienne ((a) en temporel, (b) fréquentiel).....	9
Figure I.6 Principe de la modulation PPM.....	10
Figure I.7 Modulation tout ou rien OOK.....	11
Figure I.8: Principe de la modulation PAM.....	11
Figure I.9 Principe de la modulation PSK.....	12
Figure I.10 Différentes applications de l'ULB.....	13
Figure I.11 Système DRACO.....	14
Figure I.12 Système ORION.....	15
Figure I.13 Organisation de l'IEEE 802.15. [I.10].....	17

**Chapitre II:**

Figure II.1 Rayonnement d'une antenne.....	20
Figure II.2 Représentation en quadripôle.....	21
Figure II.3 diagramme de rayonnement en 3 dimensions.....	24
Figure II.4 Diagramme de rayonnement d'un dipôle dans le plan E et H .....	24
Figure II.5 Antenne spirale logarithmique.....	28
Figure II.6 Antenne spirale d'Archimède.....	29
Figure II.7 Antenne conique .....	29
Figure II.8 Antenne log-périodique (trapézoïdale, circulaire) et Antenne dipôle log-périodique.....	30
Figure II.9 Antenne spirale "sinueuse.....	31
Figure II.10 Antenne biconique.....	32
Figure II.11 Antenne bow-tie.....	33
Figure II.10 Antenne monopole triangulaire.....	33

## *liste des figures*

---

Figure II.11 Antenne monopole circulaire.....	34
Figure II.12 Présentation d'une antenne imprimé.....	35
Figure II.13 Différentes formes d'antennes patch.....	35
Figure II.14 Patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant.....	36
Figure II.15 Patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant.....	36
Figure II.16 Antenne micro ruban alimenté par câble coaxial.....	37
Figure II.17 Alimentation couplée par ouverture.....	37
Figure II.18 Alimentation couplée par proximité.....	38
<b>Chapitre III :</b>	
Figure III.1 Sphère minimale qui englobe l'antenne : sphère de Chu.....	42
Figure III.2 Représentation des pertes dans l'antenne.....	43
Figure III.3 Variation du facteur de miniaturisation en fonction de l'épaisseur du substrat sur la longueur d'onde .....	45
Figure III.4 Illustration du chemin des courants de surface sans fente et avec fente.....	47
III.5 Antenne PIFA avec court-circuit plan ou languette.....	47
Figure III.6 Antenne méandre destinée à la réception du GSM.....	48
Figure III.7 (a) illustration d'une antenne repliée ,(b) repliement verticale .....	48
Figure III.8 PIFA replie sur plusieurs niveaux .....	48
Figure III.9 Courbe de Peano.....	49
Figure III.10 Courbe de Hilbert.....	49
Figure III.11 Antenne avec des lignes commutables.....	50
Figure III.12 Antenne PIFA avec un élément couplé.....	50
Figure III.13 Exemples de structures aléatoires obtenues par électrodéposition.....	52
Figure III.14 Construction des six premières itérations de fractale de Van Koch.....	55
Figure III.15 Génération de la fractale de Minkowski.....	56
Figure III.16 Génération des quatre premières itérations du Fractal de Hilbert.....	56
Figure III.17 Première itération de la géométrie.....	57
Figure III.18 Forme géométrique après plusieurs itérations .....	66
Figure III.19 Génération des quatre premières itérations du triangle de Sierpinski.....	67
Figure III.20 Quatre itérations du tapis de Sierpinski.....	67
Figure III.21 Etoile de Koch.....	58

## *liste des figures*

---

Figure III.22 Courbe de Koch « quadrique».....	59
<b>Chapitre IV:</b>	
Figure IV.1 : l'interface principale du simulateur CST MICROWAVE STUDIO.....	66
Figure IV.2 : La géométrie initiale de l'antenne de base.....	67
Figure IV.4 : Le coefficient de réflexion pour l'antenne de base.....	68
Figure IV.5 : Antenne de base avec une fente rectangulaire.....	68
Figure IV.6 : la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre Lf.....	69
Figure IV.7 : (a) Itération 1, (b) Itération 2.....	70
Figure IV.8 : Comparaison entre les deux itérations de simulation et l'antenne de base en termes de s11.....	70
Figure IV.9 : (a) : Peano Sur L'Antenne De Base, (b) : le paramètre « d ».....	71
Figure IV.10 : la variation du coefficient du réflexion pour les différentes valeurs de « d »..	72
Figure IV.11 : (a) :l antenne de base avec fractales de Peano et les escaliers. (b) : le paramètre « C ».....	73
Figure IV.12: la variation du coefficient du réflexion pour les différentes valeurs de « C » .	73
Figure IV.13: (a) :l'antenne de base avec Peano et les steps et tapis Sierpinski itération 1. (b) : Itération 2.....	73
Figure IV.14 : la variation du coefficient de réflexion S11 pour les deux itérations de tapis du sierpinski et l'antenne de base.....	74
Figure IV.15: (a) : Les diagrammes de rayonnement pour f=5.02 GHz. (b) : Les diagrammes de rayonnement pour f=8.02 GHz.....	75
Figure IV.16 : VSWR pour l'antenne finale.....	75
Figure IV.17 : Comparaison entre le Gain de l'antenne de base et l'antenne final en fonction de la fréquence.....	76
Figure IV.18 : L'efficacité pour l'antenne 1 finale.....	76

## *liste des figures*

---

Figure IV.19 : La distribution de la densité de courant de l'antenne UWB. (a) : 3.7GHz.(b) : 8.2GHz. (c) : 10.6GHz.....	77
Figure IV.20 : La forme d'antenne triangle obtenue.....	78
Figure IV.21: La variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne triangle.....	78
Figure IV.22 : Antenne triangulaire avec les escaliers.....	79
Figure IV.23 : Comparaison entre l'antenne de base avec et sans escaliers.....	79
Figure IV.24 : Les trois itérations de Sierpinski triangulaire : (a) Itération 1, (b) Itération 2 , (c) Itération 3.....	80
Figure IV.25 : La variation du coefficient de réflexion pour les trois itérations du triangle de sierpinski.....	80
Figure IV.26 : la fente sur la ligne d'alimentation.....	81
Figure IV.27 : Comparaison avec les deux résultats de simulation avec et sans fente en terme de S11.....	81
Figure IV.28 : Les fentes fractales dans le plans de masse.....	82
Figure IV.29: Comparaison entre les résultats de simulation pour différents valeurs de paramètre m.....	82
Figure IV.30 : (a) : Le diagramme de rayonnement pour $f=4.4$ GHz. (b) : Le diagramme de rayonnement pour $f=9.7$ GHz.....	83
Figure IV.31 : VSWR pour l'antenne.....	83
Figure IV.32 : Le gain de l'antenne final en fonction de la fréquence.....	84
Figure IV.33 : L'efficacité pour l'antenne 2 finale.....	84
Figure IV.34 : La distribution de la densité de courant de l'antenne UWB. (a) : 4.4GHz.(b) : 7.2GHz. (c) : 9.7GHz.....	85
Figure IV.35 : La machine Protomat S103.....	86
Figure IV.36 : logiciel LPKF Circuit Pro.....	86
Figure IV.37 : (a) antenne simulé. (b) antenne réalisé.....	87
Figure IV.38 : (a) antenne simulé. (b) antenne réalisé.....	88
IV.7.3 MESURE EXPERIMENTALE.....	88

## *liste des figures*

---

Figure IV.40 : Résultats simulés et mesurés du S11 de l'antenne1.....	89
Figure IV.41 : Résultats simulés et mesurés du S11 de l'antenne1.....	90
Figure IV.42: Banc d'essai des antennes (8.5GHz). .....	90
Figure IV.43: Diagramme de rayonnement polaire. (a) : mesuré. (b) : simulé.....	91
Figure IV.44: Diagramme de rayonnement polaire. (a) : mesuré. (b) : simulé.....	91
Figure IV.45: Diagramme de rayonnement polaire. (a) : mesuré. (b) : simulé.....	92
Figure IV.46: Diagramme de rayonnement polaire. (a) : mesuré. (b) : simulé.....	92

*Liste des tableaux*

**Chapitre III**

**Tableaux III.1** : Principales différences entre géométrie euclidienne et géométrie fractale...53

**Tableaux III.2** : Propriétés des structures fractales et leur conséquence.....56

**Chapitre IV**

**Tableaux IV.1** : Les dimensions de l'antenne de base.....67

**Tableaux IV.2** : les Dimensions des escaliers..... 79

**Tableaux IV.3** : Les dimensions de l'antenne de la fente .....81

**Tableaux IV.4** : Les dimensions de l'antenne 1 optimisé .....87

**Tableaux IV.5** : Les dimensions de l'antenne 2 optimisé .....88

## Liste Des Acronymes

**ULB** : Ultra Large Bande.

**UWB** : Ultra Wide Band.

**IR** : Impulse Radio.

**FCC** : Fédéral Communications Commission.

**DSP** : densité spectrale de puissance.

**SNR** : Le rapport signal sur bruit (Signal To Noise Ratio).

**VCO** : Voltage controlled oscillator.

**PLL** : verrouillage de phase (Phase-Locked Loops or PLL).

**RF** : radio frequency.

**PIRE** : la puissance isotrope rayonnée équivalente.

**CEPT** : Conférence européenne des administrations des postes et des télécommunications.

**MIC** : Ministry of international affairs and communications.

**IDA** : Infcom Development Authority.

**PPM** : Modulation par position de l'impulsion.

**OOK** : On Off Keying .

**PAM** : Modulation Par amplitude du pulse .

**PSK** : Phase-shift keying.

**IEEE** : Institute of Electrical and Electronics Engineers.

**R.O.S** : rapport onde stationnaire .

**VSWR** : Voltage Standing Wave Ratio.

**UHF** : Ultra Hautes Fréquences.

**AEP** : Antenne Electriquement Petite.

### Introduction

Dans un système de communication, l'antenne est un composant à part entière qui nécessite une étude particulière. Tout en cherchant à optimiser les performances radioélectriques d'une antenne, La technologie émergente de communication radio ULB (UWB) qui exploite le principe de liaisons radio en impulsions de très courte durée, sans porteuse, offre des avantages intéressants. Le déploiement de ces technologies, notamment dans les applications de grande diffusion, impose l'utilisation d'antennes performantes très large bande, miniatures et bas coût. Les antennes planaires, telles que les antennes alimentées par des lignes à fente, lignes coplanaires à ruban ou bien alimentées par des guides d'onde coplanaires ont les dispositifs attractifs du profil bas, de la petite taille, et de la conformité. Pour cette raison, des techniques de conception compacte et à large bande pour les antennes planaires ont beaucoup attiré l'attention des chercheurs d'antenne.

L'objectif de notre projet de fin d'étude est de faire une contribution à l'étude et la conception des antennes ultra large bande miniaturisées par la technique fractale tout en essayant d'améliorer leurs performances afin de les adapter aux applications des communications UWB. De ce fait, notre travail est réparti en quatre chapitres.

Le premier chapitre présente un état de l'art sur la technologie ultra large bande. Ce chapitre s'ouvre sur un historique et définition de la technologie ULB, caractéristiques principales de l'ultra large bande, ses avantages ainsi que leurs réglementations, Ensuite on a présentés les modulations et les signaux utilisés dans cette technologie, nous terminons ce chapitre par les principales applications et les normes de l'ULB.

Le second chapitre expose la théorie des antennes et ces principales caractéristiques ultra large bande. Ce chapitre relate un état de l'art sur les antennes ULB et ces diverses structures existantes. Ensuite une présentation des antennes monopoles imprimés et ces techniques d'alimentation, et on terminera ce chapitre par les avantages et les inconvénients des antennes ULB.

Le troisième chapitre est consacré à la miniaturisation des antennes, définition de la notion d'antenne miniature, les limites théoriques de la miniaturisation d'antennes. Ainsi que les différentes techniques de miniaturisation couramment utilisées. Ensuite une étude bibliographique sur le concept des fractales. l'historique de la naissance de la géométrie fractale ainsi que les différentes formes les plus connues, et nous terminons par un état de l'art des antennes fractales.

Le quatrième chapitre sera consacré à la simulation, la réalisation des prototypes proposés, une comparaison entre les résultats des mesures effectuées et ceux obtenus par les simulations.

Enfin, une conclusion résumant les résultats principaux de ce travail sera présentée.

# **Chapitre I: Etat De L'art Sur La Technologie ULB**

## I.1 INTRODUCTION

La technologie à ultra large bande (ULB) est une technologie sans fil qui peut être exploitée à très faible densité de puissance pour la communication à des débits de données élevés sur de courtes distances.

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

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

En revanche, les puissances d'émission autorisées sont largement inférieures aux normes radio et limitent donc la portée des communications à quelques centaines de mètres, pour de bas débits, dans le meilleur des cas. On conclut ainsi que la technologie ULB est parfaitement positionnée pour la marché des radiocommunications de proximité.

## I.2 HISTORIQUE ET DEFINITION DE LA TECHNOLOGIE

### I.2.1 HISTORIQUE

Les études sur la génération et l'utilisation des impulsions ultra brèves ont commencé avant les années soixante, mais le terme UWB n'a été introduit que vers 1989 par le département de la défense des Etats-Unis. Le premier brevet sur l'application de l'ultra large bande aux télécommunications est dû à G. F. Ross en 1973. Jusqu'en 1994, de nombreux travaux ont été financés par le gouvernement américain mais sous le couvert de la confidentialité. Depuis lors, l'étude des systèmes de transmission par impulsions tant dans le monde industriel qu'académique a fait l'objet de nombreuses publications. Le premier article décrivant cette solution pour les télécommunications, connue sous le nom d'Impulse Radio (IR), est dû à P. Withington et L. Fullerton en 1992. Cet article a été suivi par des travaux

académiques démarrés par 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. Depuis lors, les deux appellations cohabitent suivant les auteurs.

En août 1998, la Fédéral Communications Commission (FCC) a fait paraître un avis d'information publique (Notice of Inquiry) afin d'évaluer la possibilité de permettre l'utilisation de systèmes employant l'ULB. Suite à cette publication, une centaine de réponses et commentaires ont été faits par les divers organismes et partenaires industriels impliqués de près ou de loin dans l'utilisation de l'ULB. A la suite de ces commentaires, la Fédéral Communication Commissions (FCC) aux Etats-Unis a adopté en mai 2000 un avis de proposition de réglementation (Notice of Proposed Rule Making) dans laquelle, elle reconnaissait les avantages que pourraient apporter les systèmes utilisant l'ULB dans de nombreux domaines. La FCC a attribué finalement 7.5 GHz de spectre dans de la bande [3.1-10.6 GHz] à l'ULB, et elle a autorisé son utilisation commerciale pour les applications civiles.

Les systèmes ULB présentent aujourd'hui un large potentiel dans de nombreux domaines d'application que ce soit dans l'imagerie, la détection ou pour les transmissions de données.

Les contraintes de puissance ainsi que les faibles distances de communication restent néanmoins problématiques. [1.1]

## 1.2.2 DEFINITION

L'ultra large bande a d'abord eu une première définition donnée par Taylor. Selon lui, le terme ultra large bande désigne les systèmes qui transmettent et reçoivent des ondes dont la largeur de bande relative  $LB_R$  (fractional bandwidth) est supérieure ou égale à 0.25. La largeur de bande relative  $BP_R$  est définie de la façon suivante :

$$BP_R = 2 \cdot \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} > 0.25 \quad (I-1)$$

Dans cette expression  $f_H$  représente la fréquence supérieure de la bande de fréquences et  $f_L$  représente la fréquence inférieure de la bande de fréquences.

Suivant cette définition de Taylor, un signal ULB doit donc occuper une largeur de bande ( $f_H - f_L$ ) supérieure ou égale à 25% de sa fréquence centrale.

Cette première définition a donc été modifiée et remplacée par une nouvelle proposée par la Fédéral Communication Commissions (FCC). Selon cette nouvelle définition, un signal ultra large bande est un signal dont la bande passante à -10 dB excède à tout moment 500 MHz et 20% de sa fréquence centrale.

Enfin la bande principale prévue pour l'ULB se situe entre 3.1 GHz et 10.6 GHz. Cette bande d'environ 7 GHz de large pourrait donc éventuellement être décomposée en 14 sous "canaux" de 500 MHz. Un système de communication utilisant la totalité de la bande, ou un ensemble des sous canaux de 500 MHz ou même un seul canal de 500 MHz sera donc considéré comme un système ULB, à condition qu'il respecte les contraintes réglementaires en vigueur dans la région du monde où il sera appelé à être mis en service. [I.1]

### I.3 CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DE L'ULTRA LARGE BANDE

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

#### I.3.1 PROBLEME DU A LA PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES

L'évanouissement du signal dû à la propagation par trajets multiples peut sensiblement réduire l'efficacité des systèmes de communications classiques. Dans le cas des communications ultra large bande, le signal transmis possède une largeur de bande très importante, quelques GHz en pratique (dit de façon équivalente une résolution temporelle très fine) comme la fenêtre d'observation du récepteur est très étroite, les réflexions multiples arrivées avec un retard de l'ordre de la nanoseconde peuvent être additionnées pour donner un gain comparable à celui obtenu dans le cas d'une propagation par trajet unique et direct. Cette caractéristique permet à la technologie ULB d'être performante dans des environnements encombrés (en pleine rue par exemple). [I.2]

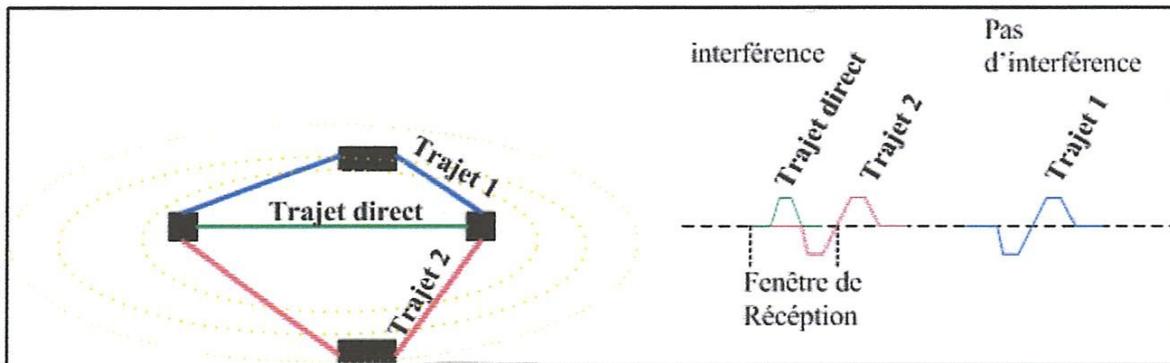


Figure I.1: Propagation par trajets multiples.

### I.3.2 COMMUNICATIONS PROTEGEES

Les signaux ULB sont plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunications classiques car ils utilisent une grande largeur de bande et peuvent être produits sous forme de bruit. (DSP très faible). Les signaux ULB sont quasiment indétectables parce qu'ils peuvent être transmis avec un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieure au bruit de fond des récepteurs classiques. Cette caractéristique, particulière à l'ultra large bande, permet à cette dernière de coexister avec les systèmes de communications classiques. [I.2]

### I.3.3 CAPACITE DE LA TECHNOLOGIE ULB

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

$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (I-2)$$

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

De cette formule, on déduit que la capacité d'un système croît linéairement avec la bande passante mais croît seulement logarithmiquement avec le rapport signal à bruit. Par conséquent, pour augmenter la capacité d'un système, la meilleure méthode consiste à augmenter sa bande passante; c'est ce qui est réalisé par la technique ULB. [I.2]

### I.3.4 SIMPLICITE RELATIVE DES SYSTEMES ULB

Dans les systèmes de communications sans fils utilisant la technologie ULB, l'information en bande de base peut moduler directement les impulsions de courtes durées au lieu de moduler une onde sinusoïdale. L'architecture de l'émetteur et du récepteur ULB devient alors très simplifiée: les systèmes ne comportent ni synthétiseur à boucle à verrouillage de phase (PLL), ni mélangeur, ni oscillateur contrôlé par une tension (VCO) et encore moins un amplificateur de puissance. Toutes ces simplifications se traduisent par une réduction du coût des systèmes RF. [I.2]

### I.3.5 INCONVENIENTS DE L'ULTRA LARGE BANDE

Un des inconvénients lié à l'utilisation de cette nouvelle technique de communication tient au fait que les fréquences utilisées sont déjà employées par d'autres systèmes, ce qui rend possible l'existence d'interférences. [I.2]

## I.4 CONTRAINTES REGLEMENTAIRE DE L' ULB

### I.4.1 PROBLEMATIQUE REGLEMENTAIRE ULB

Une des idées maîtresses de l'ULB est de cohabiter dans des bandes de fréquences déjà utilisées par d'autres systèmes de communications. L'avantage est immense, il permet d'éviter de passer par un mécanisme d'allocation de licences pour utiliser des bandes de fréquence, et il permet aussi d'éviter de se retrouver confiné dans les seules bandes dites sans licences (exemple la bande ISM à 2.4 GHz) qui sont des bandes relativement étroites et qui risquent, un jour, de se trouver saturées. Bien entendu l'approche ULB a l'inconvénient majeur de risquer de brouiller des systèmes existants. Dès lors, toute forme d'onde ULB doit "convaincre" ces autres systèmes, qui seront ses futures victimes, que le brouillage du signal ULB sera négligeable et que son niveau se situera en dessous du niveau bruit thermique naturel des équipements concernés.

Dès lors on conçoit bien que le compromis réglementaire est absolument crucial pour que l'ULB puisse se développer. [I.1]

### I.4.2 REGLEMENTATION AMERICAINE

les états unis a été le premier pays à réglementer l'utilisation de l'Ultra large bande : En février 2002, la FCC a limité les niveaux d'émission des signaux ULB (PIRE=-41.3 dbm/MHz), pour un spectre de fréquences allant de 3.1 GHz à 10.6 GHz. la figures (I-2) représente le spectre d'émission imposé par la FCC pour les systèmes opérant en intérieur et en extérieur. [I.3]

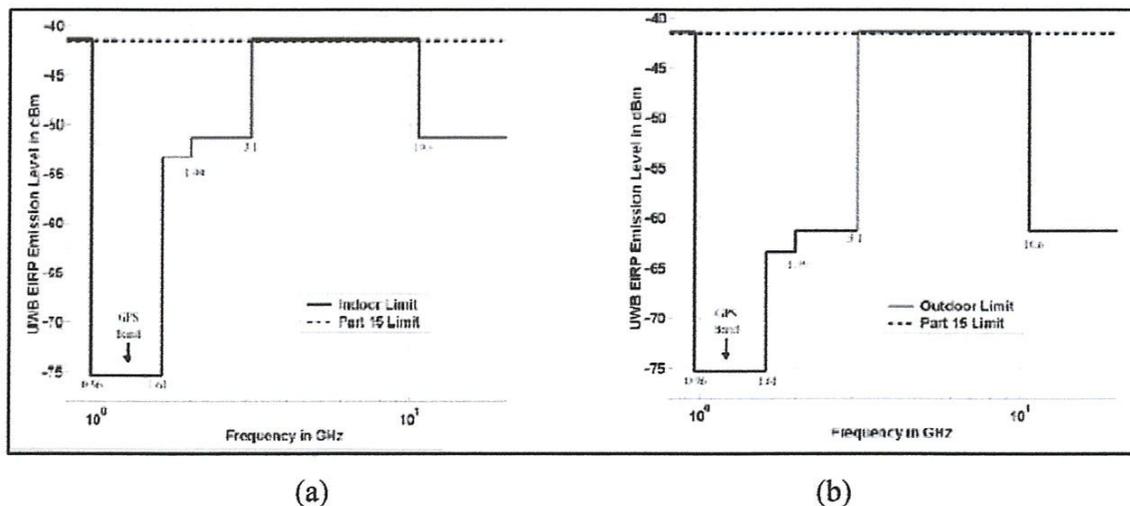


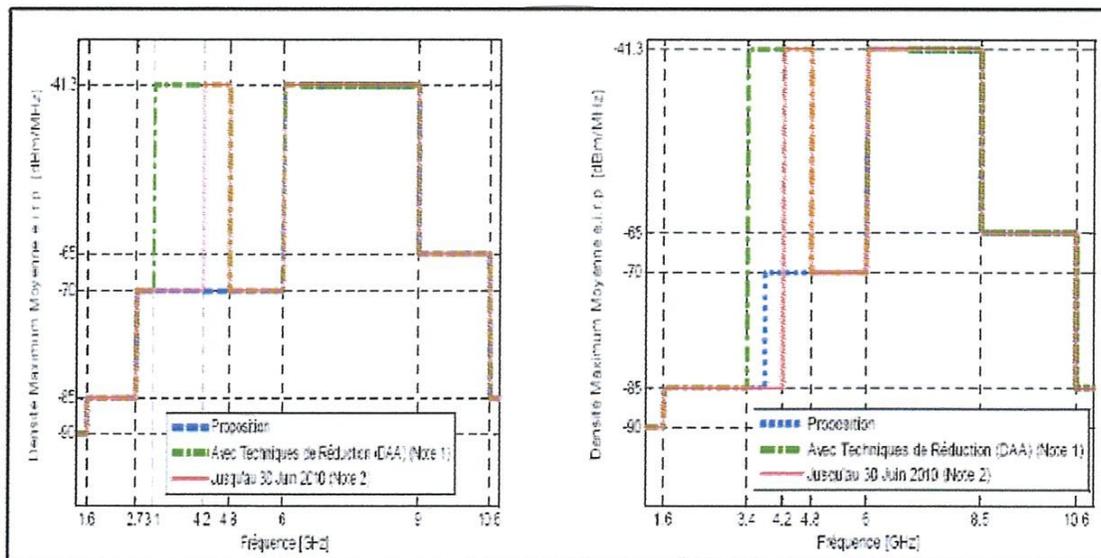
Figure I.2 : Masques spectraux définis par la FCC

(a) en intérieur, (b) en extérieur

La différence principale entre les masques spectraux d'une liaison en intérieur ou en extérieur, présentés respectivement sur les figure 2(a) et 2(b), est le degré de l'atténuation très élevée exigée sur la limite à gauche de la bande utile pour la liaison Outdoor. Ceci est justifié par le souhait de protéger les récepteurs du système mondial de radiorepérage GPS (Global Positioning System) situé dans la bande [0.96-1.61 GHz]. [I.1]

### I.4.3 REGLEMENTATION EUROPEENNE

La commission européenne a mandaté le CEPT pour recommander une réglementation de l'ULB en Europe. Ainsi, le groupe de travail TG3 s'est créé en mars 2004 au sein du CEPT afin de se pencher sur cette question. La première proposition de ce groupe de travail a été faite en octobre 2005, elle conserve les principales définitions faites par la FCC. Néanmoins, elle propose des limites de puissance différentes et plus sévères dans la partie basse du spectre par rapport aux gabarits de puissances de la FCC. Les figures 3(a) et 3(b) représentent respectivement les gabarits de puissance proposés par le CEPT en octobre 2005 et février 2006 .



(a)

(b)

Figure I.3 : Masques spectraux définis par le CEPT

(a) Proposition d'octobre 2005, (b) Proposition de février 2006

Ces deux masques à eux seuls illustrent bien la problématique de la réglementation de l'ULB en Europe où les niveaux autorisés sont sensiblement plus bas que les niveaux préconisés par la FCC.

Les propositions européennes sont contraignantes en terme de protection des services de communication existants. Par rapport à la FCC elles ajoutent 30 dB de protection envers les bandes ISM (Industriel, Scientifique et Medical) centrées autour de 2,45 GHz ainsi qu'envers les bandes autour de 5.8 GHz. Elles n'autorisent finalement les transmissions ULB à - 41 dBm/MHz que dans la bande [6-9 GHz]. Elles possèdent cependant une certaine flexibilité pour les bandes : [3,1-4,8 GHz] dans la proposition d'octobre 2005 et pour les bandes [3,4-4,8 GHz] dans celle de février 2006. Ces deux bandes seraient ainsi autorisées avec la valeur FCC de -41 dBm/MHz, à condition de mettre en œuvre des mécanismes d'atténuation efficaces de type détection et évitement (DAA: Detect And Avoid). Enfin les deux propositions autorisent transitoirement l'utilisation de la bande [4,2-4,8 GHz] jusqu'au 30 juin 2010 sans recourir à ces techniques d'atténuation [I.1] .

#### I.4.4 REGLEMENTATION EN ASIE

En Asie, au Japon, le MIC (Ministry of international affairs and communications) a proposé en 2006 l'émission de signaux ULB sans licence. Tout comme la FCC, une réglementation autorisant l'émission à -41.3 dBm/MHz pour les équipements ULB est imposé. La figure (I.4) présente le masque d'émission au Japon. Le Japon a repris le modèle européen en appliquant certaines des techniques de mitigation adopté en Europe pour la bande 3.4 GHz – 4.8 GHz. De plus, une (phased approach) sur la bande 4.2 GHz-4.8 GHz a été appliquée tout comme en Europe. Cette approche permettait jusqu'en 2008 l'introduction et la commercialisation d'une première génération d'équipements sans aucune technique de mitigation. [I.4]

Enfin à Singapour, c'est l'IDA (Infcom Development Authority) qui est en charge de fixer la réglementation concernant le masque d'émission pour les équipements ULB. En février 2003 l'IDA crée une zone géographique dédiée à la recherche sur l'ULB. A l'intérieur de cette zone, dans la bande 2.2 GHz – 10.6 GHz, les systèmes ont une puissance d'émission 6 dB supérieurs à la limite imposée par la FCC. Le but de ces recherches est d'encourager le travail sur la perturbation induite par l'ULB sur les autres systèmes. Ceci permet de mettre en place les restrictions appropriées sur la puissance d'émission ULB.

Notons que les réglementations imposés par l'Europe, les Etats Unis et l'Asie ont une bande commune, la bande 7.25 GHz – 8.5 GHz, sans aucune technique de mitigation et qui permettra a terme de rendre les systèmes complètement nomades d'un continent à l'autre.

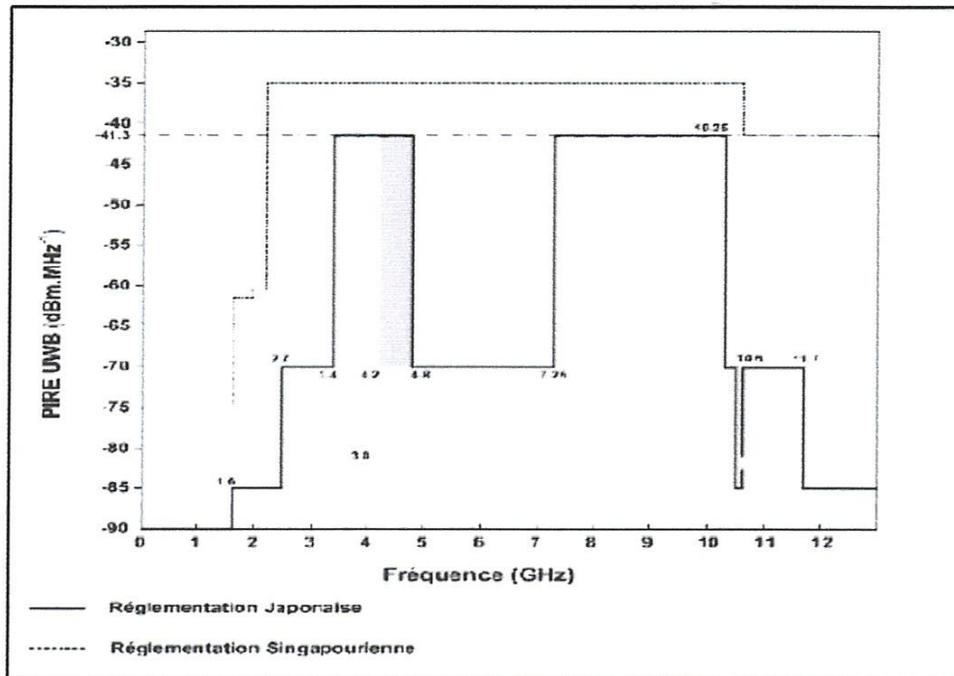


Figure I.4 : Masque d'émission en Asie.

## I.5 LES SIGNAUX ULTRA LARGE BANDE

Inversement proportionnelles à la bande passante de fréquence, ces impulsions brèves sont répétées avec une période de quelques dizaines de nanosecondes. Ainsi, elles peuvent être modulées en amplitude, en position ou encore en phase. En plus de cette forme de modulation, ces dernières peuvent être combinées à des codes temporels TH (Time Hopping Codes) afin de contourner les problèmes d'interférences avec d'autres liaisons concomitantes. Le choix de la forme est primordial et prend en compte plusieurs paramètres liés au système.

Ce choix est important vis à vis de la bande passante du récepteur, du taux d'erreur binaire, du niveau seuil de détection, de l'antenne conçue, ... La plus courante des impulsions est la gaussienne et ses dérivées. Vu la simplicité de la mise en œuvre. Elles sont représentées par la formule suivante :

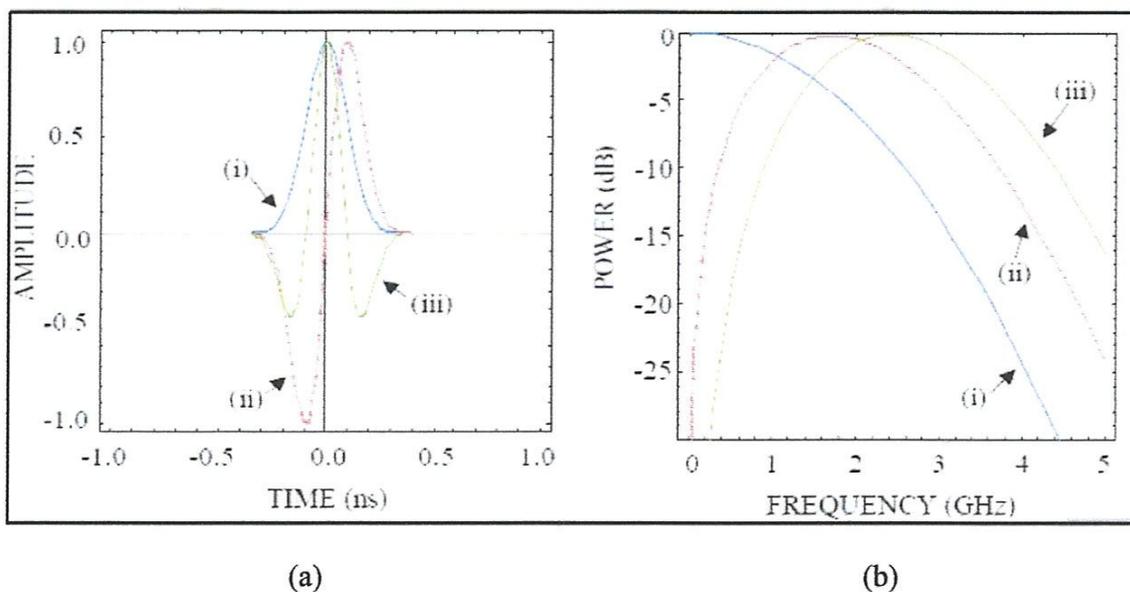
$$G(t) = A * e^{\left(\frac{t-T_c}{\tau}\right)^2} \quad (I-3)$$

$$Gn(t) = \frac{d^n}{dt^n} (An * e^{\left(\frac{t-T_c}{\tau}\right)^2}) \quad (I-4)$$

Avec  $T_c$  la durée du signal,  $\tau$  le paramètre caractérisant la largeur de l'impulsion et  $A$  l'amplitude du signal.

La figure I.5 (a) présente les impulsions gaussiennes dans le domaine temporel. Parallèlement leurs densités spectrales respectives sont présentées à la figure I.5 (b).

- ( i ) la gaussienne.
- ( ii ) le monocycle gaussien, appelé aussi dérivée première de la gaussienne.
- ( iii ) la dérivée seconde de la gaussienne.



**Figure I.5 :** Les impulsions dérivées de la gaussienne  
(a) en temporel, (b) fréquentiel.

On peut constater que pour une même période, la fréquence centrale du spectre augmente avec l'ordre de dérivation de l'impulsion. Ces impulsions et notamment le monocycle gaussien (ii) sont les impulsions les plus utilisées en ULB impulsionnel.

Il existe beaucoup d'autres formes d'impulsions telles les impulsions basées sur les fonctions polynomiales d'Hermite, le monocycle Manchester, rectangulaire, etc. ... .

Avec l'utilisation de ce type, l'ULB en impulsionnel présente les avantages suivants:

- ◆ La capacité d'obtenir une très grande précision dans la mesure des distances grâce à la finesse des impulsions, ce qui facilite la localisation.

◆ La très faible puissance spectrale sur un très large spectre confère à l'ULB une faible Probabilité d'interception et de détection.

◆ Le spectre étendu du signal large bande permet à ce dernier une grande capacité de pénétration dans différents objets grâce aux basses fréquences du spectre. Cependant, plus la fréquence centrale de spectre augmente, moins la pénétration est importante.

Cependant, la finesse d'impulsion nécessite des horloges très précises, et donc coûteuses. Afin d'éviter les perturbations sur les sous bandes accordées à d'autres usages, il est nécessaire de compléter le filtrage, ce qui complique donc à la fois la chaîne d'émission et la chaîne de réception.

Comparé au Wi-fi, l'un des principaux avantages de cette forme d'onde de type ULB-IR est dans la capacité d'une localisation avec un taux de précision inférieur à un mètre.

En ce qui concerne les équipements existants aujourd'hui, ils sont particulièrement limités à des applications professionnelles. [I.6]

### I.5.1 MODULATION DES DONNEES

Pour transmettre des informations, le train d'impulsions a besoin d'être codé (modulé) par les informations à transmettre. Plusieurs types de modulations existent et nous allons brièvement décrire les principales.

#### I.5.1.1 Modulation par position de l'impulsion (PPM)

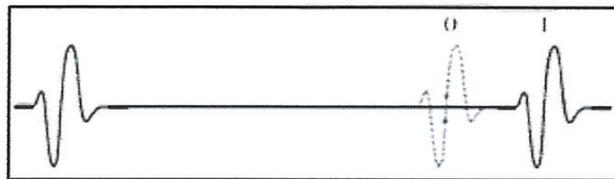


Figure I.6: Principe de la modulation PPM.

Dans la modulation d'impulsion en position, l'information est codée suivant la position de l'impulsion dans le temps. Ainsi, la figure I.6 illustre bien le principe de cette modulation.

Pour le bit '1', un décalage  $\delta$  est appliqué par rapport à la position de référence qui correspond au bit '0'. Le décalage  $\delta$  est appelé indice de modulation, il dépend de la durée de

l'impulsion.. Ainsi, pour une impulsion de 300 ps de large, l'indice de modulation optimal  $\delta$  vaut 90 ps. [I.1]

### I.5.1.2 Modulation tout ou rien (ON OFF KEYING OOK)

Cette méthode est basée sur un principe simple qui consiste à envoyer une impulsion (ou une série d'impulsions) pour le bit '1' et à envoyer un zéro (ou une série de zéros) pour un bit '0'. [I.1]

Un exemple de cette modulation est donné dans la figure 1.7:

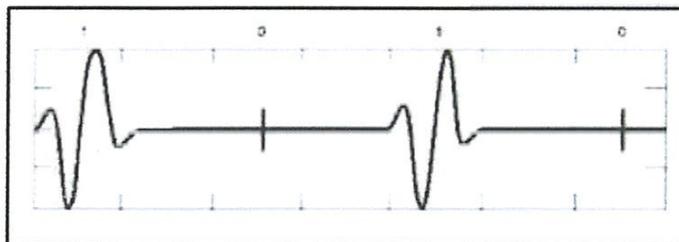


Figure I.7: Modulation tout ou rien OOK

### I.5.1.3 Modulation Par amplitude du pulse (PAM) ou Modulation ASK

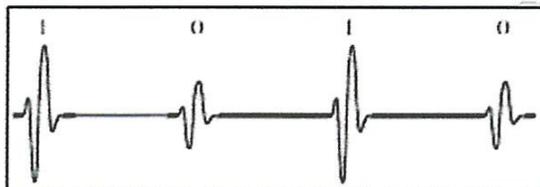
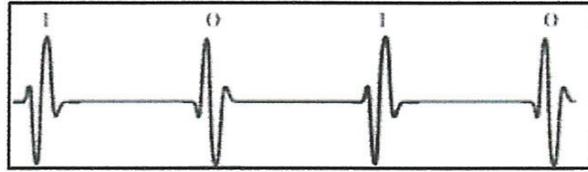


Figure I.8: Principe de la modulation PAM.

Le principe de cette modulation est basé sur le codage de l'amplitude des impulsions par les données. Comme précédemment, la modulation peut être soit binaire soit M-aire.

Remarque : Cas particulier modulation OOK (On-Off Keying) où le bit '0' est codée par une absence de l'impulsion. [I.2]

#### I.5.1.4 Modulation PSK



**Figure I.9:** Principe de la modulation PSK.

Le principe de base de cette modulation consiste à coder la polarité des impulsions. Comme précédemment, la modulation peut être soit binaire soit M-aire, un cas particulier couramment utilisé dans les systèmes ULB est la modulation à 2 niveaux ou modulation BPSK: Phase  $0^\circ$  le bit '0' est transmis Phase  $180^\circ$  bit '1' transmis

La modulation BPSK possède, à débit égal, la meilleure efficacité en terme de taux d'erreur binaire pour un rapport signal à bruit fixé par rapport à l'ensemble des modulations de type M-PSK [I.2].

## I.6 DIFFERENTS TYPES D'APPLICATIONS DE L'ULTRA LARGE BANDE

En février 2002, la FCC a défini trois types d'applications pour l'ULB [I.5]

- Bande de fréquences 24 GHz et 77 GHz : applications liées aux véhicules
- Bande de fréquence  $<1$  GHz: radar GPR et radar "see through wall"
- Bande 1.99-10.6 GHz: Applications médicales (imagerie).
- Bande 3.1-10.6 GHz : Système de communications sans fil et applications liées à la localisation.

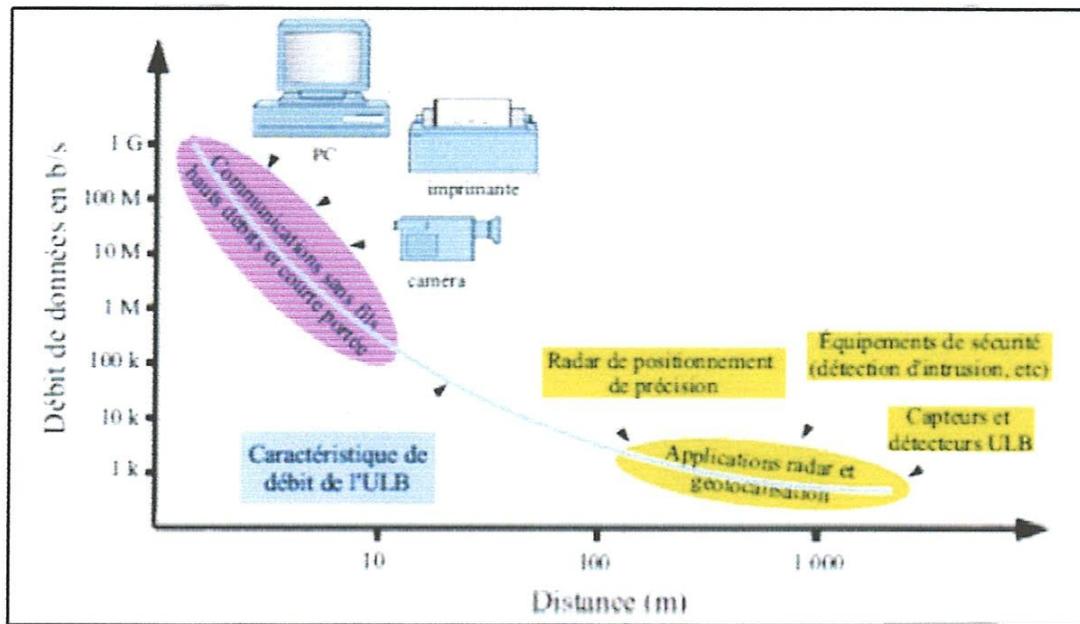


Figure I.10 : Différentes applications de l'ULB.

Comme nous l'avons évoqué précédemment, les applications ULB sont nombreuses. Cette technologie commence à envahir tous les domaines. On peut définir principalement :

## I.6.1 APPLICATIONS LIEES AUX COMMUNICATIONS

### I.6.1.1 Applications sans fils WLAN

L'une des applications qui a connu un grand développement après la libération de la bande de fréquences de 3.1-10.6 GHz par la FCC en 2002 concerne sans aucun doute les communications sans fils, à très hauts débits et à courtes portées.

La première application de l'ultra large bande pour les communications sans fils à haut débit (supérieur à 10 Mbps) est liée aux loisirs domestiques. L'ULB permet de remplacer les câbles IEEE 1394 entre caméras numériques et PC par une connectique sans fil, d'effectuer des transferts à très haut débit entre plusieurs PC d'une même maison, ou entre un PC et certains périphériques (imprimante, scanners, disque de stockage) grâce au bus universel sans fil de très haut débit (bus: WUSB). Pour des débits plus faibles, on peut envisager des portées un peu plus grandes (50 m) ce qui donne accès à un grand nombre d'applications [I.2]. On peut citer par exemple:

- ◆ quelques kbit/s pour les applications domestiques comme l'automatisation de la maison, les systèmes de sécurité ou d'autres services mettant en oeuvre des réseaux de capteurs, des télécommandes.
- ◆ quelques centaines de kbit/s pour les téléphones sans-fil et les liaisons avec les périphériques (souris, clavier, oreillette) du PC,
- ◆ et jusqu'à 1 Mbit/s pour la télésurveillance

### I.6.1.2 Communications en bande basse

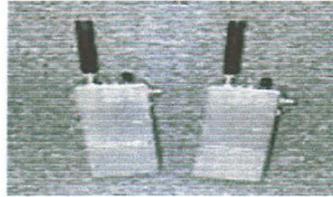
On considère dans cette partie (0.03-2 GHz) les communications entre plusieurs utilisateurs. Au cours des deux dernières années, les développements ont été guidés par la nécessité d'augmenter le nombre d'utilisateurs tout en préservant une bande passante élevée pour chaque utilisateur. Les données à transmettre vont de l'audio à faible débit binaire à la vidéo en temps réel (plusieurs Mbps). Les applications dites tactiques (portée de l'ordre du km) et les applications dites stratégiques (portée > 100 km), exigent une faible probabilité de détection (LPD). Deux systèmes de communications, fonctionnant dans deux bandes de fréquences distinctes, ont été commercialisés [I.7]:

Le premier, le système DRACO, (figure I.11) fonctionne dans la bande VHF/UHF du spectre: C'est un système de communication mobile prévoyant un fonctionnement sans fil dans un environnement tactique. Sa distance d'opération est importante, pouvant s'étendre sur plusieurs kilomètres, DRACO supporte des voix (ou données) cryptées mais aussi des données non cryptées.



Figure I.11: Système DRACO.

Le second système est le système ORION, (figure I.12) qui fonctionne dans la bande L (1-2 GHz) du spectre avec 27% bande passante. Il peut fonctionner soit dans un environnement tactique (assez courte portée) soit dans un environnement stratégique. [I.2]



**Figure I.12:** Système ORION.

### **I.6.1.2 Applications liées au radar**

A l'origine destinée pour des applications militaires, l'ULB peut être utilisée pour des applications très variées. Dans le domaine du radar on peut citer le radar anticollision des véhicules, les systèmes d'imagerie radar comme le radar de pénétration de sol ou le radar d'imagerie à travers les murs.

Les radars à impulsion ultra large bande utilisent des impulsions très courtes de l'ordre de quelques nanosecondes avec un spectre étendu qui va de quelques dizaines de MHz à quelques GHz. Avec ces propriétés, le radar ULB a plusieurs avantages :

- La brièveté des impulsions à fort contenu spectral permet de mesurer une réponse transitoire de la cible très riche en information et de dissocier les différents échos en réception. Cette particularité fait que cette technique est très robuste en présence de multi trajets.
- Le spectre large d'impulsions lui permet d'obtenir des résultats sur toute la bande à partir d'une mesure unique. Il lui procure aussi un fort pouvoir de détection puisqu'il couvre toute la bande.
- La partie basse du spectre (cf gabarit FCC entre 0 et 1 GHz) favorise la pénétration de l'onde à travers des obstacles comme le sol, la végétation ou les murs. [I.1]

### **I.6.1.3 Localisations et suivi**

Comme le GPS, l'Ultra large bande peut être utilisé pour localiser ou détecter un objet ou une personne.

### **I.6.1.3.1 Localisation d'objet dans un entrepôt:**

Traditionnellement, dans un entrepôt industriel, pour localiser un objet spécifique sur une palette spécifique dans un conteneur spécifique, on utilise la technologie d'identification par radiofréquences ou RFID. Mais cette technologie n'est pas robuste dans un environnement multi-trajet, ce qui peut causer des mauvaises lectures d'objets, des abandons d'objets et donc de nombreuses erreurs. Il faut ajouter aussi que cette technologie a une précision relativement faible (de moins de 30 cm).

La technologie ULB est quant à elle beaucoup plus robuste dans un environnement complexe. Aujourd'hui il existe un système ULB de localisation commercial, fonctionnant dans la bande L, et qui est utilisé dans les hôpitaux (suivi de personnes) ou dans les industries (suivi d'un objet). [I.8]

### **I.6.1.3.2 Localisation de personnes**

L'ultra Large Bande, grâce à sa robustesse vis-à-vis d'un environnement complexe et grâce à sa très large bande passante (résolution spatio-temporelle très fine), peut être utilisée pour localiser et suivre des personnes à l'intérieur d'un bâtiment avec une précision sur la trajectoire de la personne de l'ordre du mètre (dimension du bâtiment). Ce type de précision est inaccessible aux systèmes à base de GPS à l'intérieur d'un bâtiment. [I.2]

## **I.7. LES NORMES DE L'ULB**

L'IEEE 802.15 est un groupe de travail, regroupant une douzaine de compagnies « leader », qui s'occupe essentiellement de standardisations des réseaux personnels sans fil (WPAN) aux Etats-Unis [I.9]. Ce regroupement est à l'origine de la création de différents standards WPAN. Il est divisé en quatre groupes de travail (figure I.13). [I.10]

### **I.7.1 LA SECTION IEEE 802.15.1**

Est responsables de l'avancement du standard basé sur Bluetooth, qui utilise des liens radio à courte portée pour transmettre des données entre divers équipement format un réseau ad-hoc dans la bande 2.4 GHz. ce standard permet des transferts de données entre un équipement WPAN et un équipement 802.11. [I.10]

### L.7.2 LA SECTION IEEE 802.15.2

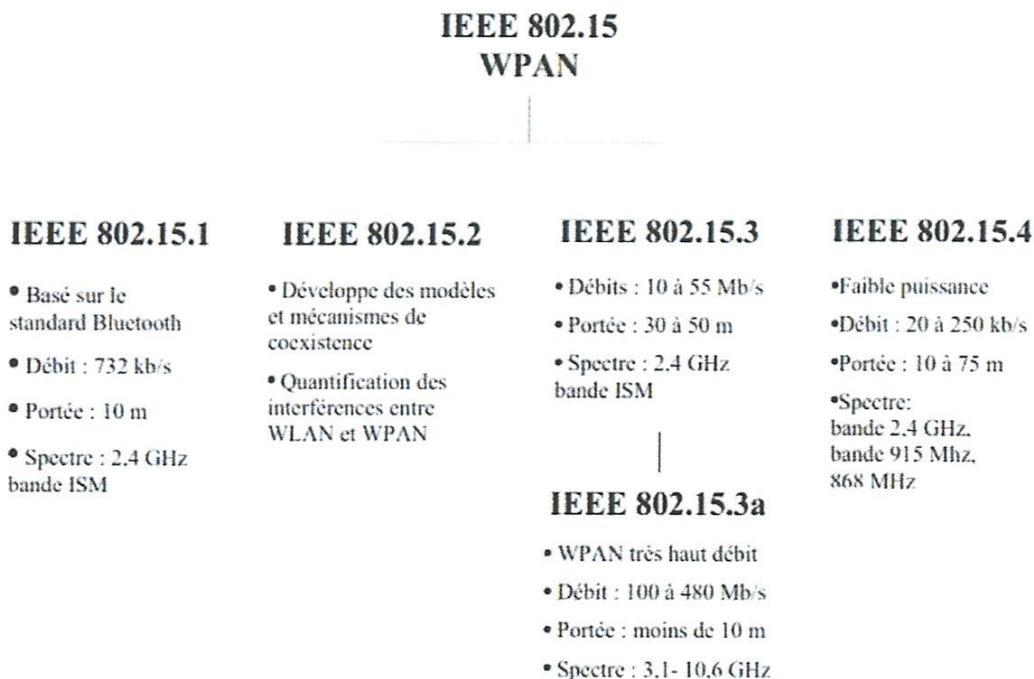
S'occupe des problèmes de coexistence pouvant advenir lorsque deux systèmes sans fils partagent le même environnement d'opérations. Elle doit donc tout d'abord quantifier les effets d'interférences mutuelles entre des équipements WPAN et WLAN. [L.10]

### L.7.3 LA SECTION IEEE 802.15.3

Développé les réseaux WPAN jusqu'à un débit de 55Mb/s. la modulation et le codage sont variés afin de fournir cinq débits de données différents de 11 à 55 Mb/s. La section s'occupant des systèmes ULB est un groupe de travail séparé, L'IEEE 802.15.3.a qui gère les réseaux WPAN à très haut débits utilisant la technologie ULB. Ce groupement a été formé en fin d'année 2001 afin d'étudier une alternative de vitesse supérieure au 802.15.3 ; il a pour but de développer des standards pour systèmes ayant des débits compris entre 110 et 480 Mb/s, et ce pour des portées inférieures à 10 mètres. [L.10]

### L.7.4 LA SECTION IEEE 802.15.4

Responsable des systèmes à bas débits et faible puissance (LP-WPAN). Elle recherche des solutions afin de permettre des durées de vie de batteries de l'ordre du moins à plusieurs années et de faible complexité. [L.10]



**Figure I.13:** Organisation de l'IEEE 802.15. [L.10]

## **I.8 CONCLUSION**

Dans Ce premier chapitre on a présenté la technologie UWB. Et rappelant tout d'abord:

- un bref historique a présenté l'origine de l'ULB lorsqu'elle était utilisée dans les radars pour la localisation a aujourd'hui ou elle représente un grand intérêt pour les communications sans fil.
- les caractéristiques propres à l'ULB comme son occupation spectrale et son fort pouvoir de résolution qui ont permis de placer l'ULB comme un système avec de forts potentiels qui pousse les communautés académiques et industrielles à entrevoir plusieurs applications pour cette technologie,
- des masques de puissance imposant les règles d'émissions des signaux UWB ont été mise en place par les instances de réglementation des différents continents et pays,
- la technologie ULB est aussi entrevue comme un bon candidat pour le futur c'est aussi parce qu'elle peut être combiné avec d'autres technologies de communication, de façon à fournir une solution de communication avec une plus large gamme d'applications et avec des débits favorables.

# **Chapitre II: Les Antennes Ultra Large Bande**

## II.1 INTRODUCTION

L'une des définitions les plus justes d'une antenne est donnée dans la norme IEEE des définitions des termes pour les antennes. D'après cette norme, une antenne est un moyen de rayonnement ou de réception des ondes radio. Plus concrètement, c'est un dispositif qui reçoit des signaux d'une ligne de transmission, les convertit en ondes électromagnétiques et les diffuse dans l'espace libre lorsque l'antenne est en mode d'émission. En mode de réception, elle capte tout simplement les ondes électromagnétiques incidentes et les reconvertit en signaux. La Figure II.1 en fait une illustration très simple.

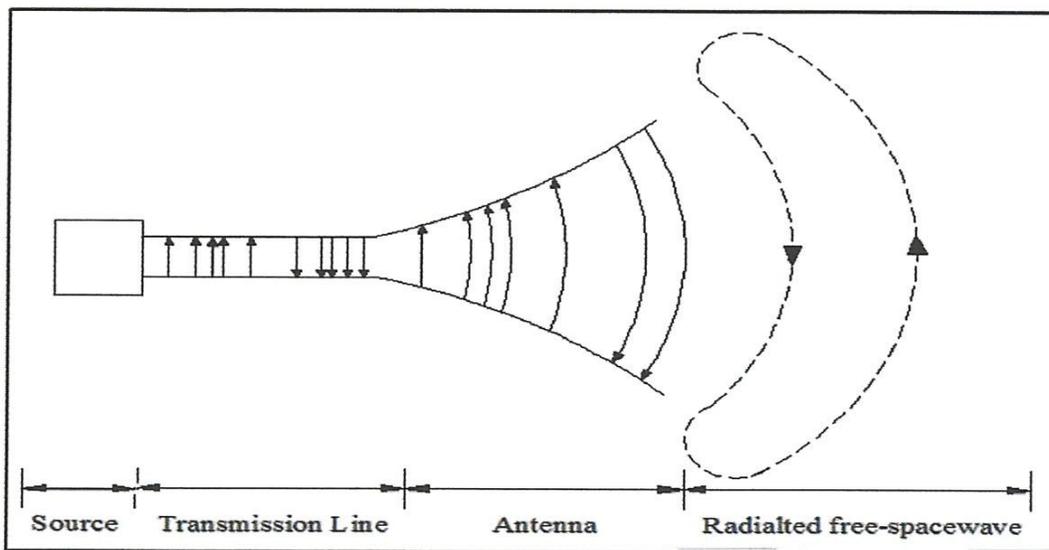


Figure II.1: Rayonnement d'une antenne.

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. En conséquence la forme d'une antenne est commandée par un besoin particulier. C'est pourquoi, les antennes prennent tantôt les formes d'ouverture, de patch, de réflecteurs, de lentilles, d'ensemble d'éléments, etc. Une bonne conception de l'antenne peut assouplir les exigences du système et améliorer la performance globale du système. [II.1]

## II.2 CARACTERISTIQUES "CLASSIQUES "DES ANTENNES

Pour décrire les performances d'une antenne, plusieurs paramètres essentiels que l'on va définir dans ce chapitre sont utilisés: son impédance d'entrée, sa polarisation, son diagramme de rayonnement, son gain et son efficacité. [II.2]

### II.2.1 CARACTERISTIQUES D'ADAPTATION

#### II.2.1.1 représentation en quadripôles

Une antenne peut être représentée comme un quadripôle (Figure II.2), défini par les paramètres S :

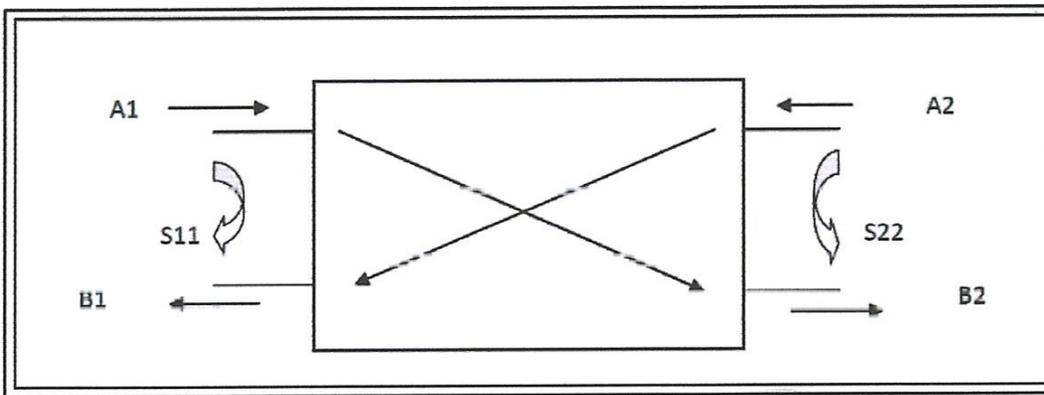


Figure II.2 : Représentation en quadripôle.

$A_1$ ,  $A_2$ ,  $B_1$  et  $B_2$  sont des ondes de puissance.

On a les relations suivantes :

$$B_1 = S_{11} \times A_1 + S_{12} \times A_2 \quad (\text{II-1})$$

$$B_2 = S_{21} \times A_1 + S_{22} \times A_2 \quad (\text{II-2})$$

Le coefficient  $S_{11}$  correspond à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque  $A_2 = 0$ .

Le coefficient  $S_{12}$  représente la transmission de la puissance entrant en sortie vers l'entrée lorsque  $A_1 = 0$ .

Le coefficient  $S_{21}$  est le gain du quadripôle lorsque  $A_2 = 0$ .

Le coefficient  $S_{22}$  est la réflexion en sortie du quadripôle lorsque  $A_1 = 0$ . [II.2]

### II.2.1.2 Impédance d'entrée d'une antenne

On note  $Z_c$  l'impédance caractéristique de la ligne ( $50\Omega$ , en règle générale),

Par rapport au générateur, l'antenne se comporte comme un dipôle électrique. L'impédance d'une antenne est l'impédance vue par les extrémités de l'antenne seule (non reliée à une charge). Cette impédance est définie comme le rapport entre la tension et le courant aux terminaux de l'antenne ou comme le rapport entre les composantes appropriées des champs électriques et magnétiques. On note  $Z_{ant}$  cette impédance dépendant de la fréquence.

$$Z_{ant} = R_{ant}(f) + jX_{ant}(f) \quad (\text{II-3})$$

La partie réelle comporte une partie due au rayonnement ( $R_{ant}$ ) et une partie due aux pertes ohmiques et diélectriques des matériaux. [II.2]

### II.2.1.3 Le coefficient de réflexion et le R.O.S

Le coefficient de réflexion d'une antenne représente le rapport des amplitudes des ondes incidentes sur les ondes réfléchies

Pour une antenne d'impédance  $Z_{ant}$ , reliée à la source par une ligne d'impédance caractéristique  $Z_c$ , le coefficient de réflexion peut être défini comme suite :

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z_{ant} - Z_c}{Z_{ant} + Z_c} \quad (\text{II-4})$$

Avec :  $Z_c = 50 \text{ ohm}$

Le module du coefficient de réflexion est souvent exprimé en décibel (dB) et est noté  $S_{11}$  et se définit comme suit :

$$|S_{11}|_{db} = 20 \log(S_{11}) \quad (\text{II-5})$$

Le coefficient de réflexion permet de connaître la qualité d'adaptation d'une antenne. En effet, plus son module tend vers l'infini négativement, plus l'antenne est adaptée. Souvent, la fréquence de résonance d'une antenne est celle où le coefficient de réflexion est minimal. [II.4]

Dans la pratique, l'adaptation est caractérisée par le module du coefficient de réflexion ou, le plus souvent, par le "Rapport d'Onde Stationnaire" (R.O.S.). [II.5]

Lorsque l'adaptation n'est pas parfaite, la partie de l'onde réfléchie se superpose à l'onde incidente pour ne former qu'une seule onde, appelée onde stationnaire. Il se définit comme le rapport des valeurs maximales et minimales de l'amplitude de l'onde stationnaire. Le ROS ou, en anglais, VSWR pour Voltage Standing Wave Ratio peut également s'exprimer à partir du coefficient de réflexion que nous venons de définir à travers l'expression :

$$ROS = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (\text{II-6})$$

Le terme de TOS (Taux d'Ondes Stationnaires) peut être utilisé à la place de ROS [II.5].

#### II.2.1.4 Caractéristiques de rayonnement

##### a)- *Diagramme de rayonnement*

Le diagramme de rayonnement est la représentation des propriétés de rayonnement de l'antenne en fonction de coordonnées spatiales. Dans la plupart des cas, ces diagrammes sont déterminés en champ lointain où la distribution spatiale de la puissance rayonnée ne dépend pas de la distance. Habituellement, le diagramme représente le champ normalisé (la puissance) par rapport à son maximum.

Il est d'usage de limiter la représentation des diagrammes de rayonnement aux deux plans perpendiculaires: x-z ( $\theta : 0-2\pi ; \varphi=0^\circ$ ) ou plan d'élévation et x-y ( $\varphi : 0-2\pi ; \theta=90^\circ$ ) ou plan azimutal. De façon plus précise, le plan élévation contient le vecteur du champ magnétique et la direction de rayonnement maximum, et le plan azimutal contient la direction du champ électrique et la direction de rayonnement maximum.

La figure II.3 représente un doublet élémentaire avec son diagramme de rayonnement à 3 dimensions. Le gain est exprimé en dBi, ce qui signifie que le gain est rapporté à celui d'une antenne isotrope. [II.2]

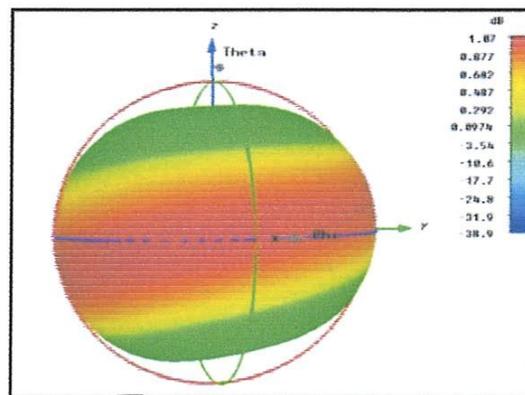


Figure II. 3: diagramme de rayonnement en 3 dimensions.

La figure II.4 illustre les diagrammes de rayonnement dans le plan H et dans le plan E

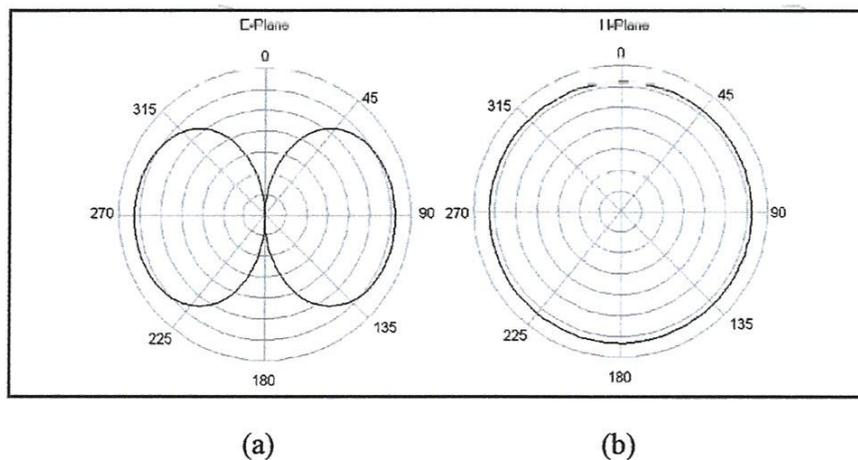


Figure II. 4: (a) Diagramme de rayonnement d'un dipôle dans le plan E ( $\varphi=0$ ).

(b) Diagramme de rayonnement d'un dipôle dans le plan H ( $\theta=\pi/2$ ).

### b)- Directivité

La directivité d'une antenne est le rapport de la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction  $\Delta$  ( $\theta, \varphi$ ) à la puissance que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide pour une même puissance totale rayonnée.

$$D = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R} \quad (\text{II-7})$$

$P(\theta, \varphi)$ : La puissance rayonnée par unité d'angle solide  $(\theta, \varphi)$

$P_R$ : La puissance totale rayonnée.

La directivité indique dans quelles directions la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope. [II.6]

### c)- Gain

La puissance rayonnée par une antenne varie généralement selon la direction considérée. Le gain d'une antenne dans une direction  $(\theta, \varphi)$  est le rapport de la puissance rayonnée dans cette direction  $P(\theta, \varphi)$  à la puissance que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide avec la même puissance d'alimentation et il est exprimé par (II.8) [II.6].

$$G = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_A} \quad (\text{II-8})$$

$P_A$ : La puissance d'alimentation d'une antenne.

La relation entre le gain et la directivité d'une antenne est donnée par l'équation suivante [II.6] :

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (\text{II-9})$$

$\eta$  : Le rendement

### d)- Rendement

Soit  $P_R$  la puissance d'alimentation d'une antenne. Cette puissance est transformée en une puissance rayonnée  $P_R$ . Dans le sens de l'émission, la puissance rayonnée est inférieure à la puissance d'alimentation. L'antenne est un transformateur imparfait. Il y a des pertes lors de la transformation d'énergie, comme dans tout système. L'efficacité de l'antenne est définie par :

$$\eta = \frac{P_R}{P_A} \quad (\text{II-10})$$

Elle permet de mesurer le taux de transformation. C'est un rendement au sens thermodynamique du terme :  $\eta \leq 1$

Le rendement est lié aux pertes dans le réseau de polarisation et dans les éléments rayonnants. En comparant les équations II7-II8, on voit que le rendement relie le gain et la directivité [II.5]:

$$P_R = \eta \cdot P_A \Rightarrow G = \eta \cdot D \quad (\text{II-11})$$

### e)- Polarisation

La polarisation d'une antenne caractérise la polarisation de l'onde électromagnétique rayonnée par l'antenne en champ lointain. L'onde en champ lointain a localement les caractéristiques d'une onde plane. Les vecteurs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  sont perpendiculaires et appartiennent à un plan perpendiculaire à la direction de propagation  $(\vec{u}_\theta, \vec{u}_\varphi)$ .

On a :

$$\vec{E} = E_\theta \vec{u}_\theta + E_\varphi \vec{u}_\varphi \quad (\text{II-12})$$

Il existe trois types de polarisation d'antenne : linéaire, circulaire et elliptique, la polarisation linéaire et la polarisation circulaire étant des cas spéciaux de polarisation elliptique.

- Polarisation linéaire :  $E_\theta$  et  $E_\varphi$  sont en phase
- Polarisation circulaire :  $E_\theta$  et  $E_\varphi$  sont égaux en module et vibrent en quadrature
- Polarisation elliptique : Les composantes  $E_\theta$  et  $E_\varphi$  vibrent en quadrature mais leurs modules sont quelconques. [II.2]

## II.3 Les antennes Ultra Large Bande (ULB)

La caractéristique première qui sert à distinguer une antenne ULB des antennes usuelles est, tout naturellement, la largeur de la bande passante. Pour le FCC, l'antenne ULB adéquate doit fournir une bande passante absolue minimale de 500 MHz, ou une bande passante fractionnelle minimale de 0,2. La seconde distinction tient au fait que la performance de l'antenne ULB doit être en stricte conformité avec la bande opérationnelle entière. La troisième distinction est que les

propriétés du rayonnement omnidirectionnel ou directionnel sont indispensables dépendamment de l'application pratique. La quatrième distinction fait référence à la taille de l'antenne. [II.1]

## II.4 CLASSIFICATION DES ANTENNES ULB

De nombreuses antennes ULB ont été développées principalement pour le domaine des télécommunications ULB. Généralement ces dernières sont peu directives contrairement aux besoins du réseau à concevoir. La diversité des antennes ULB est tellement vaste qu'il est impossible de faire un recensement exhaustif des antennes existantes.

### II.4.1 ANTENNES INDEPENDANTES DE LA FREQUENCE

Les antennes indépendantes de la fréquence sont connues depuis longtemps et ont été définies par Rumsey en 1957. Ce sont des antennes qui sont entièrement définies par leurs dimensions angulaires. Les performances de l'antenne (diagramme de rayonnement, impédance d'entrée) sont indépendantes de la fréquence. Pour ce type d'antenne, si l'on multiplie toutes les dimensions de l'antenne par un facteur X, les performances de l'antenne restent inchangées, seule la fréquence de travail augmente du même facteur X. L'expression générale de leur forme géométrique peut se mettre sous la forme suivante:

$$r = e^{a(\varphi+\varphi_0)} F(\theta) \quad (\text{II-13})$$

Où  $r$ ,  $\theta$ ,  $\varphi$  sont les coordonnées sphériques,  $a$  et  $\varphi_0$  deux constantes et  $F$  une fonction ne dépendant que de  $\theta$ .

Théoriquement, ces antennes présentent une bande passante infinie, cependant, en pratique leur bande passante est finie à cause des dimensions finies de l'antenne.

On étudiera dans ce paragraphe plusieurs antennes indépendantes de la fréquence couramment utilisées en étudiant leur comportement fréquentiel (diagramme de rayonnement et adaptation) et leur comportement en régime impulsionnel : les antennes spirales et les antennes log-périodiques font partie de ce groupe d'antennes. [II.2]

### II.4.1.1 ANTENNE SPIRALE

Ces antennes ont été décrites par Dyson en 1959. Il existe trois types de spirales: spirale équiangulaire (spirale logarithmique), spirale conique et la spirale de type Archimède.

#### a) Antenne a spirale logarithmique

L'antenne spirale équiangulaire ou logarithmique fait partie des antennes indépendantes de la fréquence, puisqu'elle peut être définie uniquement par ses angles. Pour que l'antenne ait une impédance constante, sur toute la gamme de fréquences, il faut que la largeur de la partie rayonnante de l'antenne demeure proportionnelle à la longueur des brins. De plus, si on souhaite que l'antenne garde une structure symétrique, l'antenne doit être constituée de deux brins identiques, chacun de ces brins formant deux spirales de même centre.

Du fait de la géométrie de la structure, la polarisation du signal rayonné est circulaire. Aux fréquences où la longueur des conducteurs est très petite par rapport à la longueur d'onde, la polarisation est linéaire. Si la fréquence augmente (longueur de brins augmente), la polarisation du champ devient elliptique puis circulaire.

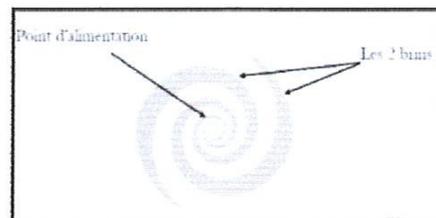
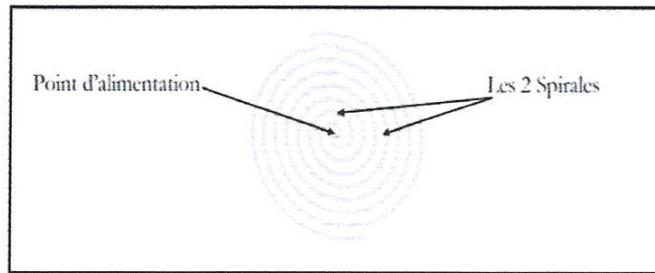


Figure II.5: Antenne spirale logarithmique

Théoriquement, elle possède une bande passante infinie. Mais l'antenne spirale logarithmique couvre une bande passante de quelques octaves car ses dimensions géométriques sont finies. La fréquence haute d'adaptation est limitée par l'espace entre les deux conducteurs (espaces relativement faibles par rapport à la longueur d'onde. [II.2]

#### b) Antenne a spirale d'Archimède

L'antenne spirale d'Archimède est formée de deux spirales imbriquées, Elle fait aussi partie des antennes indépendantes de la fréquence, même si elle n'est pas totalement définie par ses angles.



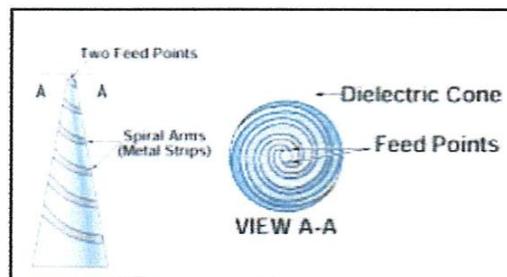
**Figure II.6:** Antenne spirale d'Archimède.

Ce type d'antenne est plus utilisé que les antennes à spirale logarithmique car, à performance égale (même bande passante), cette structure est plus compacte que la spirale logarithmique. L'étalement linéaire des brins de la spirale permet de faire plus de tours par unité de surface que l'antenne équiangulaire. Ses spécificités ressemblent beaucoup à celles des types d'antennes à spirales que l'on a vues précédemment. Sa bande passante est de plusieurs octaves et est limitée par les rayons externes de la spirale, Sa polarisation est circulaire et son diagramme de rayonnement bidirectionnel. [II.2]

### c) Antenne a spirale conique

Le fonctionnement et la conception de l'antenne conique sont présentés par John D Dyson en 1965. Cette antenne est constituée d'un cône de diélectrique sur lequel reposent deux spirales de métal s'enroulant sur le cône. Cette antenne peut être vue comme une version 3D de la spirale logarithmique.

Ainsi, l'antenne conique est une structure entièrement définie par des angles, c'est donc une antenne indépendante de la fréquence.



**Figure II.7:** Antenne conique.

Les limites de la bande passante sont définies par les rayons minimal et maximal du cône, Le rayonnement pour chaque fréquence de la bande passante s'effectue sur la partie du brin située à une longueur d'onde de la source.

Le diagramme de l'antenne est plutôt unidirectionnel suivant le sommet du cône et son maximum est suivant son axe. Elle est plus directive que l'antenne log-spiral plane.

La polarisation de cette antenne est circulaire sur l'ensemble de la bande passante. [II.7]

#### II.4.1.2 ANTENNE LOG-PÉRIODIQUE

Le concept d'antenne log-périodique a été introduit par Duhamel et Isbell en 1958. Ce type d'antenne est conçu à l'aide de deux paramètres : le taux de périodicité  $\tau$  et l'angle  $\alpha$ . Le taux de périodicité est le rapport de la distance entre deux éléments rayonnant ( $R_n$  et  $R_{n+1}$  cf. Figure II.8) ou le rapport des fréquences de deux éléments rayonnants adjacents. La périodicité des éléments s'effectue en  $\ln(\tau)$ , d'où le nom donné à ces antennes. Plus ce taux se rapproche de 1, plus l'antenne peut être considérée comme indépendante en fréquence. La dimension maximale des antennes log-périodique est égale à  $\lambda/2$ . L'angle  $\alpha$  (défini en Figure I-8) définit la longueur maximale et minimale des éléments rayonnants de l'antenne. La directivité de l'antenne peut être augmentée avec la diminution de  $\alpha$  et l'augmentation de  $\tau$ . L'antenne est alimentée en son centre par une ligne bifilaire d'impédance caractéristique de 50 Ohms. Le comportement de ces antennes est dispersif, leur centre de phase se déplaçant en fonction de la fréquence.

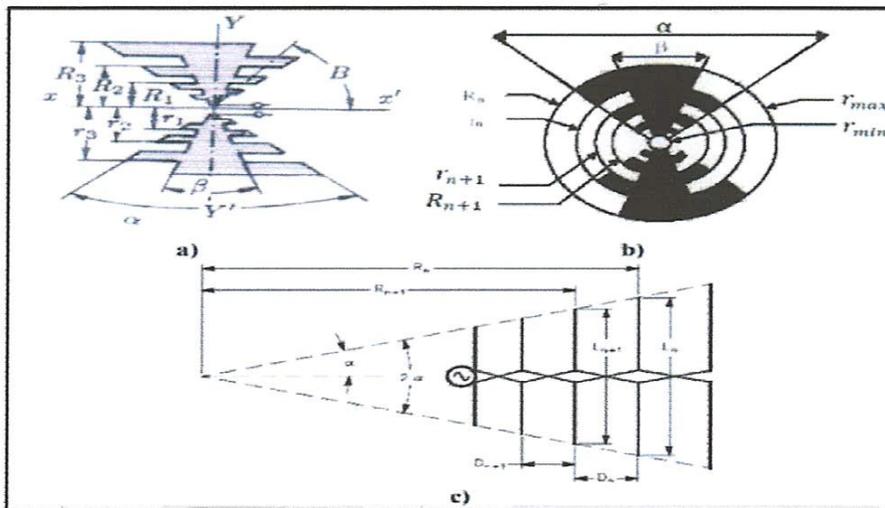


Figure II.8: a) Antenne log-périodique trapézoïdale b) Antenne log-périodique circulaire c) Antenne dipôle log-périodique

Les antennes log-périodique sont constituées d'éléments rayonnants dont les dimensions se déduisent les unes des autres par des homothéties de rapport  $\tau$ . La longueur de ces éléments le long de l'antenne est définie par les deux angles  $\alpha$  et  $\beta$  présentés en Figure I-8. La largeur et la position des éléments se déduisent du rapport  $R_{n+1} / R_n = r_{n+1} / r_n = \tau$ .

La taille des éléments est égale à  $\lambda/4$ . A chaque élément est donc associée une fréquence pour laquelle le rayonnement s'effectue. La dimension du plus grand élément définit donc la fréquence basse de fonctionnement. Cette dimension fixe l'encombrement maximale de l'antenne. La dimension du plus petit élément définit la fréquence haute de la bande passante. Le rayonnement de cette antenne s'effectue de manière bidirectionnelle par rapport au plan de l'antenne. La polarisation est linéaire suivant la direction des dents de l'antenne. Dans le cas de l'antenne dipôle log-périodique l'angle  $\beta$  est nul, ses éléments rayonnants sont de simples dipôles demi-onde à diamètre constant et son rayonnement est omnidirectionnel dans le demi-espace contenant l'antenne. [II.7]

#### II.4.1.3 ANTENNE A SPIRALE « SINUEUSE »

Cette antenne est une combinaison des structures des antennes log-spirale et log-périodique circulaire. La structure est proposée dans un brevet déposé par Duhamel en 1985. Elle permet d'avoir une double polarisation et de garder une impédance constante sur toute la gamme de fréquence.

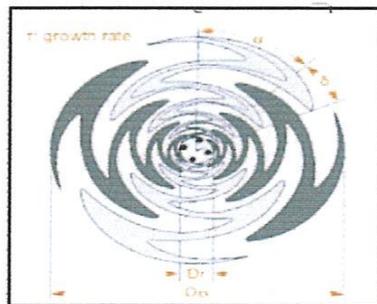


Figure II.9: Antenne spirale "sinueuse".

Elle est composée de 4 bras. Chaque bras est composé de p-cellules. Chaque cellule du bras s'étend sur un angle d'ouverture  $\alpha$ . L'angle  $\delta$  détermine la largeur des angles de chaque bras. Cet angle permet de contrôler l'impédance d'entrée de la spirale. La distance radiale entre chaque cellule dépend du rapport  $\tau$  défini pour les paramètres  $\alpha$  et  $\tau$  présentés en Figure II.9. Les performances de l'antenne dépendent d'un compromis sur le choix des paramètres  $\alpha$  et  $\tau$ . la bande

passante est limitée, aux hautes fréquences, par le diamètre intérieur ( $D_i$ ) et aux basses fréquences par le diamètre extérieur ( $D_o$ ). Le diagramme de rayonnement de l'antenne est bidirectionnel. [II.7]

## II.4.2 ANTENNES DIRECTIVES

Les antennes ULB directives peuvent être décrites comme des systèmes de transition entre un guide d'onde et l'espace libre. On part d'une ligne de transmission dont l'un des paramètres est une impédance caractéristique constante quelque soit la fréquence, puis les lignes de transmission s'évasent pour amener graduellement la structure à l'impédance du vide. L'onde peut maintenant rayonner. L'antenne ULB directive est souvent utilisée dans des applications particulières, par exemple dans le cas d'une station de base en communication avec des stations fixes. D'autres systèmes requièrent que l'antenne rayonne plutôt dans un demi-espace. On peut citer comme exemple l'antenne de point d'accès accrochée au mur ou encore une antenne en façade d'appareils électroniques. Certaines antennes ULB directives sont aussi couramment utilisées dans le cadre de mesure d'antennes en chambre anéchoïde. Contrairement aux antennes étudiées précédemment, il est très difficile de miniaturiser ce type d'antenne.

## II.4.3 ANTENNES OMNIDIRECTIONNELLES

### II.4.3.1 Antenne biconique

Le fonctionnement de cette antenne est expliqué pour la première fois par Carter en 1939. Elle est constituée de deux cônes métalliques, dont les sommets se font face et partent à l'infini. Ces cônes sont caractérisés par leur angle d'ouverture  $\alpha$ .

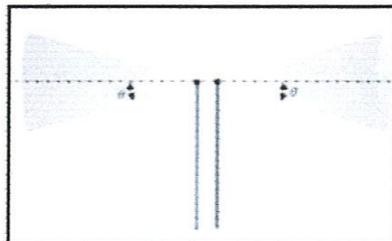


Figure II.10: Antenne biconique

La dimension maximale de l'antenne définit la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne. Cette dimension est égale à  $\lambda/4$  à la fréquence basse. La taille totale de l'antenne est donc égale à  $\lambda/2$ .

La bande passante de cette antenne peut atteindre 120% à 150%. Le diagramme de rayonnement est dipolaire et omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire aux axes des cônes. [II.7]

#### II.4.3.2 Antenne bow-tie

Cette antenne est la version plane de l'antenne biconique. Elle présente l'avantage d'être légère, simple géométriquement, peu coûteuse à réaliser et compacte. La bande passante est inférieure à sa version volumique. La longueur électrique des antennes bow-tie est d'environ  $\lambda/2$ .

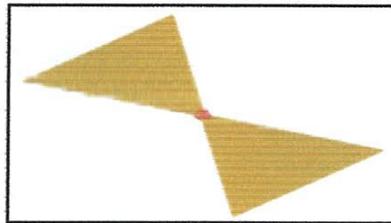


Figure II.11: Antenne bow-tie.

L'antenne bow-tie est constituée de deux triangles. Ses propriétés reposent essentiellement sur l'angle d'ouverture  $\alpha$  des sommets des deux triangles. Sa bande passante est toutefois large car il est possible de dépasser 100% de bande passante. Le rayonnement est celui d'un dipôle ; il est omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à l'antenne. [II.7]

#### II.4.3.3 Antenne monopole triangulaire

Le monopole triangulaire est composé d'un triangle plan avec un angle d'ouverture  $\alpha$  perpendiculaire à un plan de masse. L'angle  $\alpha$  donne un degré de liberté pour définir les caractéristiques de l'antenne.

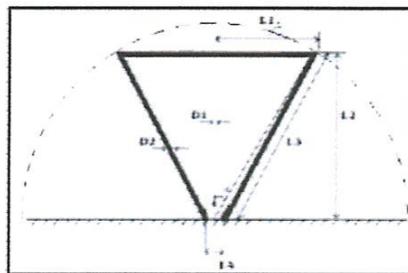


Figure II.10: Antenne monopole triangulaire.

La bande passante est comprise entre 80% et 120%, Le diagramme de rayonnement en azimut est quasi omnidirectionnel. [II.7]

#### II.4.3.4 Antenne monopole circulaire

le monopole circulaire est proposé pour la première fois par Satoshi et al. en 1992. L'année suivante, Hammoud et al. proposent une méthode pour améliorer la bande passante et atteindre la décade. L'antenne est constituée d'un disque plan perpendiculaire à un plan de masse. La dimension du plan de masse doit être inférieure à une demi-longueur d'onde de la fréquence basse de la bande passante. La hauteur du disque est égale à  $\lambda/4$ . La hauteur entre le plan de masse et le disque est le paramètre ayant le plus d'impact sur l'adaptation en basse fréquence de l'antenne.

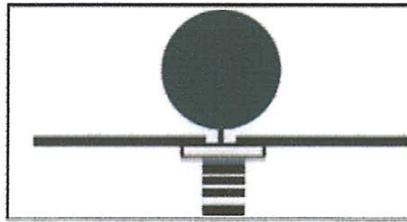


Figure II.11: Antenne monopole circulaire.

La bande passante de l'antenne atteint la décade (160%). Son diagramme de rayonnement en azimut est quasi omnidirectionnel, tout en privilégiant le demi-plan contenant le disque en élévation. [II.7]

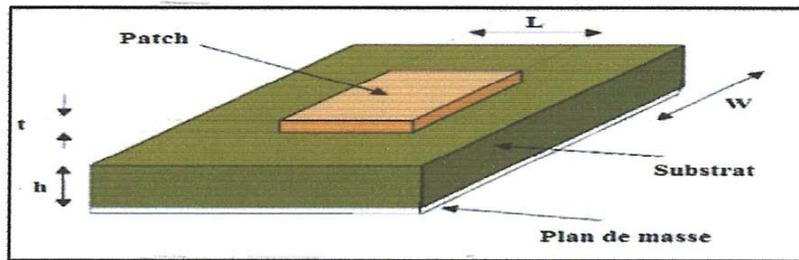
#### II.4.3.5 ANTENNES MONOPOLE IMPRIMEE

Le but des antennes monopoles imprimées est de garder les performances des antennes monopoles avec les avantages des antennes imprimées. C'est-à-dire avoir des structures compactes, légères, moins coûteuses et sont plus faciles à réaliser

La technologie imprimée permet aussi d'avoir plus de liberté sur la forme géométrique des monopoles et de leur plan de masse.

### II.5 THEORIE DES ANTENNES IMPRIMEE

Dans sa structure de base (figure II.12) : Une antenne à éléments rayonnants imprimés, communément appelée antenne patch est une ligne micro ruban de forme particulière. Elle se compose d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique dont la surface porte un ou plusieurs éléments métalliques. [II.9]



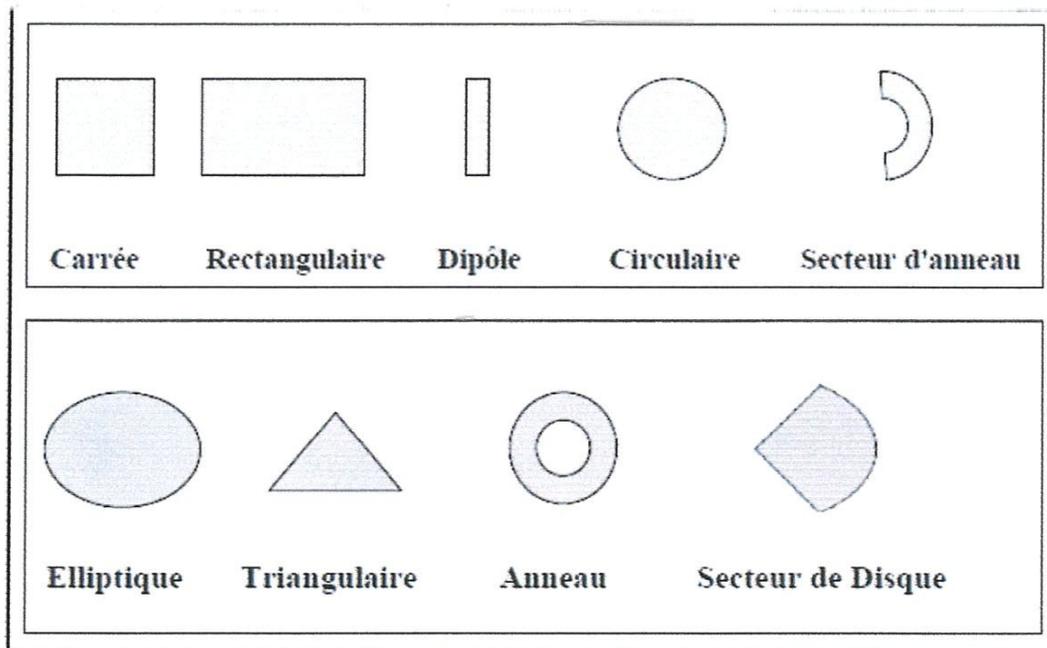
**Figure II.12:** Présentation d'une antenne imprimée.

L : Longueur du patch, t : épaisseur du patch.

W : Largeur du patch, h : épaisseur du substrat (diélectriques).

### II.5.1 LES DIFFERENTES FORMES D'UNE ANTENNE PATCH

L'antenne patch peut prendre plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carré circulaire ou simplement un dipôle. Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication, mais également un diagramme de rayonnement très intéressant. La figure suivante montre ces différentes formes. [II.3]



**Figure II.13:** Différentes formes d'antennes patch.

## II.5.2 TECHNIQUES D'ALIMENTATION

Il existe plusieurs techniques pour l'alimentation des antennes microrubans, ces techniques peuvent être soit par contact direct soit par couplage, les plus communément utilisées sont l'alimentation par ligne microruban, par sonde coaxiale, par couplage de proximité ou par ouverture.

Donc Les méthodes d'alimentation des antennes plaques peuvent être classées en deux catégories :

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

### II.5.2.1 alimentation par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant

Dans ce cas la ligne d'alimentation entre en connexion directement sur le côté rayonnant du patch (Figure II.14), cette technique est l'une des méthodes les plus utilisées. Il existe une variation de l'impédance d'entrée car le point d'alimentation est déplacé le long de ce côté. [II.9]

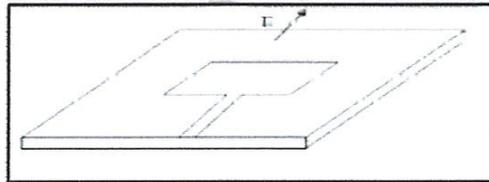


Figure II.14 : Patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant.

### II.5.2.2 alimentation par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant

La ligne d'alimentation entre en contact avec le patch sur le bord non rayonnant (Figure II.15), dans ce cas les calculs sont plus complexes, car les courants de la ligne d'alimentation, sont orthogonaux à ceux du patch. [II.9]

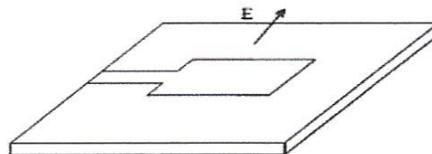


Figure II.15 : Patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant.

### II.5.2.3 Alimentation coaxiale

L'alimentation coaxiale ou l'alimentation de sonde est une technique très utilisée pour alimenter les antennes micro rubans (Figure II.16). Dans ce cas le conducteur intérieur du connecteur coaxial traverse le diélectrique et soudé au patch, alors que le conducteur externe est relié au plan de masse. L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être appliquée à n'importe quel endroit choisi à l'intérieur du patch, avec une facilité de fabrication. Cependant, cette méthode présente des inconvénients au niveau du diagramme de rayonnement. En effet, la connexion génère un pic de courant localisé au niveau de l'élément rayonnant qui peut induire une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement. De plus, des pertes apparaissent avec le perçage du plan de masse, du diélectrique ainsi que de l'élément plaqué. [II.9]

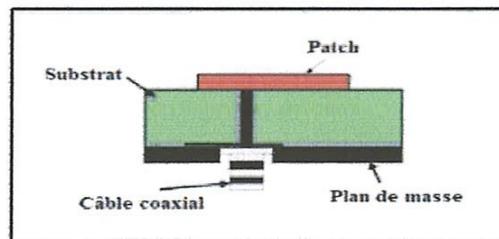


Figure II.16 : Antenne micro ruban alimenté par câble coaxial.

### II.5.2.4 Alimentation couplée par ouverture

Dans ce type d'alimentation, le patch de rayonnement et la ligne d'alimentation du micro ruban sont séparés en plan de masse comme indique sur la Figure II.17. La jonction entre le patch et la ligne d'alimentation est faite par une ouverture ou une fente dans le plan de masse. Ce type d'alimentation est difficile à concevoir à cause des couches multiples, qui augmentent l'épaisseur d'antenne. Cependant elle offre l'élargissement de bande passante. [II.9]

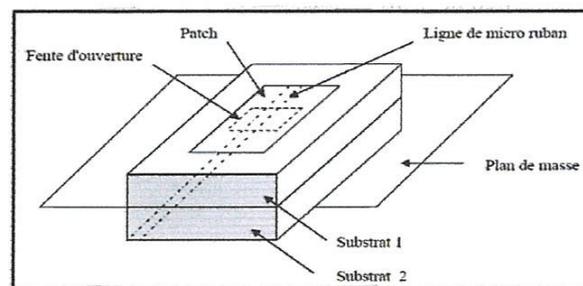


Figure II.17: Alimentation couplée par ouverture.

### II.5.2.5 Alimentation couplée par proximité

Ce type d'alimentation est représenté sur la figure II.18, deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est entre les deux substrats et le patch de rayonnement est sur le substrat supérieur. L'avantage principal de cette technique d'alimentation est l'élimination du faux rayonnement d'alimentation et l'obtention d'une bande passante plus large. Parmi les inconvénients de cette méthode d'alimentation nous citons la difficulté de fabrication à cause des deux couches diélectriques nécessitant un alignement approprié, ainsi que la difficulté d'intégration de dispositifs actifs. [II.9]

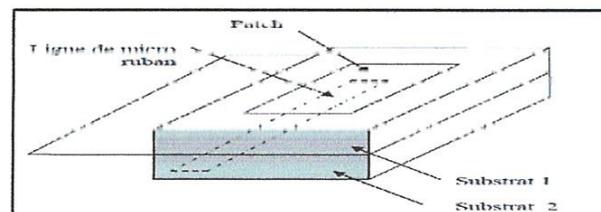


Figure II.18: Alimentation couplée par proximité.

## II.6 Avantages et Inconvénients des antennes Imprimées

Actuellement, les antennes micro rubans sont largement utilisées, leurs applications couvrent un large domaine de fréquence 100 MHz à 100 GHz, leur configuration et dimensions favorisent leurs intégrations sur de nombreux mobiles (avion, voiture, missile,).

Parmi les avantages de ces d'antennes, on peut citer :

- Profil plat
- Faible poids.
- Volume réduit.
- La conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes.
- Simplicité de leurs structures.
- Faible coût de fabrication donc la production en grandes quantités devient facile.
- Plusieurs éléments radiants peuvent être placés sur la même plaque avec le réseau d'alimentation ou avec d'autres circuits imprimés (déphaseurs, commutateurs, etc.).

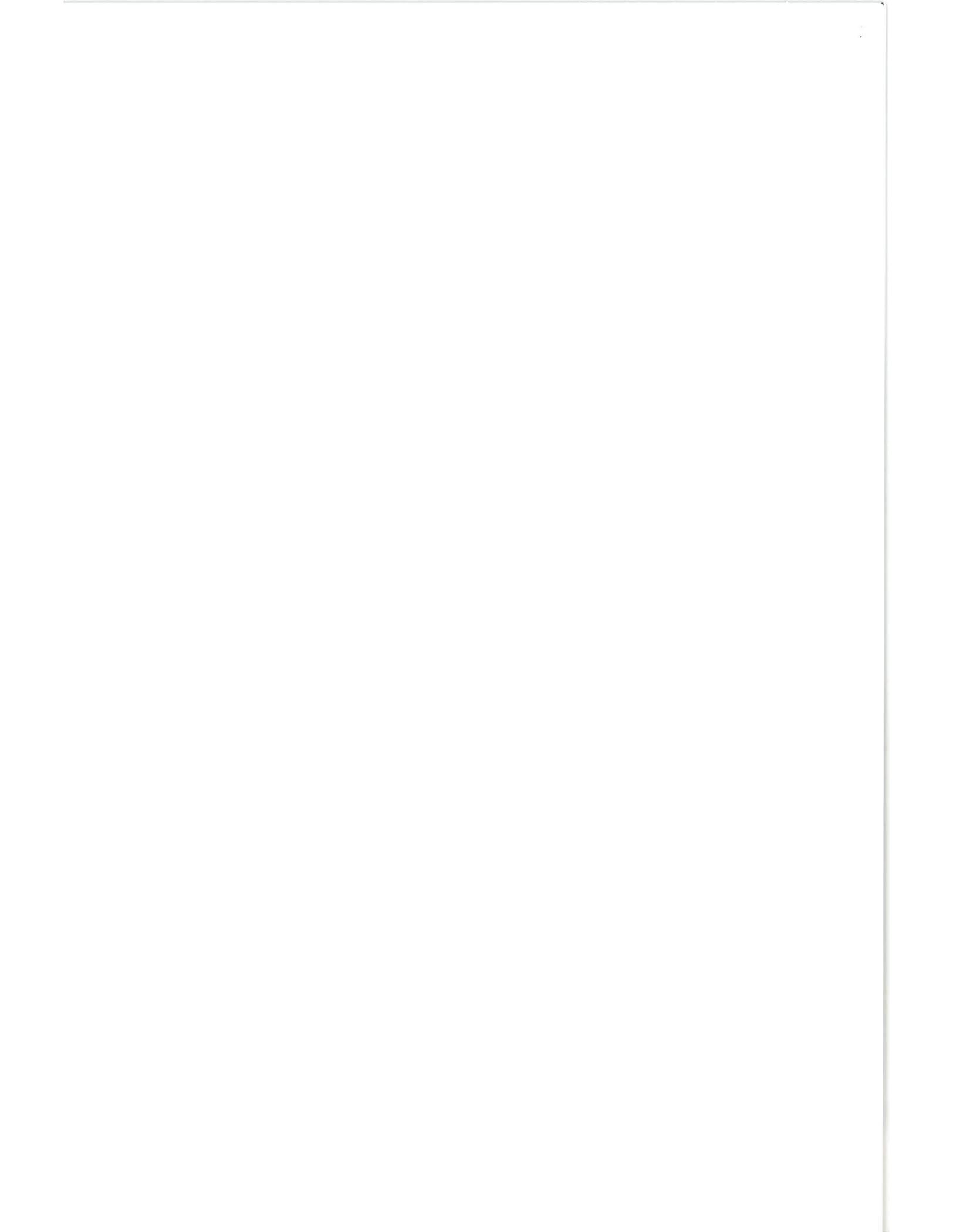
Cependant, elles présentent les inconvénients suivants :

- Faible bande passante (1 à 5 %), le facteur de qualité  $Q_s$  va d'environ 50 jusqu'à 75.
- Faible puissance.
- Impureté de la polarisation.
- Faible gain.

## II.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté brièvement la théorie des antennes, ensuite nous avons parlé sur les différents types d'antenne ULB, parmi ces antennes on trouve, la catégorie des antennes indépendantes de la fréquence qui à son tour contiennent plusieurs antennes telle que les antennes à spirale équiangulaire, spirale conique et la spirale de type archimède. ensuite la catégorie des antennes omnidirectionnelles qui comprend les antennes monopoles comme les antennes monopoles triangulaires et circulaires ainsi que les monopoles imprimés et leur techniques d'alimentation et enfin on a cité quelques avantages et inconvénients des antennes ULB.

**Chapitre III: Techniques De  
Miniaturisation Et Géométrie  
Fractale**



### III.1 INTRODUCTION

De nos jours, les antennes peuvent être retrouvées dans des objets usuels de toutes sortes. Maintes applications qui s'étendent des télécommunications (terminaux mobiles) aux moyens de transport (capteur de pression pour les pneus d'une voiture) en passant par la médecine (implant auditif par exemple) ont vu ou voient le jour. Dans un contexte de généralisation des systèmes de communication sans fil, le besoin de miniaturiser les antennes va en augmentant afin de permettre leur intégration sur de petits objets aux fréquences UHF.

A ces fréquences, l'antenne est le composant le plus volumineux et sa miniaturisation constitue un des défis actuels les plus importants des concepteurs d'objets communicants. La multiplication des standards de communication renforce également ces besoins d'intégration et de miniaturisation puisqu'aujourd'hui près d'une dizaine d'antennes peuvent être amenées à cohabiter sur un même terminal mobile. Nous allons définir en premier lieu ce qu'est une antenne miniature et présenterons ses caractéristiques, et en second lieu nous détaillerons les techniques de miniaturisation qui existent dans la littérature.

### III.2 DEFINITION

Selon les travaux de Wheeler, une antenne est dite électriquement petite (AEP) si sa dimension maximale est inférieure à  $\lambda\pi$  ( $\lambda$  étant la longueur d'onde), cette valeur est communément nommée la radian sphère. Cette définition est équivalente au fait de dire qu'une antenne est électriquement petite si elle satisfait la condition suivante :

$$ka < 1 \quad (III-1)$$

Où  $k$  est le nombre d'onde  $2\pi/\lambda$ , et  $a$  le rayon de la sphère minimale qui englobe l'antenne (Figure III.1). Cette sphère minimum englobant l'antenne sera nommée dans la suite, la sphère de Chu.

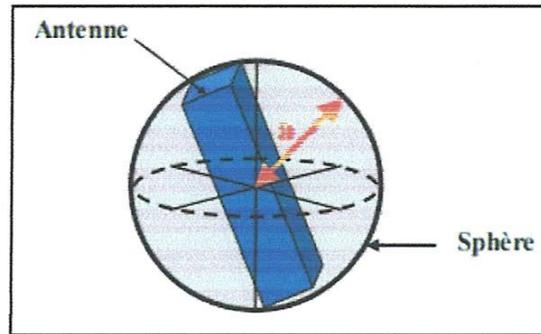


Figure III.1: Sphère minimale qui englobe l'antenne : sphère de Chu

Le radian sphère correspond à la distance de transition entre le champ proche où l'énergie électromagnétique est stockée dans l'antenne et le champ lointain où celle-ci est propagée. Cette réduction de taille des antennes par rapport à la longueur d'onde électrique limite les performances radioélectriques des antennes.

Les performances d'une AEP sont caractérisées par la taille électrique  $ka$ , le facteur de qualité  $Q$  (ou bande passante), et l'efficacité. Une attention plus particulière est portée au facteur de qualité et son lien avec la taille électrique. En effet, plusieurs études ont été menées pour déterminer la valeur minimale du facteur de qualité (et donc maximum de bande passante) pour une taille d'antenne donnée. [III.1]

### III.3 LIMITES FONDAMENTALES DES ANTENNES MINIATURES

#### III.3.1 FACTEUR DE QUALITE D'UNE ANTENNE

Wheeler remarque que la miniaturisation d'une antenne entraîne une limitation sur la bande passante et souligne également que l'efficacité d'une antenne est liée au volume qu'elle occupe, le volume étant inversement proportionnel au facteur de qualité  $Q$  [III.2]. La miniaturisation d'une antenne s'étudie à l'aide du facteur de qualité de l'antenne. L'expression du facteur de qualité d'une antenne généralement admise est donnée en équation (III-2). Cette expression est utilisée par Chu et Wheeler. Elle reste très généralement utilisée.

$$Q = \frac{2\omega_0 \max(W_E, W_M)}{P_A} \quad (\text{III-2})$$

Où  $W_E$  et  $W_M$  sont les quantités moyennes d'énergie non rayonnée respectivement électrique et magnétique,  $\omega_0$  est la pulsation à la fréquence  $f_0$  et  $P_A$  la puissance reçue ou rayonnée par l'antenne [III.3].

### III.3.2 EFFICACITE RAYONNEE

Au même titre que le facteur de qualité, l'efficacité rayonnée  $\eta$  est un paramètre critique pour les AEP. On la définit par le rapport entre la puissance rayonnée et celle acceptée par l'antenne. Les pertes au niveau de l'antenne sont modélisées par une résistance série de pertes  $R_{loss}$ . Nous pouvons écrire l'efficacité rayonnée de la manière suivante, en sachant que  $R_{rad}$  est la résistance de rayonnement :

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} = \frac{R_{rad}}{R_A} \tag{III-3}$$

$R_A$  correspond à la résistance totale d'entrée  $R_{rad} + R_{loss}$ . En pratique, on s'aperçoit que lorsque la taille électrique  $ka$  de l'antenne diminue,  $R_{rad}$  diminue et  $R_{loss}$  devient le terme dominant dans l'équation (III-3). L'origine de la diminution de l'efficacité pour de faibles tailles d'antennes est due principalement aux pertes par conduction et aux pertes diélectriques.

[III.1]

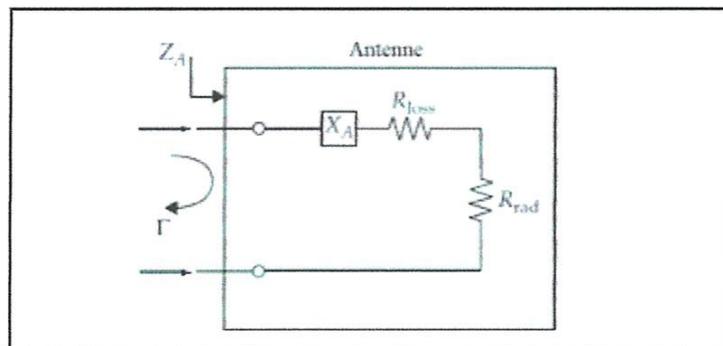


Figure III.2 : Représentation des pertes dans l'antenne.

### III.3.3 FACTEUR DE MINIATURISATION

En pratique, pour évaluer la réduction d'une antenne le facteur de miniaturisation est calculé. Il existe deux manières d'évaluer ce facteur de miniaturisation :

- Réaliser l'antenne compacte telle que ses performances électromagnétiques se rapprochent le plus de l'antenne de référence, et faire le rapport des dimensions de l'antenne miniature sur celles de l'antenne de référence.

- Réaliser l'antenne compacte avec les mêmes dimensions maximales et comparer le rapport des fréquences, soit à un niveau d'adaptation donné, soit à un niveau de gain dans l'axe donné. [III.3]

Le facteur de miniaturisation (FM) est défini par le rapport de la grandeur caractéristique de l'antenne miniaturisée ( $L_{\text{miniat}}$ ) par rapport à celle de l'antenne en espace libre ( $L_{\text{esplib}}$ ) pour une fréquence fixe (la fréquence du mode résonant). [III.4]

$$FM = L_{\text{miniat}} / L_{\text{esplib}} \quad (\text{III-4})$$

Nous exprimons cette valeur en %

### III.4 TECHNIQUES DE MINIATURISATION

La miniaturisation d'antenne est régie et limitée par des principes physiques que nous allons exposer. Elle se fait à l'aide de quelques grandes techniques qui possèdent leurs avantages et leurs inconvénients. Il convient alors de les combiner judicieusement pour atteindre les objectifs initialement fixés. Ces techniques peuvent être regroupées dans deux grandes catégories : l'utilisation de matériaux et la modification géométrique des antennes. [III.2]

#### III.4.1 UTILISATION DE MATERIAUX

En électromagnétisme les matériaux sont caractérisés électriquement à l'aide de deux paramètres : la permittivité relative  $\epsilon_r$  et la perméabilité relative  $\mu_r$ . Ces paramètres permettent de caractériser le comportement d'un champ électromagnétique dans la matière. La vitesse de propagation d'une onde électromagnétique dans un matériau est proportionnelle

à  $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}$  En utilisant des matériaux qui présentent une forte permittivité relative et/ou

perméabilité relative, il est donc possible de diminuer la vitesse de propagation de l'onde. Cette diminution de la vitesse de phase implique que l'onde se propage à une vitesse inférieure à celle de la lumière. En effectuant cette diminution, nous créons un phénomène dit d'onde lente. La diminution de la vitesse de phase entraîne une diminution de la longueur effective parcourue par l'onde. En effet la longueur d'onde dans un milieu  $\lambda_r$  peut être

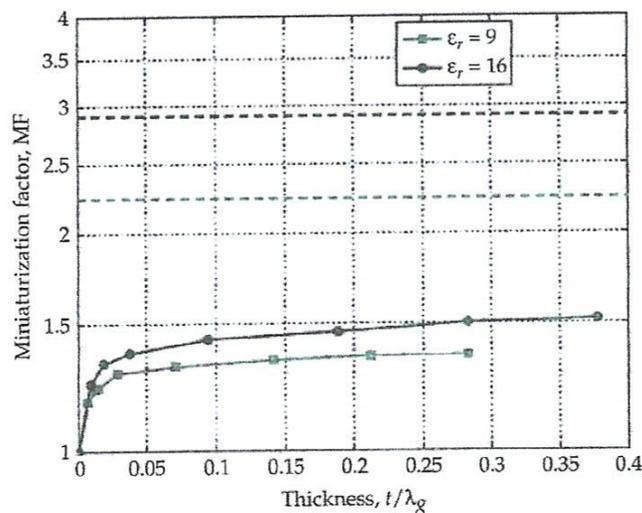
exprimée en fonction de la longueur d'onde dans le vide  $\lambda_0$  à l'aide de l'équation suivante :

$$\lambda_r = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \tag{III-5}$$

Ainsi en utilisant des matériaux avec des permittivités et des perméabilités fortes, il est possible de diminuer fortement les dimensions de l'antenne. Toutefois, le comportement de ces matériaux est dispersif. Si à certaines fréquences ces matériaux peuvent présenter de faibles pertes, à d'autres fréquences elles peuvent devenir très importantes et diminuer les performances de l'antenne. Comme nous l'avons vu ci-dessus, la vitesse de phase d'une onde dépend des paramètres  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$ . Si ces paramètres sont augmentés, la vitesse de phase est diminuée. Pour faire changer la perméabilité d'un milieu nous avons vu que l'utilisation de matériaux peut introduire des pertes. En utilisant l'analogie entre la perméabilité relative du milieu et l'inductance de la ligne de transmission, il est facile de comprendre que si l'inductance de notre milieu de propagation augmente notre vitesse de phase diminue [III.3].

**III.4.1.1 Utilisation de matériaux diélectriques**

Les matériaux dits diélectriques sont des matériaux avec de fortes permittivités  $\epsilon_r$ . En augmentant la permittivité d'un matériau, nous allons permettre la réduction des dimensions de l'antenne conçue sur ce matériau, en créant une onde lente ( $v_\phi$  inversement proportionnel à  $\sqrt{\epsilon_r}$ ).



**Figure III.3:** Variation du facteur de miniaturisation en fonction de l'épaisseur du substrat sur la longueur d'onde (Thickness,  $t/\lambda_g$ )

La valeur de la permittivité seule ne suffit pas à réduire sensiblement les dimensions de l'antenne. Comme le montre la Figure III-3, le choix de l'épaisseur du substrat a également son importance. Cette figure montre que le facteur de miniaturisation est stable pour un rapport épaisseur de substrat sur longueur d'onde supérieur à 0.1. En dessous de cette valeur, il diminue rapidement. L'utilisation de matériaux à forte permittivité entraîne en général une forte augmentation des pertes, ce qui présente l'inconvénient de réduire fortement l'efficacité de l'antenne. Les céramiques polymères sont des matériaux qui offrent un bon compromis permittivité/pertes/coût. [III.3]

#### **III.4.1.2 Utilisation de matériaux magnétiques**

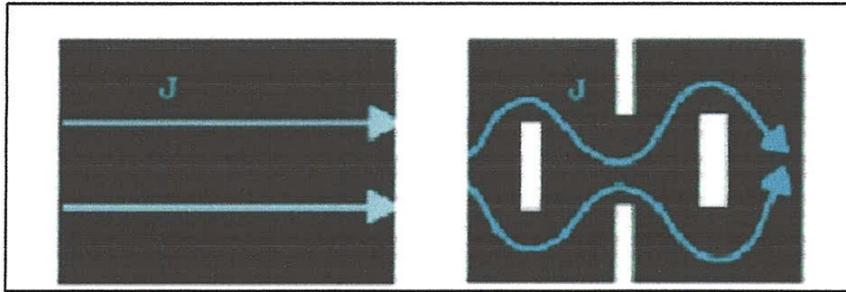
Les matériaux dits « magnétiques » sont des matériaux à forte perméabilité  $\mu_r$ . Ils ont l'avantage d'améliorer la bande passante et l'adaptation. Ils sont essentiellement constitués de ferrite. Pour minimiser les pertes des ferrites magnétiques, il est nécessaire d'appliquer quelques règles pour optimiser la miniaturisation. Il faut maintenir une certaine distance entre le revêtement de ferrite et l'antenne imprimée. Il est important aussi de savoir que ce revêtement modifie le coefficient de réflexion du plan de masse ce qui améliore le rayonnement de l'antenne même pour des fréquences où la distance entre le plan de masse et l'antenne est inférieure à  $\lambda/20$ . Néanmoins, l'utilisation de matériau magnétique à forte perméabilité n'est souvent pas réaliste, soit parce que ces matériaux présentent des pertes trop importantes, soit parce qu'ils sont trop onéreux. [III.3]

### **III.4.2 MODIFICATIONS GEOMETRIQUES**

#### **III.4.2.1 Chargement par fente**

Sur des éléments rayonnants tels que des antennes plaquées ou patches, l'utilisation des fentes sur un élément rayonnant permet, lorsqu'elles sont bien placées, d'augmenter la distance parcourue par le courant surfacique. En effet, un courant qui circule d'un bout à l'autre de la partie métallique de l'antenne sera bloqué par les fentes. Pour les contourner, il devra emprunter un chemin plus long que celui sans les fentes (Figure III-4). La longueur parcourue par le courant est plus grande. La longueur d'onde de l'antenne est artificiellement allongée. Sa fréquence de fonctionnement est donc plus basse. Grâce à cette technique il est possible de réduire la taille d'une antenne jusqu'à 30% [III.5], Toutefois le facteur de qualité augmente avec le nombre de fentes, ce qui a pour conséquence de dégrader la bande passante. En fonction de leur forme et de leur emplacement les fentes peuvent éventuellement introduire

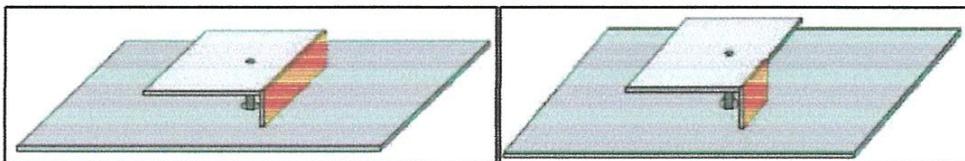
des effets capacitifs et inductifs. Si ces effets sont correctement contrôlés, ils peuvent donc augmenter la bande passante de l'antenne.



**Figure III.4 :** Illustration du chemin des courants de surface sans fente et avec fente

**III.4.2.2 Ajout de court-circuit ou de circuits ouverts**

L'utilisation de courts-circuits lorsqu'ils sont bien placés, permet en fonction de la répartition du champ électrique dans l'antenne de venir radicalement diminuer les dimensions d'une antenne. En effet, dans une structure, s'il existe un axe où le champ électrique s'annule, il est possible d'y ajouter un mur électrique et de réduire ainsi de moitié l'encombrement d'une antenne. L'antenne la plus connue utilisant des courts-circuits est l'antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna). Cette antenne est court-circuitée en son centre avec un bout de métal vertical connecté au plan de masse. L'antenne passe ainsi d'une longueur électrique de  $\lambda/2$  à  $\lambda/4$ . [III.3]



**Figure III.5 :** Antenne PIFA avec court-circuit plan ou languette

**III.4.2.3 Insertion des méandres**

Tout comme l'antenne hélice pour les antennes filaires, l'antenne méandre permet de diminuer la longueur physique d'une antenne sans diminuer sa longueur électrique. L'avantage par rapport à l'antenne hélice est que l'antenne méandre est planaire et donc moins encombrante et plus facilement intégrable dans un terminal mobile. La Figure I-7 montre une antenne méandre dédiée à la réception GSM d'un téléphone mobile. Elle est imprimée sur du substrat FR4 d'épaisseur 0.8 mm et tel que  $\epsilon_s = 4.9$ . [III.6]

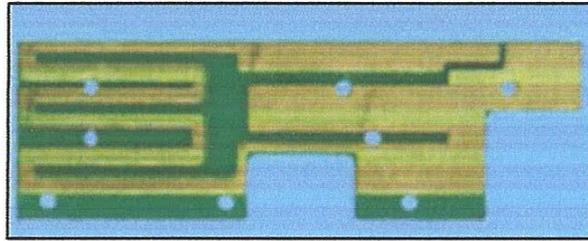
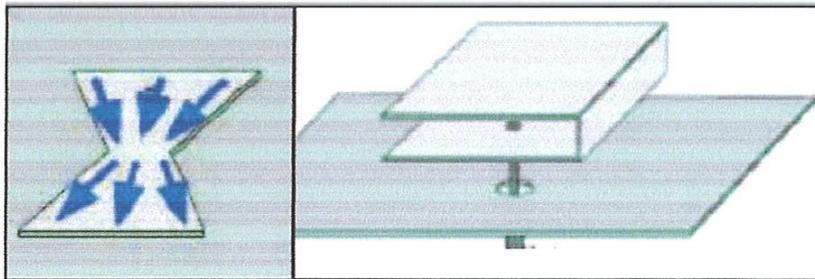


Figure III.6 : Antenne méandre destinée à la réception du GSM

#### III.4.2.4 Repléments et courbure

Cette technique, a aussi sa place pour la miniaturisation des antennes. Par cette technique, on modifie la forme de l'élément rayonnant ou bien on le replie sur lui-même (Figure III-7). Cette opération conduit naturellement à un élément qui occupe physiquement moins d'espace qu'une structure non repliée. Cette technique est particulièrement utilisée sur les dipôles.



(a)

(b)

Figure III.7 : (a) illustration d'une antenne repliée (b) repliement verticale

Généralement, on trouve cette technique sur des modèles d'antennes de type (PIFA) en la repliant sur plusieurs niveaux.

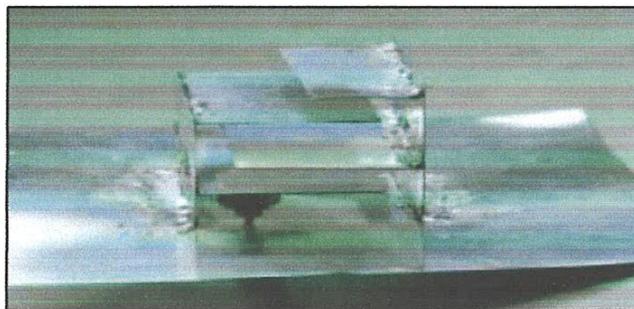


Figure III.8 : PIFA replie sur plusieurs niveaux

Cette technique permet de réduire la longueur électrique de la PIFA initialement de  $\lambda_g/4$  d'un facteur  $1/N$ , avec  $N$  le nombre de plaques métalliques montées verticalement (Figure III-8) au détriment cependant de la hauteur. [III.7]

#### III.4.2.5 Courbes de remplissage

Une autre technique pour optimiser le remplissage de la sphère de Chu, toujours à base de courbes, consiste à remplir une surface plane par un enchevêtrement de courbes. Cette technique a notamment été étudiée par Hilbert et Peano qui sont tous deux des mathématiciens et qui ont défini deux types de ces courbes, comme présenté sur les Figure III.9 et Figure III.10. Il paraît encore une fois évident qu'une telle technique augmente la longueur électrique pour une dimension donnée et diminue ainsi la fréquence de résonance de l'antenne structurée. Ces réflexions ont mené à l'utilisation d'une forme particulière de courbes de remplissage en l'électromagnétisme : les fractales. [III.7]

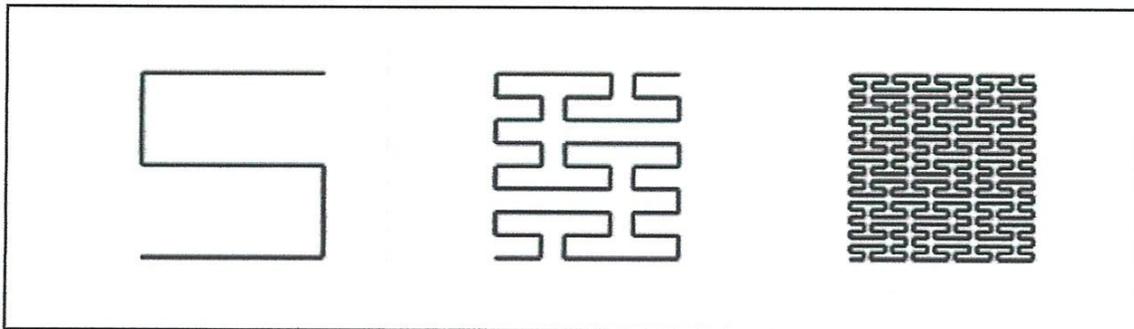


Figure III.9 Courbe de Peano.

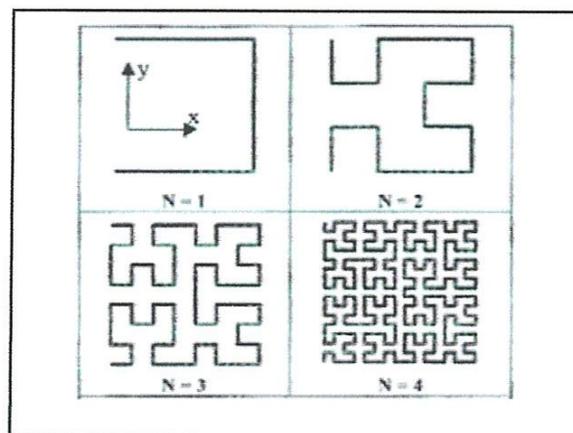


Figure III.10 Courbe de Hilbert.

### III.4.3 AJOUTS D'ÉLEMENTS LOCALISÉS

#### III.4.3.1 Composants électroniques

Pour diminuer les longueurs de l'antenne et améliorer l'adaptation, il est possible de charger l'antenne par des éléments discrets tels que des résistances, des capacités ou des inductances. Néanmoins l'ajout de ces composants introduit des pertes supplémentaires qui se traduisent par une diminution de l'efficacité de l'antenne. L'utilisation de composants discrets dans une antenne peut poser des problèmes de tenue en puissance dans les antennes à fort gain. [III.3]

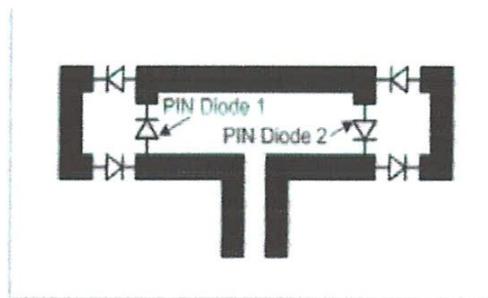


Figure III.11: Antenne avec des lignes commutables

#### III.4.3.2 Résonateurs couplés

Afin d'élargir la bande passante ou pour rendre multi-bande une antenne, il est possible de rapprocher un résonateur de l'élément rayonnant. Par un couplage électromagnétique cet élément va conduire le courant et participer au rayonnement de l'antenne.

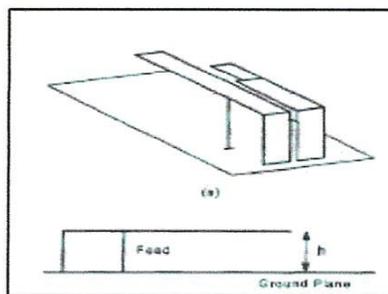


Figure III.12: Antenne PIFA avec un élément couplé

(La Figure III.12) présente l'exemple d'une antenne PIFA à laquelle un résonateur court-circuité est placé proche de l'élément rayonnant. La proximité de ces éléments entraîne un couplage qui permet d'ajouter une résonance aux coefficients de réflexion. Cette nouvelle résonance vient élargir la bande passante de l'antenne tout en limitant la place occupée par l'antenne. [III.3]

### III.5 LA GEOMETRIE FRACTALE

#### III.5.1 INTRODUCTION

Le concept de géométrie fractale a été introduit pour la première fois par le mathématicien Français Benoît Mandelbrot dans la première édition de son livre « les Objets fractals : forme hasard et dimension » paru en 1975. Ce dernier s'est inspiré des travaux effectués par plusieurs mathématiciens du siècle dernier ou du début du siècle : l'ensemble de Cantor, décrit par Georg Cantor en 1872, les courbes de Peano et de Hilbert, imaginées par Giuseppe Peano en 1890 et David Hilbert en 1891, les fonctions de Weierstrass, décrites par Karl Weierstrass en 1815, la courbe de Koch, décrite par Helge Von Koch en 1904, le tapis et le tamis de Sierpinski imaginés par Waclaw Sierpinski en 1916, ou l'ensemble de Julia décrit par Gaston Julia en 1918.

Le mérite de Mandelbrot est d'avoir trouvé ce qu'il y avait de commun à des choses aussi diverses que certaines figures géométriques insolites, la longueur des côtes, la distribution des galaxies et beaucoup des choses encore. Donc son mérite fut de faire tous ces rapprochements et de développer un domaine mathématique complètement récent, destiné à décrire plusieurs structures ou phénomènes naturels. Mandelbrot a donc abordé toutes sortes de sujets dont beaucoup avaient été étudiés par d'autres, mais il fut le premier à présenter l'existence des « Fractales », à apporter aux mathématiques l'émergence de ce concept, à découvrir et à analyser théoriquement les lois générales qui les rapprochent et surtout à montrer que nous sommes, en fait, entourés naturellement d'objets fractales. Citons donc maintenant, les principales différences qui existent entre la géométrie fractale et la géométrie euclidienne (Tableau III.1) [III.8] :

Géométrie fractale	Géométrie euclidienne
invention moderne par le mathématicien Benoît Mandelbrot (~1970)	mise au point par le mathématicien grec Euclide, 300 ans avant J.C.
pas de taille ou échelle spécifique	basée sur une taille ou échelle caractéristique
bien adaptée pour décrire la géométrie dans la nature	utilisée pour la description des objets fabriqués par l'homme (architecture et topographie)
objets décrits par un algorithme	objets décrits par une formule simple

**Tableau III. 1** : Principales différences entre géométrie euclidienne et géométrie fractale.

## II.5.2 DEFINITION DES FRACTALS

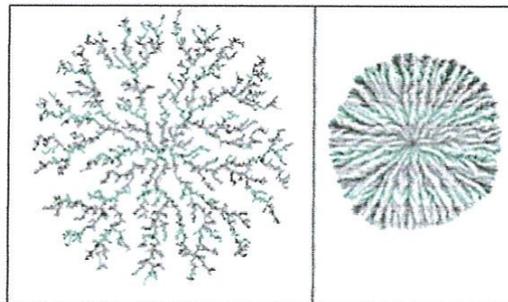
D'après B. Mandelbrot, les objets fractals (1975) : Fractal, (pl. fractals), adj. se dit d'une figure géométrique ou d'un objet naturel qui présente la même irrégularité à toutes les échelles et dans toutes ses parties : on dit que cet objet est auto-similaire ou symétrique par changement d'échelle (ceci fait appel à la notion d'homothétie interne qui est la répétition de formes, de structures, à plusieurs niveaux d'agrandissement : il y a homothétie interne lorsque les parties reproduisent un tout). Le terme fractal vient à partir de l'adjectif latin 'fractus', qui signifie irrégulier ou brisé. Un objet fractal doit combiner les caractéristiques suivantes [III.8]:

- Ses parties ont la même forme où structure que le tout, que ce soit à une échelle différente ou légèrement déformées.
- Sa forme est, soit extrêmement irrégulière, soit extrêmement interrompue ou fragmentée, quelle que soit l'échelle d'examen.

Ces formes fractales, générées d'une façon itérative, peuvent être déterministes ou aléatoires :

- Déterministe : si les paramètres de la fractale sont gardés constants à chaque itération. Les principaux exemples sont : la courbe de Koch, le tapis et le tapis de Sierpinski, l'ensemble de Julia, l'ensemble de Mandelbrot, etc....
- Aléatoire : Ce sont des objets pour lesquels il n'existe pas de procédure bien déterminée d'obtention de formes, et dont les caractéristiques géométriques sont le fait du hasard. Ces derniers sont les plus utilisées dans la pratique, et peuvent servir à décrire de nombreux objets extrêmement irréguliers du monde réel, comme les distributions des galaxies, la structure des nuages et des rivières, les montagnes, etc...

On peut aussi obtenir des structures fractales aléatoires par électrodéposition (figure III.12). Son principe est le suivant : on applique une tension entre deux électrodes plongées dans une solution d'un sel métallique (par exemple, une solution aqueuse de  $MSO_4$ ), il se forme alors sur la cathode un dépôt métallique d'apparence fractale.



**Figure III.13:** Exemples de structures aléatoires obtenues par électrodéposition.

### III.5.3 DESCRIPTEURS FRACTALS USUELS

#### III.5.3.1 Dimension fractale

La dimension fractale  $D$  ou dimension de similarité, est le nombre qui quantifie le degré d'irrégularité et de fragmentation d'un ensemble géométrique ou d'un objet naturel. La dimension fractale est aussi une mesure de la façon dont la forme fractale occupe l'espace. On connaît déjà la dimension de quelques figures simples qui sont des entiers naturels [III.9] :

- Un segment a pour dimension  $D = 1$ .
- Un carré a pour dimension  $D = 2$ .
- Un cube a pour dimension  $D = 3$ .

Il existe plusieurs façons de mesurer la dimension d'une fractale, la mesure la plus adaptée est celle dite de Hausdorff-Besicovitch. Le travail fondamental est celui de Hausdorff (1919), approfondi ensuite par Besicovitch (1935). La dimension de Hausdorff-Besicovitch a joué ultérieurement un rôle capital dans le domaine des fractales.

La dimension de Hausdorff assume que pour n'importe quelle structure fractale de taille  $P$ , construit à partir plusieurs unités de dimension  $p$ , le nombre  $N$  des unités qui remplissent la structure est donné par le rapport  $P / p$  levé à la puissance  $d$  ;  $d$  étant la dimension de Hausdorff, donnée par:

$$d = \frac{\log(N)}{\log(P/p)} \quad (\text{III.6})$$

Pour les fractales déterministes qui sont constituées de  $N$  copies d'une certaine forme originale, construites à chaque itération et pondérées par un facteur de similarité  $r$ , la relation de la dimension fractale précédente devient :

$$d = \frac{\log(N)}{\log(1/r)} \quad (\text{III.7})$$

Cette dernière est souvent appelée la dimension de similarité, car elle ne peut être obtenue que pour les fractales auto-similaires.

Il faut noter qu'une dimension fractale quantifie la géométrie statique d'un objet. Mais elle ne donne pas une description complète de la structure fractale. [III.10]

### III.5.4 PROPRIETES DES STRUCTURES FRACTALES

#### a) *L'autosimilarité*

A quelque grossissement qu'on examine une courbe fractale, on observera les mêmes détails. Ceci est une propriété importante de toute structure fractale désignée par les termes autosimilarité, homothétie interne ou encore invariance d'échelle.

Cette propriété s'explique par le fait que toute image fractale est engendrée par un processus d'itération théoriquement infini. Dans de nombreuses formes fractales obtenues à partir de fonctions mathématiques, les détails sont simplement similaires sans être strictement identiques. [III.9]

#### b) *Occupation de l'espace de certaines formes fractales*

(Caractérisées par la dimension fractale) devraient permettre à de petites antennes de forme fractale de mieux tirer avantage du petit espace l'entourant. Pour des structures fractales « repliées » sur elles-mêmes, c'est peut-être le moyen le plus efficace pour augmenter le périmètre d'une aire donnée (prenons l'exemple de l'île de Koch dont le périmètre tend vers l'infini avec une aire comprise dans le cercle circonscrit au triangle initiateur). On sait que le périmètre d'un cadre d'antenne est le facteur le plus important pour la détermination de sa fréquence de résonance, or une antenne à géométrie fractale de périmètre donné occupe moins de surface qu'un cadre d'antenne carré comparable. On peut donc réaliser des antennes plus petites.

Le tableau III.2 résume les deux raisons pour lesquelles nous avons choisi d'étudier des structures dont la géométrie est fractale :

Propriétés des structures fractales	Conséquence
Autosimilarité fractale	Antennes multi bandes
Occupation de l'espace due aux formes très accidentées.	Petites antennes.

**Tableau III.2** : Propriétés des structures fractales et leur conséquence

### III.5.5 PRESENTATION DES FRACTALS PAR LEURS DIMENSIONS

#### III.5.5.1 Courbes fractales

##### a) *Fractal de Von Koch*

La fractale de Koch est aussi l'une des premières courbes fractales à avoir été décrite en 1906 par le mathématicien Suède Helge Von Koch. [III.10]

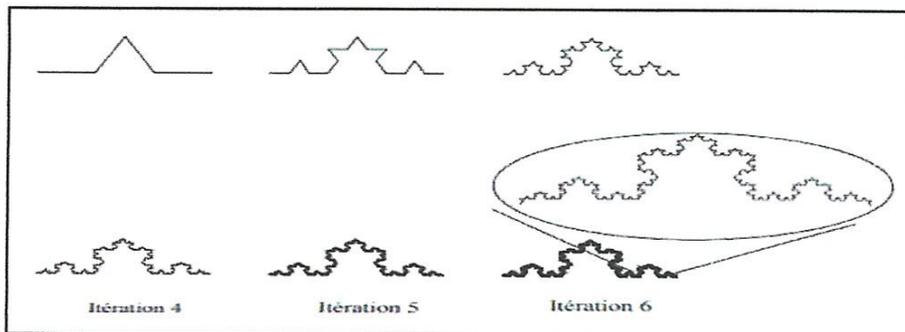


Figure III.14 : Construction des six premières itérations de fractale de Van Koch

La construction géométrique de la courbe standard de Koch est assez simple. On commence par une ligne droite, appelée l'initiateur.

Ce dernier sera divisé en trois parts égales et le segment du milieu sera remplacé lui aussi par deux autres de la même longueur. C'est la première translation réitérée de la géométrie appelée génératrice ou fractale de Koch d'ordre 1.

On refait le même processus pour chacun de ces quatre nouveaux segments et ainsi de suite, comme le montre la Figure III.13.

Ce type de courbe présente une particularité bien curieuse. La première réflexion conduit à spéculer que le périmètre de cette figure tend vers une valeur limite finie, puisqu'on ajoute des détails de plus en plus petits au fur et à mesure des itérations successives. Mais en réalité, à la première itération la longueur  $l$  de la ligne droite est remplacée par 4 segments de longueur  $l/3$  ; à la deuxième elle devient  $16 l/9$ ...

À chaque itération la longueur est donc multipliée par  $4/3$ , ce qui signifie que la longueur d'une courbe de Koch tend vers l'infini pour un nombre d'itérations  $n$  infini [III.10]:

$$l_n = l_0 (4/3)^n \quad (\text{II-8})$$

$l_0$  est la hauteur effective de l'initiateur de Koch.

**b) Fractale de Minkowski**

Comme le montre la figure III.15, le modèle de démarrage pour la génération de cette fractale est un carré (modèle initial) considéré comme l'itération 0. Une première itération consiste à remplacer chaque segment du carré par un générateur qui se constitue de 5 segments, et ainsi de suite.

Notant que les segments des extrémités ainsi que le segment du milieu ont la même longueur, les deux segments qui restent ont une importance capitale. Ils sont considérée comme paramètres de réglage et permettant d'adapter la longueur du périmètre de la fractale. [III.8]

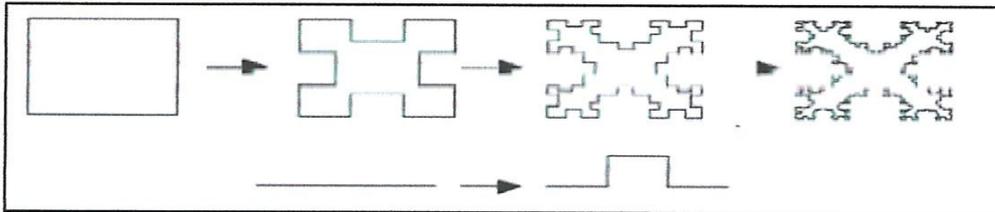


Figure III. 15 : Génération de la fractale de Minkowski

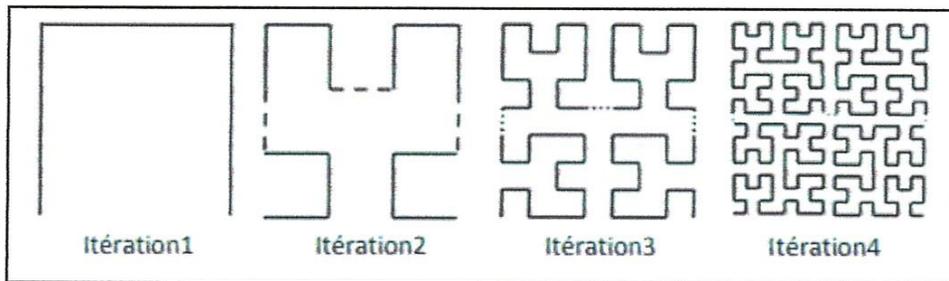
**c) Fractal de Hilbert**

Figure III.16 : Génération des quatre premières itérations du Fractal de Hilbert

Construction géométrique de la courbe de Hilbert est définie par l'algorithme suivant: on partage le carré initial en 4 petits carrés égaux en premier lieu; chacun de ces carrés est numéroté de sorte que deux carrés successifs se touchent par un côté, en commençant par le carré en bas à gauche, et s'achevant par le carré en bas à droite. Puis, on partage chacun de ces nouveaux carrés en 4 micros carrés égaux jusqu'à l'infini (voir Figure III. 16).

**d) Les fractales de Peano**

Découverte par le mathématicien Italien Giuseppe Peano en 1890, c'est une courbe capable de remplir tout un carré, sans jamais se couper. Cette courbe a également été réalisée grâce à un système itératif. Pour cela, il faut prendre un carré dans lequel est dessinée la figure suivante :

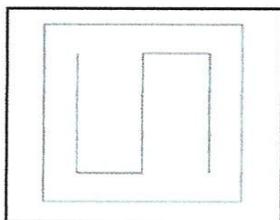


Figure III.17 : Première itération de la géométrie

On imagine alors que ce carré et son motif font partie d'un plus grand carré de côté 3 fois plus long. Chacun des 9 petits carrés est ensuite tourné de façon à ce qu'une courbe continue se forme à l'intérieur du grand carré. On obtient la figure III.18 :

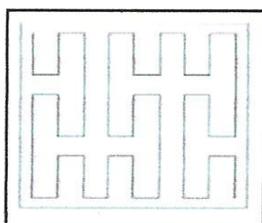


Figure III. 18 : Forme géométrique après plusieurs itérations .

Au bout de quelques itérations, cette courbe semble remplir un carré entier. En réalité, la courbe remplit le carré au bout d'une infinité d'itérations et on peut donc dire que sa dimension fractale est 2. [III.8]

### III.5.5.2 Surfaces fractales

#### a) Triangle de Sierpinski « Sierpinski Gasket »

La fractale de Sierpinski apparue en 1915 est l'une des formes fractales les plus utilisées, Elle est baptisée du nom de Waclaw Sierpinski, le mathématicien polonais qui l'a intensivement étudié. [III.10]

La génération du triangle se base sur deux méthodes à savoir : l'approche copie multiple, ou l'approche de décomposition. Dans la première, on commence par un petit triangle. Deux copies supplémentaires de ce triangle de la même taille sont produites et collées au triangle original. Ce processus peut être répété  $n$  fois,  $n$  étant l'ordre de l'itération fractale. Dans l'approche de décomposition, on commence par un grand triangle entourant la géométrie entière. Les points médians des côtés sont joints ensemble, et un espace creux au milieu est créé. Ce processus divise le triangle original à trois versions réduites du plus grand triangle. Le même processus de division peut être réalisé sur chacune des copies.

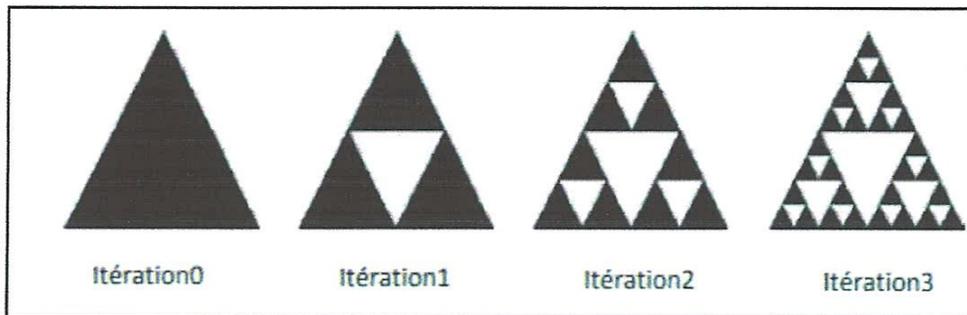


Figure III.19 : Génération des quatre premières itérations du triangle de Sierpinski

b) Tapis de Sierpinski « Sierpinski Capet »

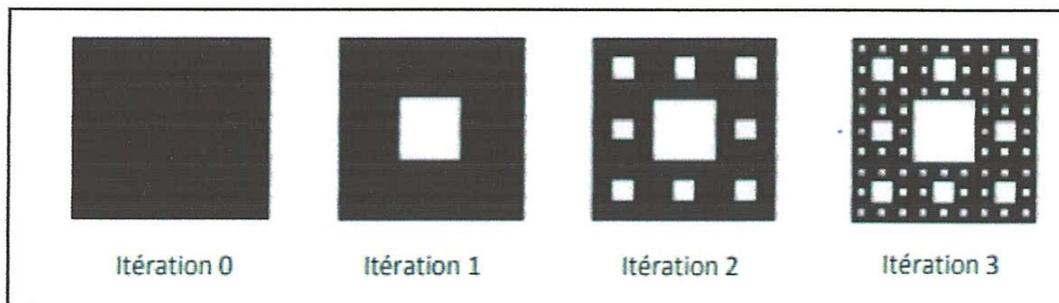


Figure III.20 : Quatre itérations du tapis de Sierpinski

On obtient généralement ce « tapis » en partant d'un carré. On le subdivise en 9 carrés de même taille et on supprime le carré central. On répète l'opération sur les huit carrés restants et ainsi de suite. [III.10]

b) l'étoile de Koch

Cette forme s'obtient à partir d'un triangle équilatéral au lieu d'un segment de droite en opérant les modifications par l'orientation des triangles vers l'extérieur. Ainsi, lorsqu'on accole trois courbes de Koch aux sommets d'un triangle équilatéral on obtient l'étoile de Koch (Koch Island) comme le montre la figure III.21.

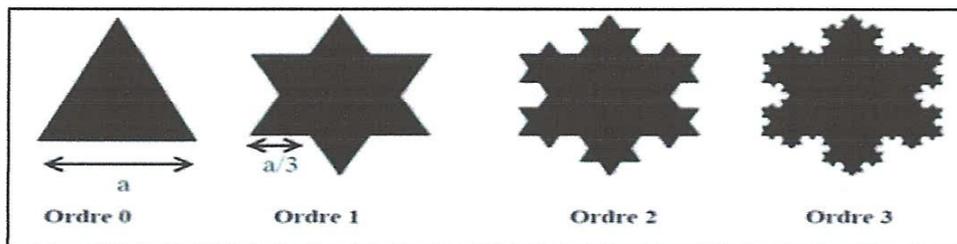


Figure III.21 : Etoile de Koch.

La forme du segment au milieu peut prendre deux configurations ; le triangle ou le carré et on aura la courbe de Koch « triadique » ou la courbe de Koch « quadrique ».[III.11]

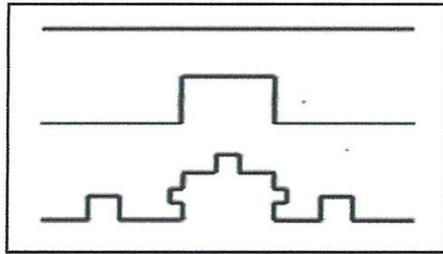


Figure III.22 : Courbe de Koch « quadrique»

### III.5.6 APPLICATION DES FORMES FRACTALES

Le concept de fractal a permis de comprendre de nombreuses structures et de nombreux phénomènes naturels ou artificiels. Il a permis de modéliser ces structures et ces phénomènes avec un réalisme parfois impressionnant. Les applications directes, dans un domaine qui a fait l'objet de nombreuses études sur la compression d'images. Toutefois, malgré les résultats prometteurs, cette méthode n'a pas détrôné la compression 'jpeg' que tout le monde connaît, même si ses résultats rivalisent avec cette méthode classique. Un autre domaine d'application est la fabrication d'antennes radio fractales. Leur intérêt est d'occuper une faible place tout en ayant un très bon rendement dans le domaine multi-bandes ou large bande d'émission.[III.9]

### III.5.7 Les antennes fractales : Etat de l'art [III.7]

Historiquement avant même la découverte des fractales par Mandelbrot, des antennes fractales étaient déjà utilisées. En effet, durant les 50 dernières années, des antennes «à périodes logarithmiques », ont été utilisées sans que l'on se rende compte que l'on manipulait les fractales. En 1988, Nathan Cohen développa une antenne « à rang logarithmique » où il a installé une station de radio amateur à sa demeure, et ce n'est qu'en 1995, qu'il a fait le lien entre ces antennes et les fractales.

Mais l'expression « antennes fractales » a été publiée pour la première fois en 1994 par D.H. Werner. Plus tard, une série d'articles a été publiée par Cohen où il a présenté une introduction sur l'application de ces géométries fractales pour les antennes en se basant sur les fractales de type dipôle et courbe.

Dans le contexte de ce travail un très grand nombre de structures fractales ont été étudiées, un résumé d'activités de recherches abordant ce type d'antenne est présenté ci-dessous :

### III.5.7.1 L'antenne de Koch [III.7]

Cette antenne a fait l'objet de plusieurs recherches où dans les articles [12] . [13] et [14] , les auteurs ont étudiés les propriétés et les performances de ce monopôle par rapport au monopôle classique. Les articles [14] et [15] ont aussi posés les particularités et les performances de cette géométrie mais sous formes de dipôles.

Gianvittorio a présenté dans [16] des boucles de Koch nommées les flocons de Koch (island Koch) dans le but de la miniaturisation où il a montré les avantages offerts par ces boucles en ce qui concerne l'adaptation d'impédance et la réduction de la taille de la boucle.

Cette antenne a été aussi étudiée et comparée avec d'autres formes (rectangular meander line-normal mode helix A) par Steven Cost [17] et enfin elle a été aussi développée même sous la forme d'une antenne fractale patch [18], [19].

### III.5.7.2 L'antenne de Sierpinski [III.7]

Le triangle de Sierpinski est une structure auto-similaire et cette propriété géométrique à toute échelle laisse supposer un fonctionnement identique à de multiples fréquences. Dans les articles [35] et [20] ,les auteurs ont étudiés ce type d'antenne sous formes de monopôles et dans [21] et [22] , il a été étudié sous la forme d'un monopôle mais avec une variation de l'angle de rotation.

Dans [23] et [24] les auteurs ont présenté plusieurs variantes de cette antenne (le Sierpinski modifié et perturbé). Dans les références [25],[26] et [27],on trouve également des recherches plus approfondies basées sur ce type d'antenne mais sous formes de patch.

### III.5.7.3 L'antenne de Minkowski [III.7]

L'antenne de Minkowski est l'une des antennes dont la géométrie fractale a la forme d'une boucle. Ces formes ont la particularité d'avoir un périmètre très important comparé à celui des antennes classiques, et qui tend vers l'infini lorsqu'on augmente le nombre d'itération tout en restant confiné dans un espace réduit. D'où leur intérêt pour la conception des antennes cadres résonnantes car le fait d'accroître le périmètre avec les fractales permet d'élever l'impédance d'entrée de l'antenne, ce qui est très avantageux du point de vue de l'adaptation d'impédance entre les lignes de transmission et les antennes cadres réduites [28] .Ce type d'antenne a été étudié par N. Cohen comme dipôle et courbe, aussi il a été utilisé pour la conception des réseaux d'antennes par Gianvittorio .

#### III.5.7.4 L'antenne de l'arbre fractal [III.7]

Les arbres fractals, sont des géométries inspirées de la nature, où dans [28] et [29], les auteurs ont montrés que ces formes peuvent réaliser des antennes à large bande et à dimensions réduites.

#### III.5.7.5 L'antenne de Hilbert [III.7]

Ces antennes sont des antennes fractales dont la géométrie est basée sur la fractale de Hilbert. Dans les articles [30] et [31].on trouve des études basées sur ce type d'antenne sous la forme d'un monopôle. Une autre étude a été élaborée dans le but de connaître la différence entre les fractales aléatoire et déterministe par Steven Best [32].

Les formes fractales peuvent être aussi utilisées pour la conception des réseaux d'antennes tels que les réseaux de Cantor et de Sierpinski [33] Enfin le mélange entre l'antenne de Yagi et la géométrie fractale de Sierpinski a été étudié par Gianvittorio et Rahmat-samii.[34]

Aujourd'hui deux pôles principaux mènent les axes de recherches dans le domaine des antennes fractales :

- En Espagne, l'équipe de C. Puente de l'université polytechnique de catalogne (la société Fractus).
- Aux USA, l'équipe de N. Cohen de l'université de Boston (société Fractal Antenna System).

### III.6 CONCLUSION

On a résumé dans ce chapitre les trois facteurs qui régis la miniaturisation des antennes, ainsi que les différentes techniques de miniaturisation.

Nous avons présenté aussi la géométrie fractale et les différents modèles fractales , ainsi que l'état de l'art des antennes à géométrie fractale (L'antenne de Sierpinski, L'antenne de Minkowski, l'antenne de Hilbert,...).

# **Chapitre IV: Simulations-Réalisations Et Résultats**

## **IV.1 INTRODUCTION**

Le développement spectaculaire d'une variété d'applications sans fil ont remarquablement augmenté la demande d'antennes à large bande avec des dimensions plus petites que possible. Cela a initié la recherche d'antenne dans diverses directions, dont l'un est un élément d'antenne en forme de fractale.

L'objectif de ce travail est la simulation et la conception des antennes imprimées pour les applications ultra large bande ULB (UWB). Pour cela, nous avons étudié la possibilité de l'obtention de ces antennes par l'utilisation de la géométrie fractale, qui peut fournir à cause de sa propriété d'auto-similarité une possibilité de concevoir des antennes à large bande miniaturisées ayant diagrammes de rayonnement et caractéristiques d'impédance d'entrée similaires aux plus grandes antennes.

Pour les meilleurs résultats l'antenne proposée a été simulée et analysée par le logiciel d'analyse électromagnétique CST Microwave Studio.

## **IV.2 OUTIL DE SIMULATIONS :**

CST MICROWAVE STUDIO (CST MWS) est un outil spécialisé pour la simulation EM 3D de composante haute fréquence. La performance inégalée de CST MWS a fait de lui le premier choix dans les principaux départements de recherche et développement (R & D).

CST MWS permet l'analyse rapide et précise des dispositifs à haute fréquence (HF) tels que les antennes, les filtres, les coupleurs, les structures planaires et multicouches. Exceptionnellement convivial, CST MWS vous donne rapidement un aperçu du comportement EM de vos conceptions haute fréquence.

CST favorise la technologie complète pour la 3D EM. Les utilisateurs du logiciels disposent d'une grande flexibilité pour traiter une large gamme d'applications grâce à la variété des technologies de solveur disponibles, le solveur temporel largement applicable et le solveur de domaine fréquentiel, CST MWS propose d'autres modules de solveur pour des applications spécifiques. Les filtres pour l'importation de fichiers CAO spécifiques et l'extraction des paramètres SPICE améliorent les possibilités de conception et permettent de gagner du temps. De plus, CST MWS peut être intégré à divers flux de production standard de l'industrie via l'interface utilisateur CST STUDIO SUITE.

CST MICROWAVE STUDIO est considéré par un nombre croissant d'ingénieurs comme un outil de développement standard. [IV.1]

### IV. 3 FONCTIONNEMENT

Le programme CST Microwave Studio dispose de nombreuses fonctionnalités. Dans le contexte qui nous intéresse, le déroulement de la résolution par différences finies d'un problème de propagation électromagnétique est le suivant : on commence par créer un maillage, soit par importation de fichier géométrique, soit par dessin « à la main » des objets souhaités. [IV.2]

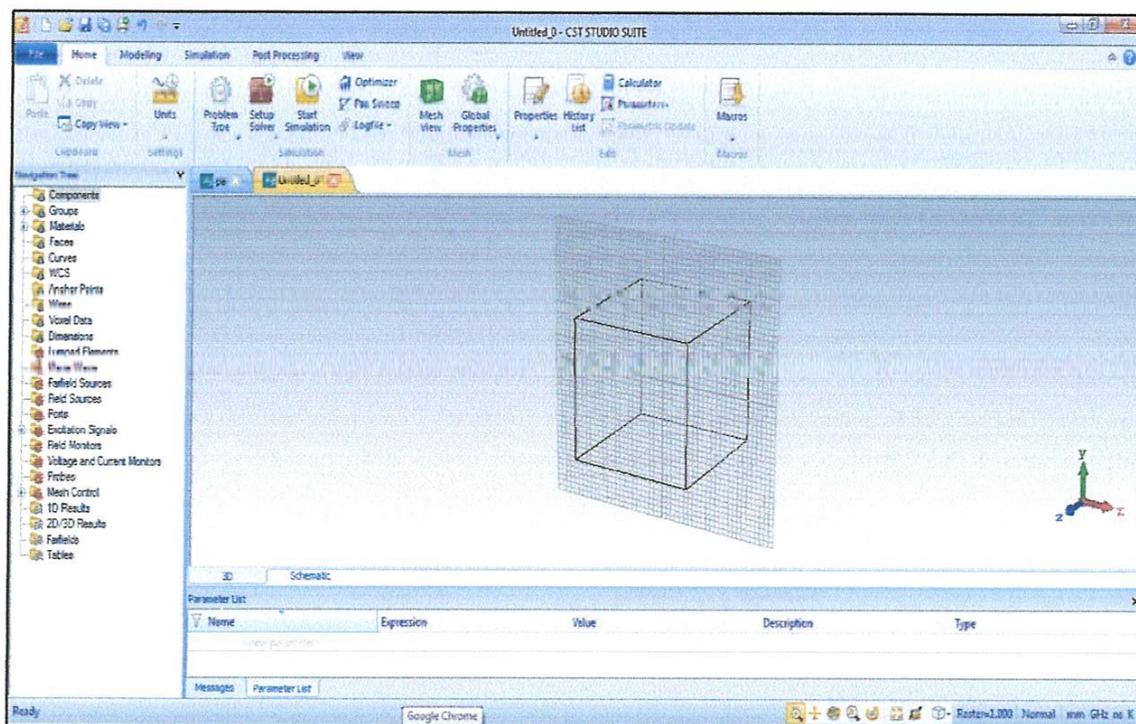


Figure IV.1 : l'interface principale du simulateur CST MICROWAVE STUDIO.

### IV.4 Description de l'antenne de base

La configuration de l'antenne proposée marquée avec Les paramètres de conception sont représentés sur la Figure IV.2. Le monopôle comprend une structure d'alimentation microruban est conçue pour être de 50 ohms avec une largeur ( $W_f$ ) = 3 mm et une section correspondante sur un plan de masse rectangulaire de l'autre côté du substrat. et une structure rectangulaire de l'élément rayonnant de longueur 14 mm ( $L_p$ ) et largeur de 14 mm ( $W_p$ ), l'antenne est imprimée sur substrat FR4 de constante diélectrique  $\epsilon_r = 4,3$  et épaisseur de  $h=1.5$  mm avec une dimension de substrat de  $30 \times 30$  mm<sup>2</sup> ( $W_s \times L_s$ ).

Toutes les dimensions de cette antenne sont présentées dans le tableau ci-dessous :

Ws [mm]	Ls [mm]	Wp [mm]	Lp [mm]	Wf [mm]	Lg [mm]
30	30	14	14	3	12.5

Tableau IV.1: Les dimensions de l'antenne de base

- Quelques dimension (wf et Lg) a été prise de la part de l'article [IV. 3].

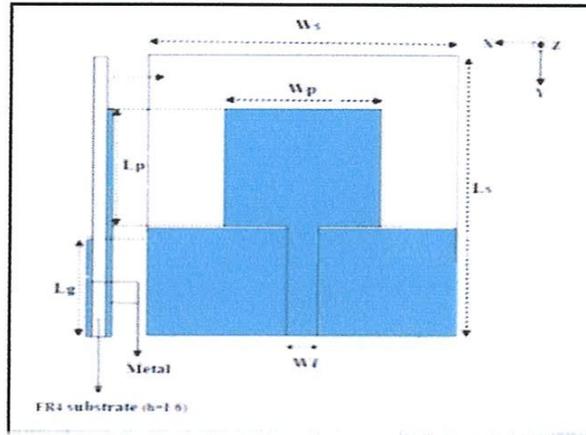


Figure IV.2 : La géométrie initiale de l'antenne de base.

A partir de cette antenne de base, on propose de faire appliqué quelque géométries et structures fractales tel que Giuseppe Peano et Sierpinski Carpet , pour but de miniaturisation.

Une étude paramétrique sera indispensable afin de voir l'influence des paramètres géométriques sur les caractéristiques des antennes (le coefficient de réflexion, le VSWR , le gain et le diagramme de rayonnement .....).

#### IV.5 ANTENNE 1

La Figure IV.3 montre la structure initiale de l'antenne de base.

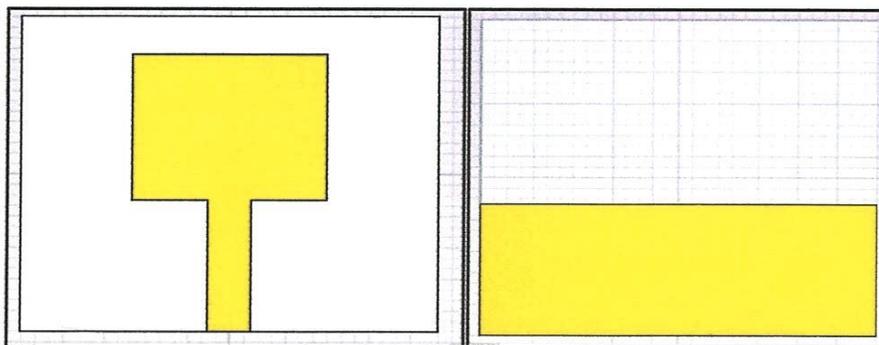
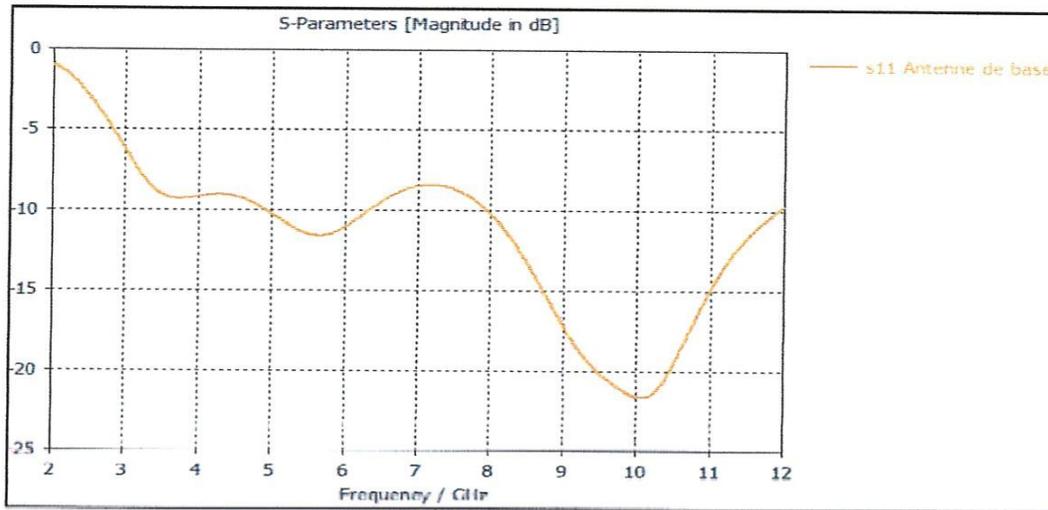


Figure IV.3 : Antenne de base

La Figure IV.4 représente le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne de base en fonction de la fréquence.

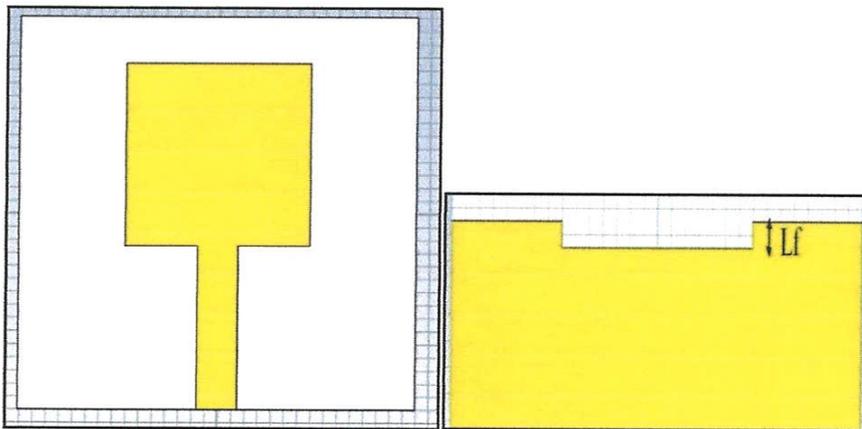


**Figure IV.4 :** Le coefficient de réflexion pour l'antenne de base.

D'après la figure IV.4 on remarque bien que notre antenne ici ne présente pas un caractère U.L.B [3 1-10.6 GHz].

#### IV.5.1 EFFET DU FENTE SUR L'ANTENNE

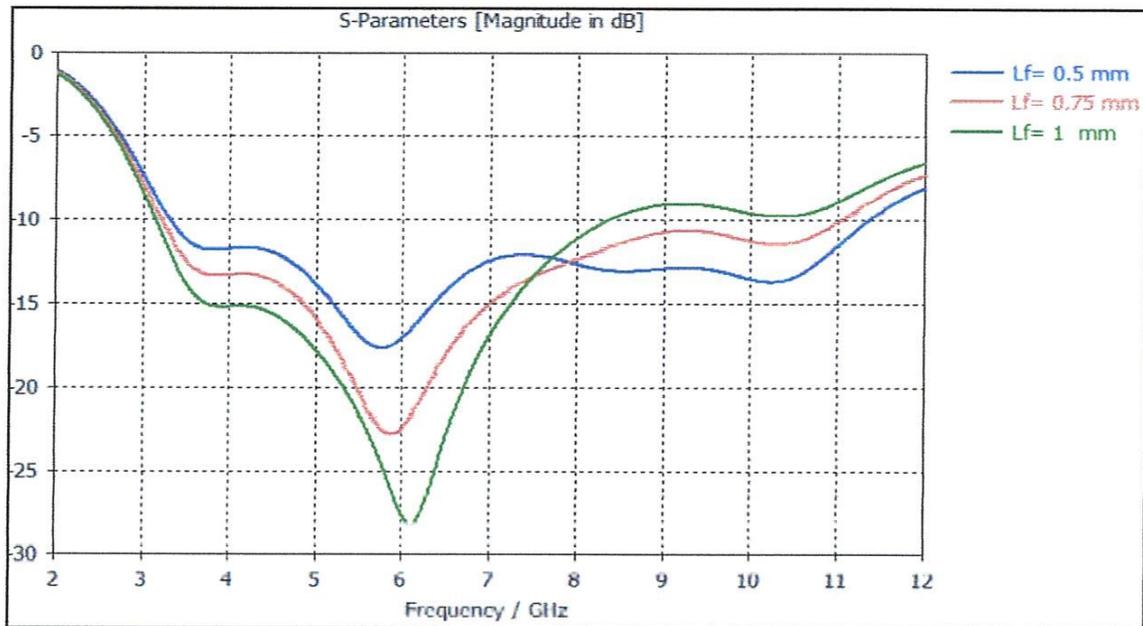
On ajoute une fente rectangulaire symétrique sur la partie supérieure du plan de masse (figure IV.5).



**Figure IV.5 :** Antenne de base avec une fente rectangulaire.

Afin d'optimiser les dimensions de cette fente pour une bonne adaptation, on va étudier le paramètre «  $L_f$  ».

La Figure IV.6 représente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différents valeurs du paramètre  $L_f$ .



**Figure IV.6 :** la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différents valeurs du paramètre  $L_f$ .

On remarque que la fente a un effet significatif sur l'adaptation, et que la valeur  $L_f = 0.5$  mm est une valeur optimale pour cette antenne.

On choisit le cas de  $L_f = 0.5$  et Nous le considérons comme une antenne de base pour l'application de l'aspect fractale.

La structure de cette antenne est bien adaptée à partir de la fréquence 3.3 GHz et montre un caractère large bande [3.3 - 11.3 GHz] qui dépasse la bande du FCC.

## IV.5.2 APPLICATION DU DU TAPIS DE SIERPINSKI « SIERPINSKI CARPET » SUR L'ANTENNE DE BASE

### IV.5.2.1 Influence de l'itération

On applique l'une des géométries les plus connues des fractales qui s'appelle tapis de Sierpinski. Les deux premières itérations sont montrées sur la Figure IV.7

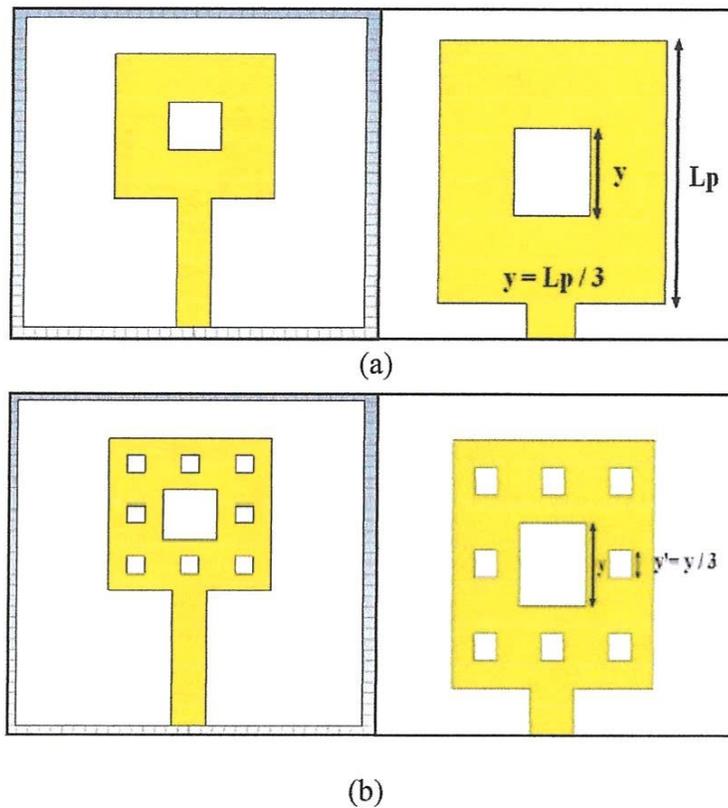


Figure IV.7 : (a) Itération 1, (b) Itération 2.

La figure IV.8 : représente une comparaison entre les deux premières itérations de tapis de sierpinski avec l'antenne de base en termes de s11.

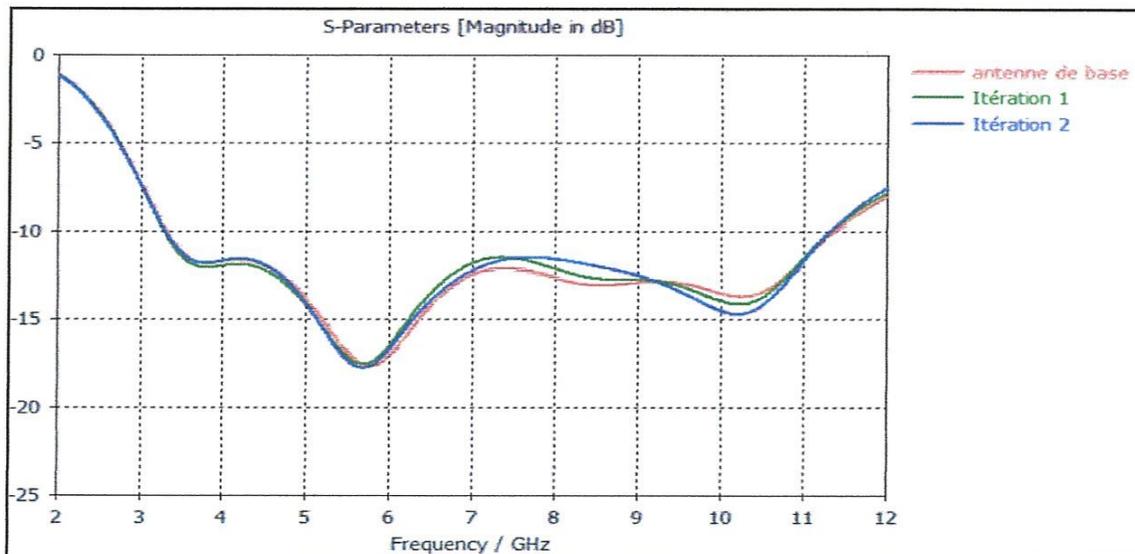


Figure IV.8 : Comparaison entre les deux itérations de simulation et l'antenne de base en termes de s11.

On remarque ici avec l'augmentation des itérations du fractal une petite amélioration d'adaptation aux fréquences pics avec la même largeur de bande c.-à-d. le caractère large bande reste toujours présent.

#### IV.5.3 APPLICATION DU FRACTALES DE GIUSEPE PEANO SUR L'ANTENNE DE BASE

Maintenant on va faire une autre étude d'une autre géométrie fractale qui s'appelle fractale de Giuseppe Peano qui sera appliquée sur les bords du patch rectangulaire figure VI.9 .

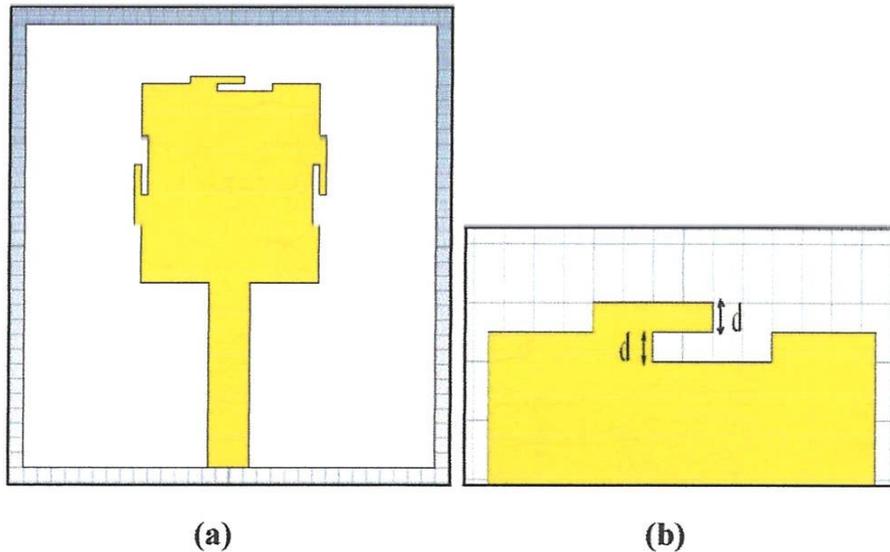
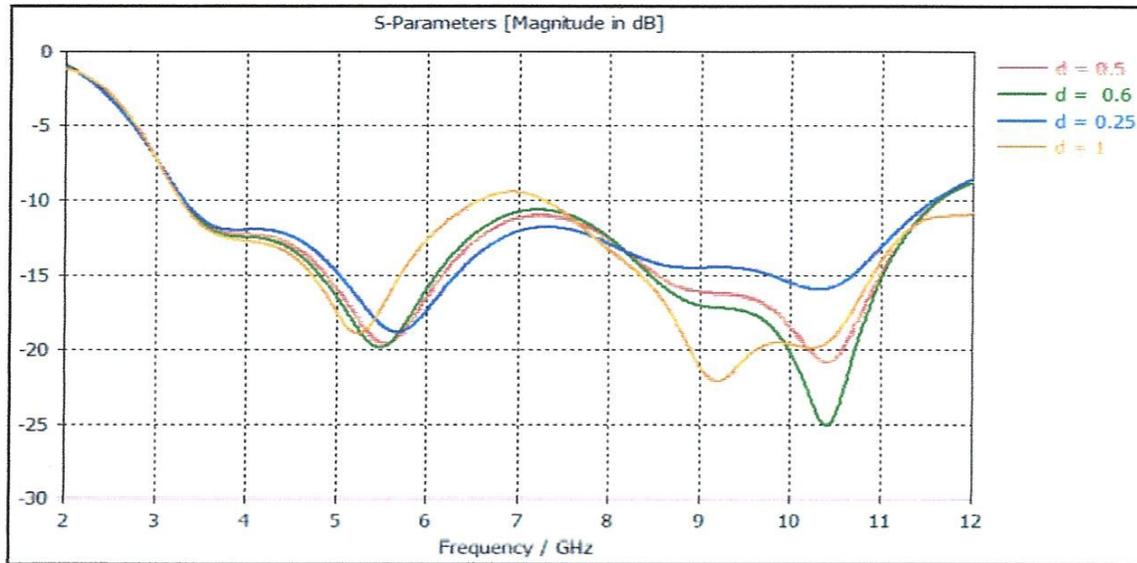


Figure IV.9 : (a) : Peano Sur L'Antenne De Base, (b) : le paramètre « d »

##### IV.5.3.1 Influence du parametre « d »

On va Faire une étude paramétrique afin de montrer l'influence du paramètre « d » sur les performance de l'antenne .

La figure IV.10 montre la variation du coefficient du réflexion pour les différentes valeurs de « d ».



**Figure IV.10 :** la variation du coefficient du réflexion pour les différentes valeurs de « d ».

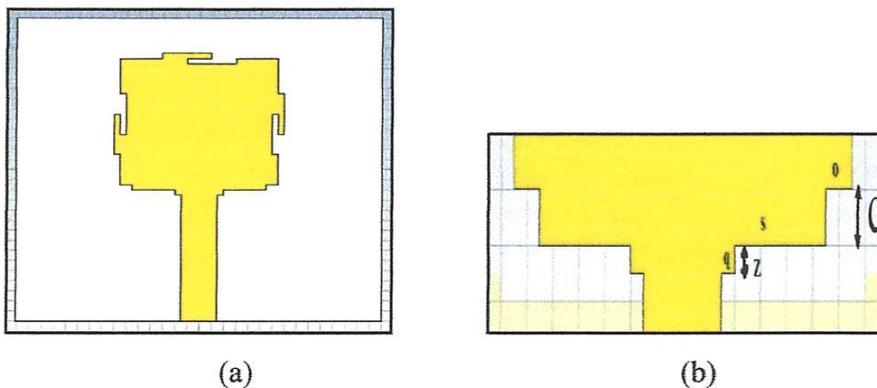
D'après la figure IV.10 on remarque que le paramètre « d » a un effet sur l'adaptation de l'antenne et qu'on peut l'utiliser pour contrôler l'adaptation en hautes fréquences, le cas  $d=0.6$  et  $d=0.5$  et  $d=0.25$  sont les plus favorable. Et une désadaptation de l'antenne à partir de  $d=1$ .

D'une manière esthétique le choix est tombé sur le cas  $d=0.5$ .

#### IV.5.4 APPLICATION DU FRACTALES DE GIUSEPE PEANO ET ESCALIERS

##### SUR L'ANTENNE DE BASE

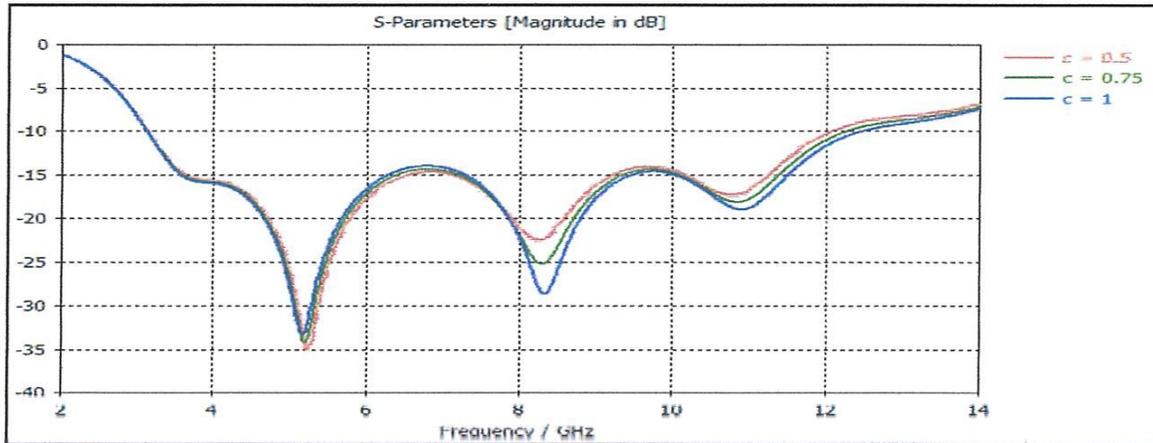
##### IV.5.4.1 influence des escaliers



**Figure IV.11 :** (a) :l antenne de base avec fractales de Peano et les escaliers. (b) : les paramètre des escaliers.

$\theta = 1 \text{ mm}$  ,  $s = 3.5 \text{ mm}$  ,  $q = 0.5 \text{ mm}$  ,  $z = 0.5 \text{ mm}$

La figure IV.12 montre la variation du coefficient du réflexion pour les différentes valeurs de « C ».



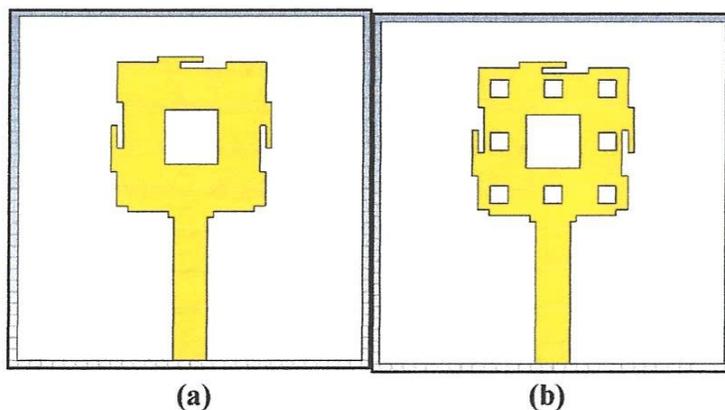
**Figure IV.12:** la variation du coefficient du réflexion pour les différentes valeurs de « C ».

- Avec  $C = 0.5$  donne une largeur du band 3.1-12.07 GHz
- Avec  $C = 0.75$  donne une largeur du band 3.1-12.2 GHz
- Avec  $C = 1$  donne une largeur du band 3.1-12.4 GHz

On peut remarquer qu'on peut utiliser la longueur 'c' pour contrôler la fréquence supérieure de la bande UWB. Et on remarque aussi avec l'augmentation de la longueur du paramètre « C » donner une antenne à bande passante très large qui dépasse la bande du FCC.

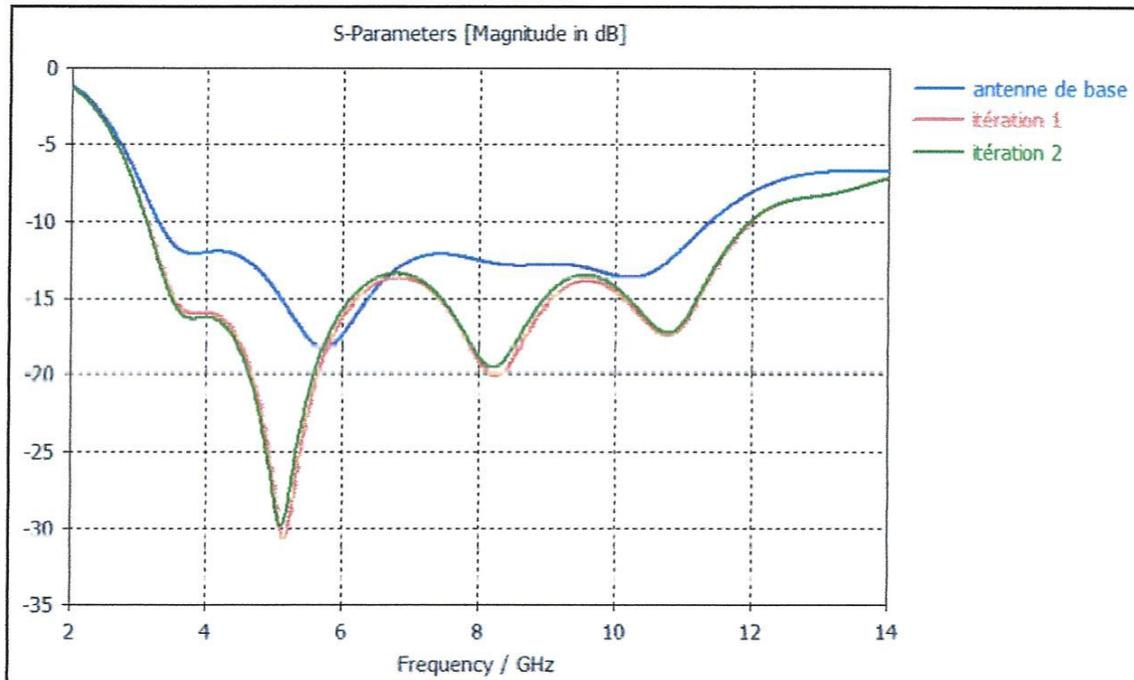
On termine notre étude avec  $C = 0.5$  mm

#### IV.5.5 APPLICATION DU FRACTALES DE TAPIE SIERPINSKI ET PEANO ET LES STEPES SUR L ANTENNE DE BASE



**Figure IV.13:** (a) :l'antenne de base avec Peano et les stepes et tapie Sierpinski itération 1  
(b) : Itération 2.

La figure IV.14 montre la variation du coefficient de réflexion S11 pour les deux itérations de tapis du sierpinski .

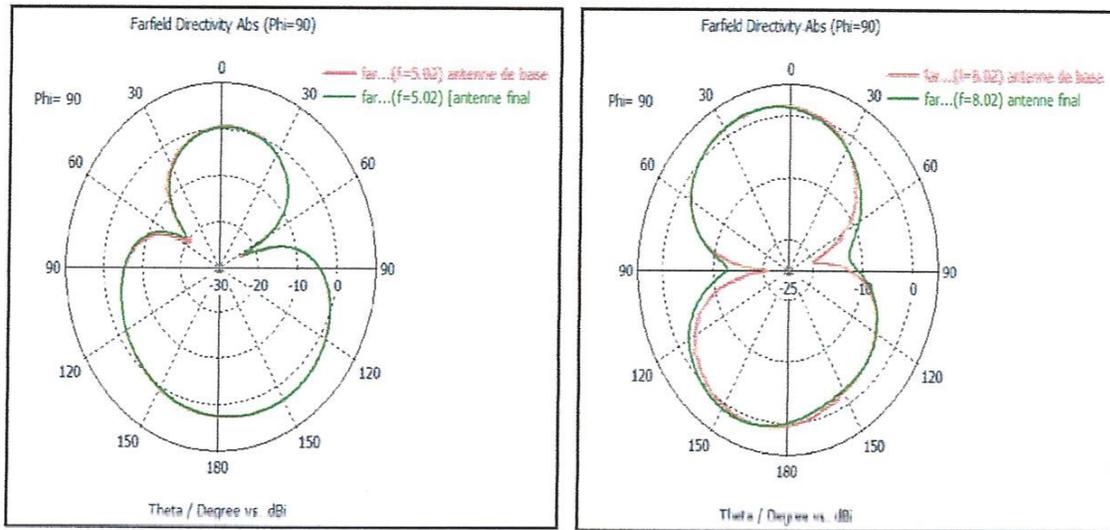


**Figure IV.14 :** la variation du coefficient de réflexion S11 pour les deux itérations de tapis du sierpinski et l'antenne de base .

D'après la figure IV.14 on remarque que à chaque fois on augmente les itérations du fractale on obtient une antenne bien adapté avec une bande de fréquence de 3.1-12.07 GHz plus large par rapport à l'antenne de base.

#### ➤ *LES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT*

La figure IV.15 représente une comparaison entre le diagramme de rayonnement de l'antenne de base et l'antenne final pour les fréquences 5.02 GHz et 8.02GHz.



(a)

(b)

Figure IV.15: (a) : Les diagrammes de rayonnement pour  $f=5.02$  GHz. (b) : Les diagrammes de rayonnement pour  $f=8.02$  GHz.

Le diagramme de rayonnement est presque omnidirectionnel dans toute l'espace

➤ TAUX D'ONDE STATIONNAIRE (VSWR)

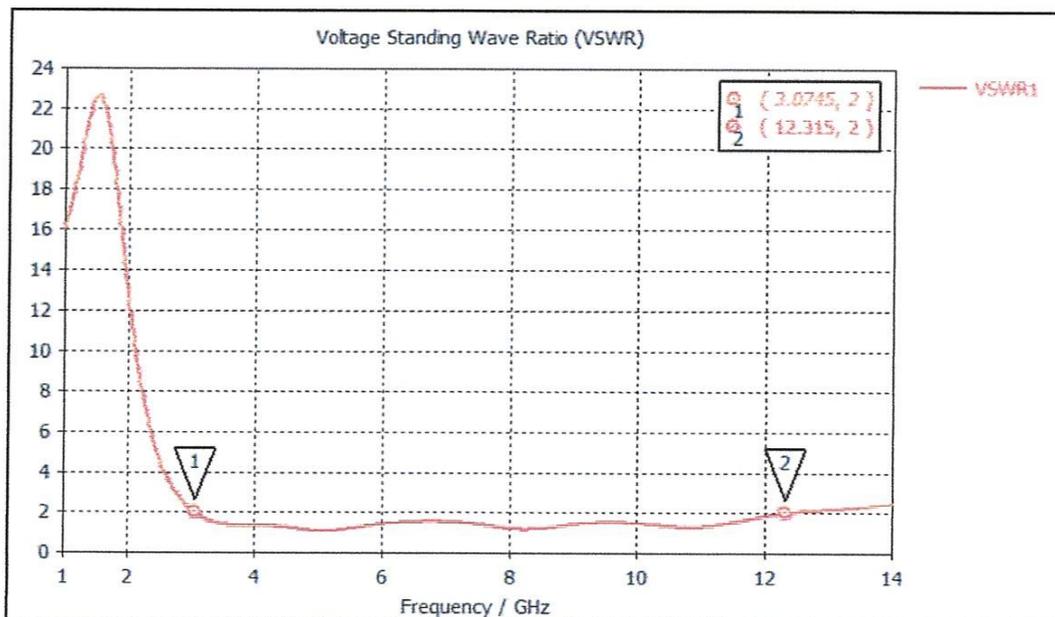


Figure IV.16 : VSWR pour l'antenne finale.

➤ LE GAIN

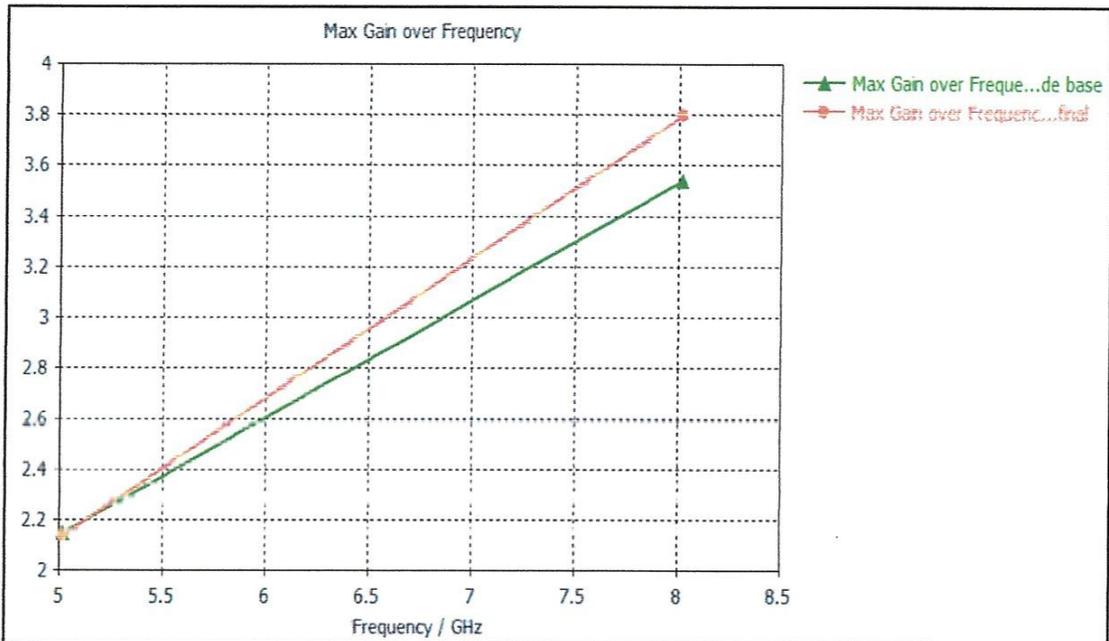


Figure IV.17 : Comparaison entre le Gain de l'antenne de base et l'antenne final en fonction de la fréquence.

➤ L'efficacité

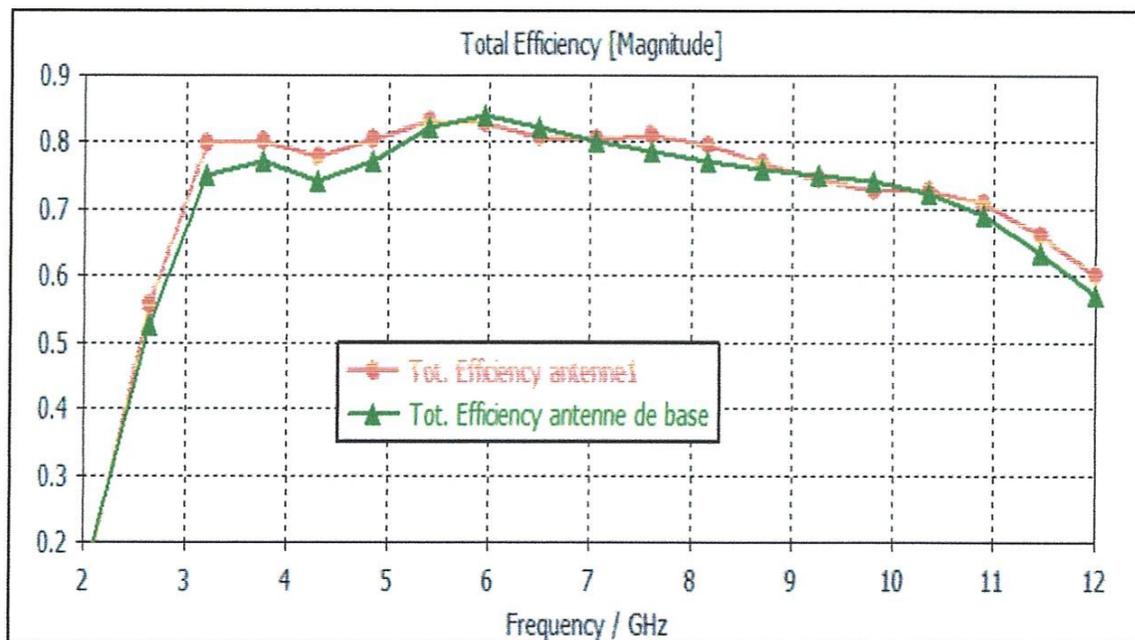
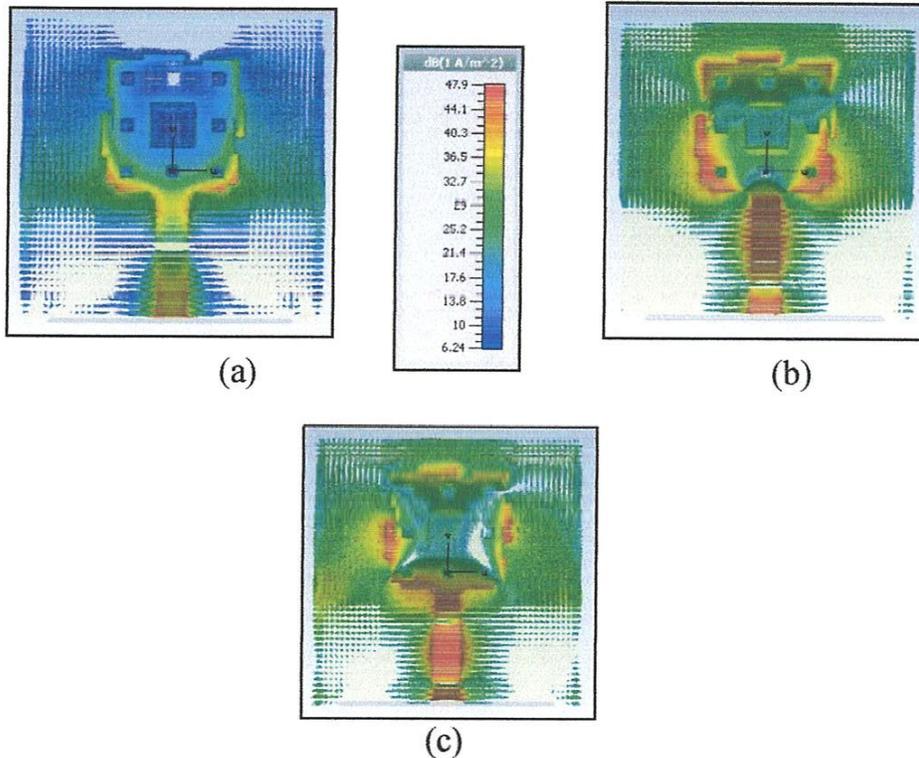


Figure IV.18 : L'efficacité pour antenne1 et antenne de base.

➤ **LA DISTRIBUTION DE LA DENSITE DE COURANT**

La distribution de la densité de courant de l'antenne UWB a géométrie fractal a été simulée a 3 valeur de fréquences de résonances 3.7GHz ,8.2GHz, 10.6GHz. La figure VI.19 montre ces distributions respectivement.



**Figure IV.19 :** La distribution de la densité de courant de l'antenne UWB. (a) : 3.7GHz. (b) : 8.2GHz. (c) : 10.6GHz

## IV.6 ANTENNE 2

Avec les dimensions du première antenne de base qui est inspiré a partir de l'article [IV. 3]. On coupe le patch pour obtenir un format d'un triangle.

La figure IV.20 montre La forme obtenue après les coupures

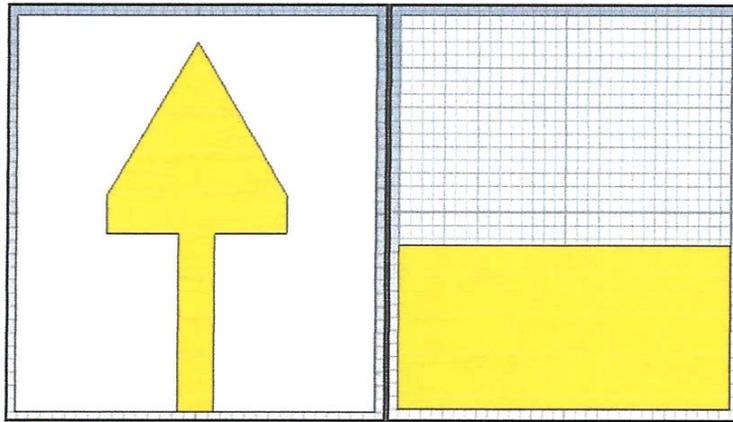


Figure IV.20 : La forme d'antenne triangle obtenue.

La figure IV.21 montre la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne triangle.

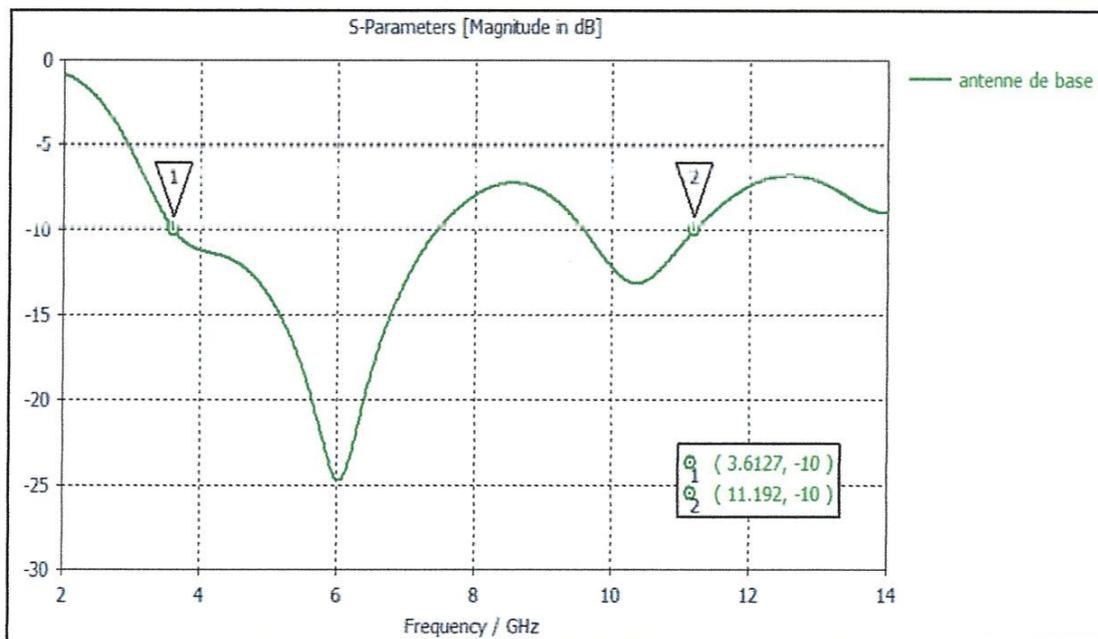


Figure IV.21: La variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne triangle.

D'après la figure IV.21 on remarque bien que notre antenne ici ne présente pas un caractère ULB [3.1-10.6 GHz].

Nous le considérons cette antenne comme un antenne de base (itération 0).

IV.6.1 APPLICATION DES ESCALIERS SUR L ANTENNE DE BASE

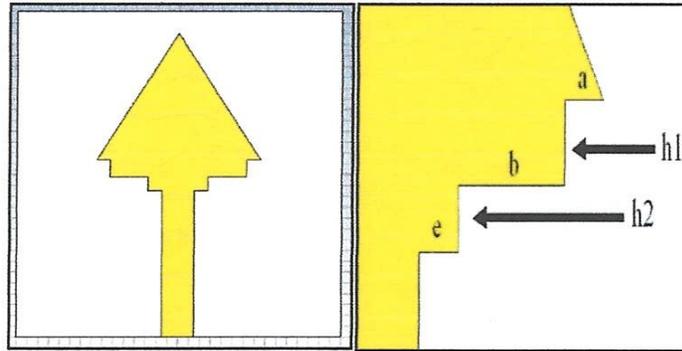


Figure IV.22 : Antenne triangulaire avec les escaliers.

Les dimensions des escaliers sont présentées dans le tableau ci-dessous :

a [mm]	b [mm]	e [mm]	h1 [mm]	h2 [mm]
1.25	3.5	1.25	1.6	1.25

Tableau IV.2: Dimensions des escaliers.

La figure IV.23 montre une comparaison de la variation du coefficient de réflexion entre l'antenne de base avec et sans escaliers.

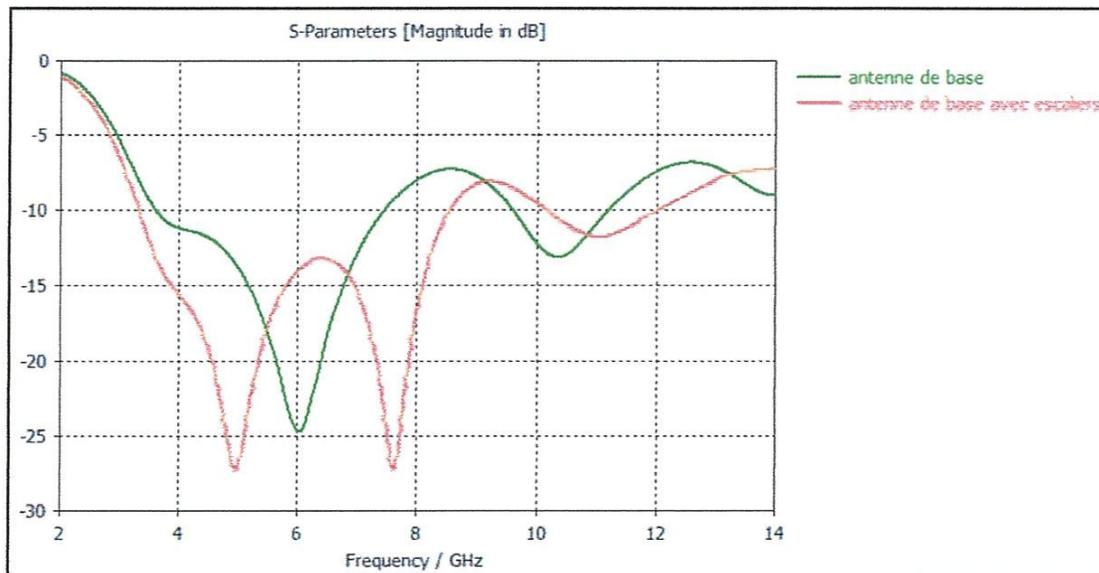


Figure IV.23 : Comparaison entre l'antenne de base avec et sans escaliers.

Les escaliers ont un effet positif sur l'adaptation, elle nous donne la résonance à l'entrée de la bande de fréquence de L'ULB et améliore encore la bande passante avant escaliers [3.6-11.1 GHz] qui devient avec escaliers [3.3-12.01 GHz].

### IV.6.2 APPLICATION DE TRIANGLE DE SIERPINSKI (SIERPINSKI GASKET) SUR L'ANTENNE DE BASE

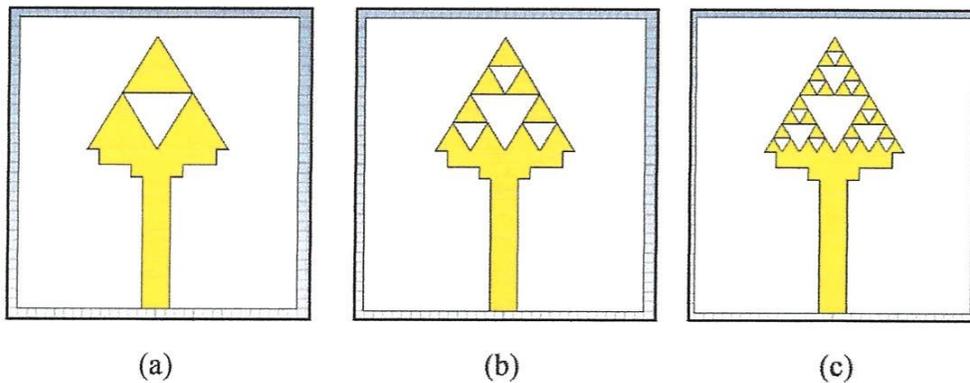


Figure IV.24 : Les trois itérations de Sierpinski triangulaire : (a) Itération 1 , (b) Itération 2 , (c) Itération 3

La figure IV.25 montre la variation du coefficient de réflexion pour les trois itérations du triangle de sierpinski.

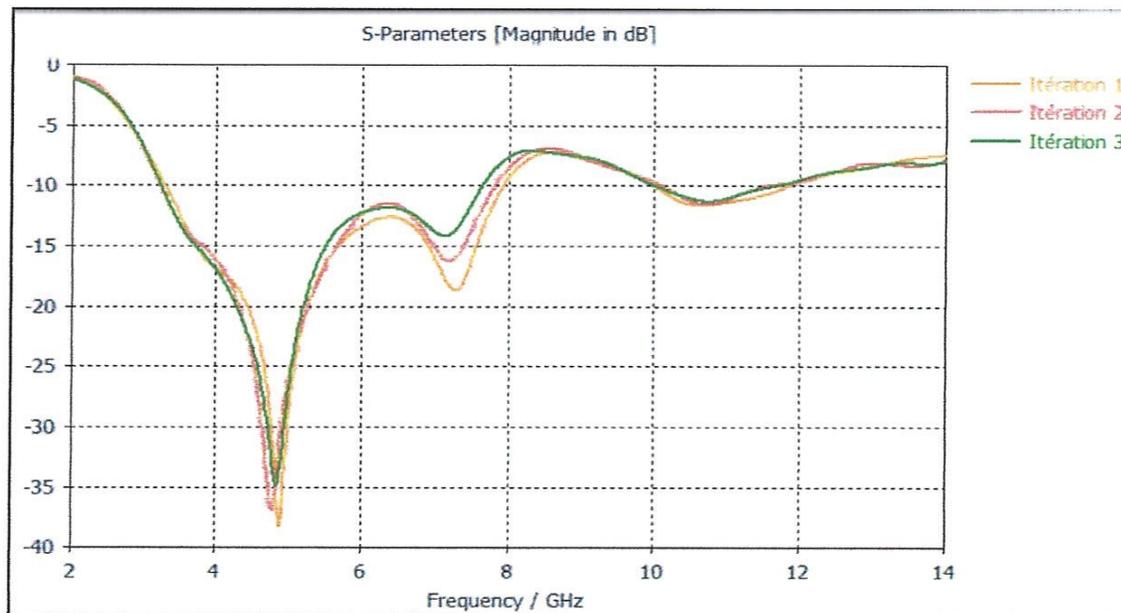


Figure IV.25 : La variation du coefficient de réflexion pour les trois itérations du triangle de sierpinski.

On remarque qu'après chaque itération de sierpinski une désadaptation remarquable du coefficient de réflexion. Pour cela on ajout une fente de forme U sur la ligne d'alimentation.

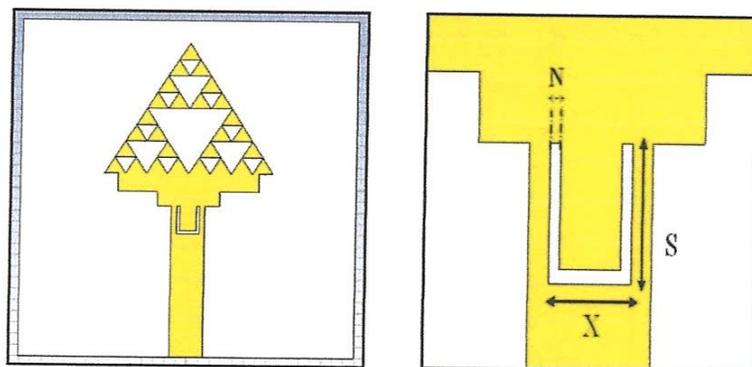


Figure IV.26 : la fente sur la ligne d'alimentation.

Les dimensions de cette fente sont présentées dans le tableau ci-dessous :

N [mm]	X [mm]	S [mm]
0.25	1.5	2.5

Tableau IV.3: Les dimensions de la fente.

La figure IV.27 montre une comparaison entre l'antenne avec et sans fente.

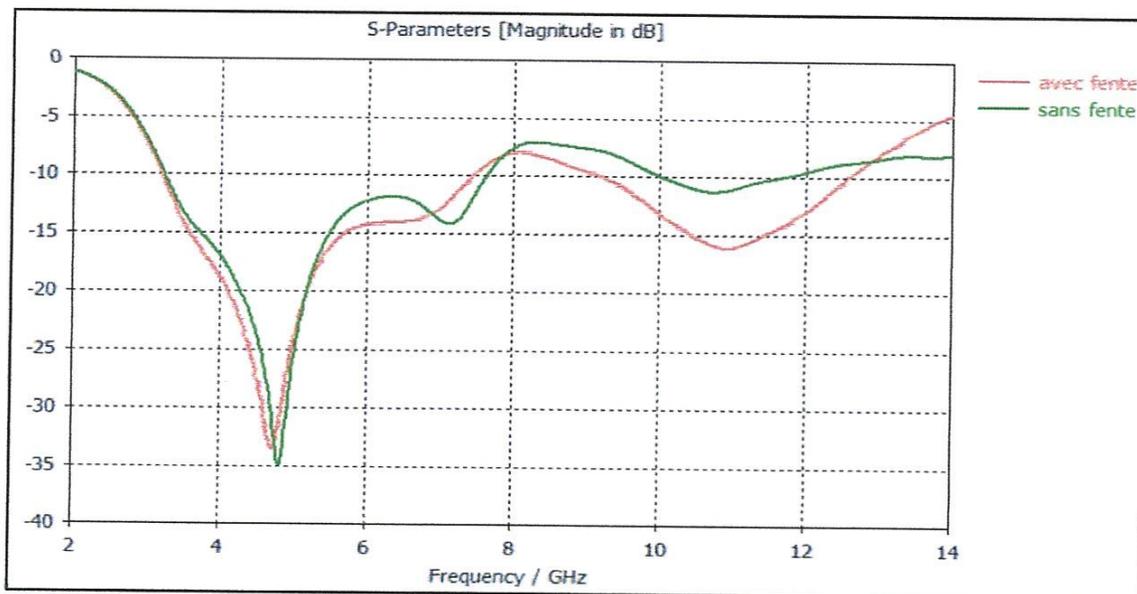


Figure IV.27 : Comparaison avec les deux résultats de simulation avec et sans fente en terme de S11.

On remarque que la fente permet d'améliorer l'adaptation de l'antenne.

Pour améliorer encore l'adaptation en applique des forme de fractale qui s'appelle fractale de koch. La fente fractale a été introduite dans le plan de masse de manière symétrique par rapport à la ligne d'alimentation. Les coupures horizontales et verticales des deux fractales sont de même longueur " $m/3$ ".

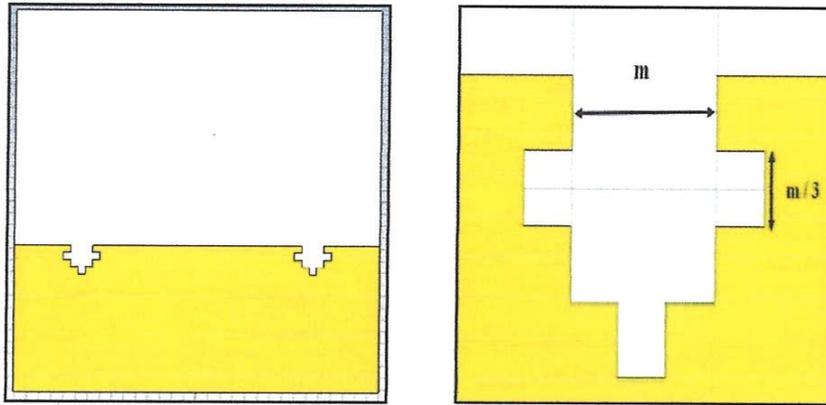


Figure IV.28 : Les fentes fractales dans le plans de masse.

Pour obtenir des meilleurs résultats on fait une étude sur le paramètre  $m$ .

La figure IV.29: représente une comparaison entre les différents valeurs de paramètre  $m$ .

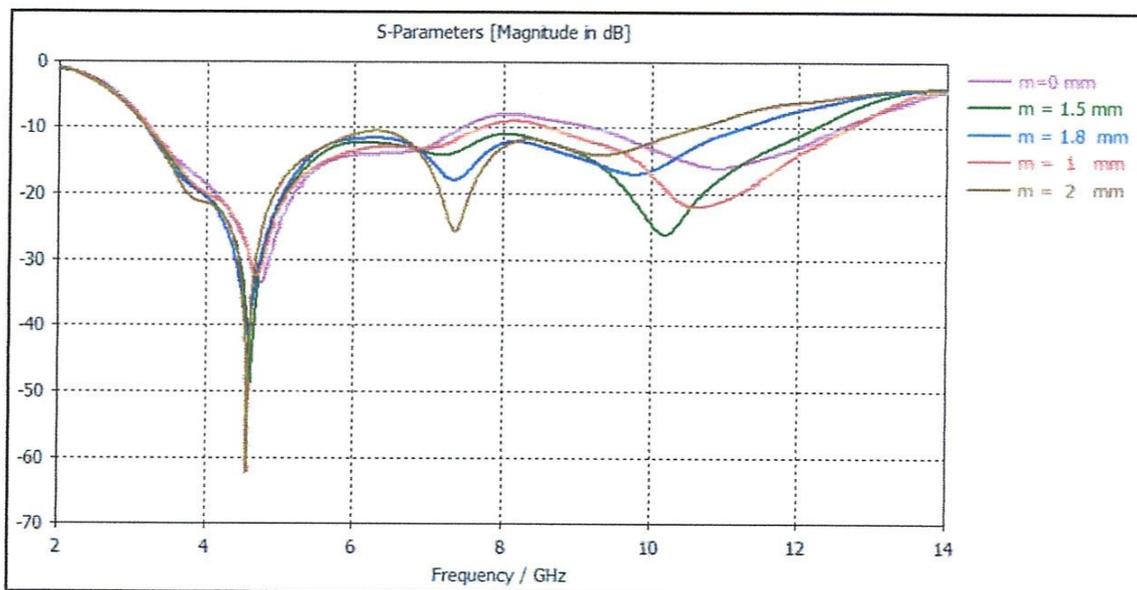


Figure IV.29: Comparaison entre les résultats de simulation pour différents valeurs de paramètre  $m$ .

Les deux fentes fractales qui sont introduites dans le bord supérieur du plan de masse ont un effet significatif sur l'adaptation et une bonne adaptation peut être obtenu avec l'augmentation

de la longueur  $m$ . les valeurs  $m = 1.5 \text{ mm}, 1.8 \text{ mm}, 2 \text{ mm}$  sont les valeurs optimales pour ce monopole , on a choisie  $m = 1.8 \text{ mm}$  pour mon antenne finale.

➤ *Les diagrammes de rayonnement*

La figure IV.30 représente une comparaison entre le diagramme de rayonnement de l'antenne de base et l'antenne finale pour les fréquences 5.02 GHz et 8.02GHz

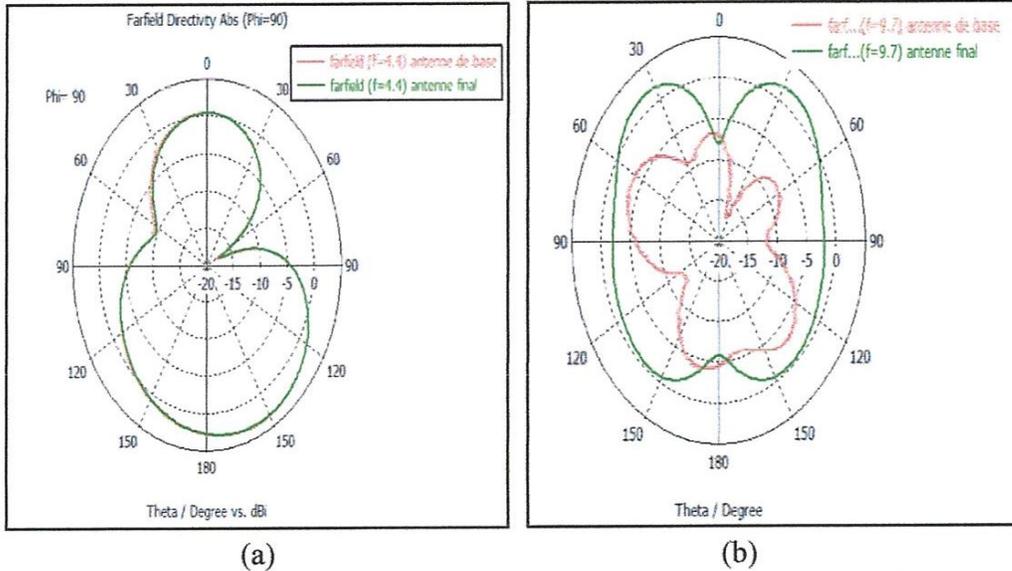


Figure IV.30 : (a) : Le diagramme de rayonnement pour  $f=4.4 \text{ GHz}$ . (b) : Le diagramme de rayonnement pour  $f=9.7 \text{ GHz}$ .

➤ *Taux d'onde stationnaire (VSWR)*

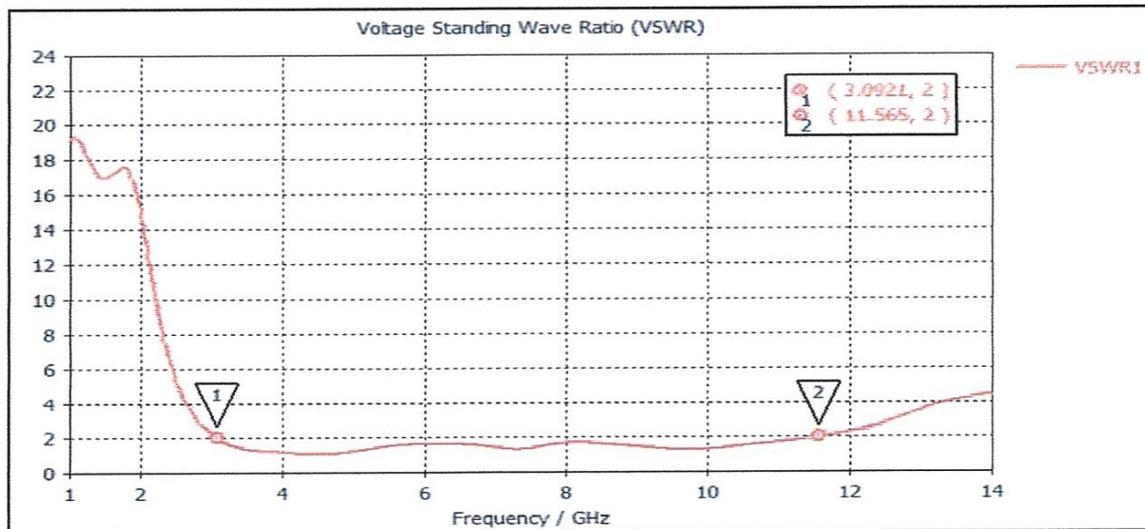


Figure IV.31 : VSWR pour l'antenne.

➤ *LE GAIN*

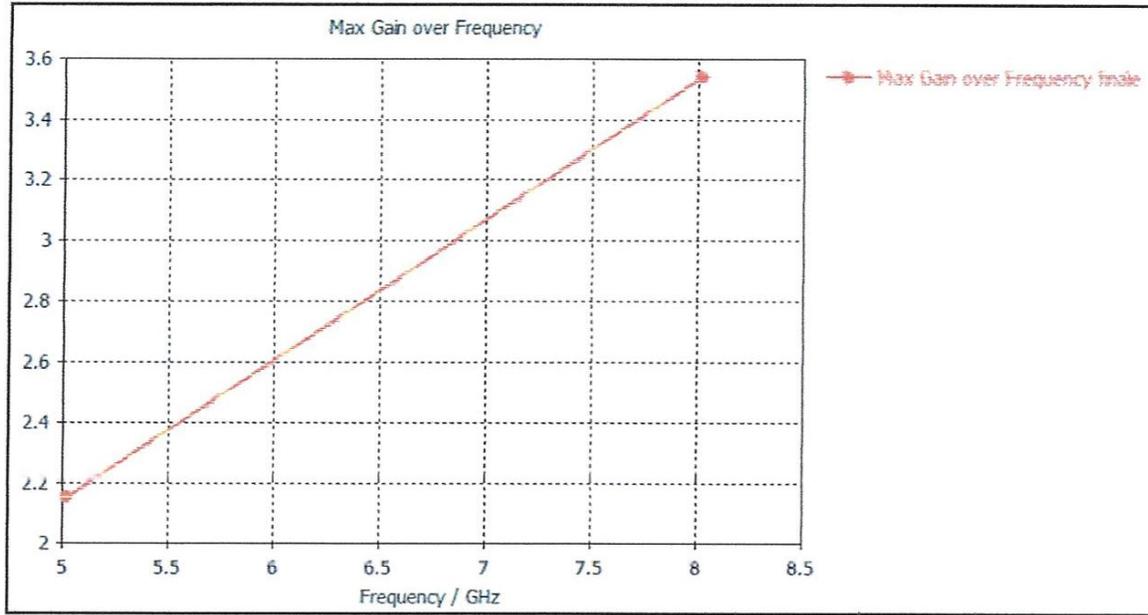


Figure IV.32 : Le gain de l'antenne final en fonction de la fréquence.

➤ *L'efficacité*

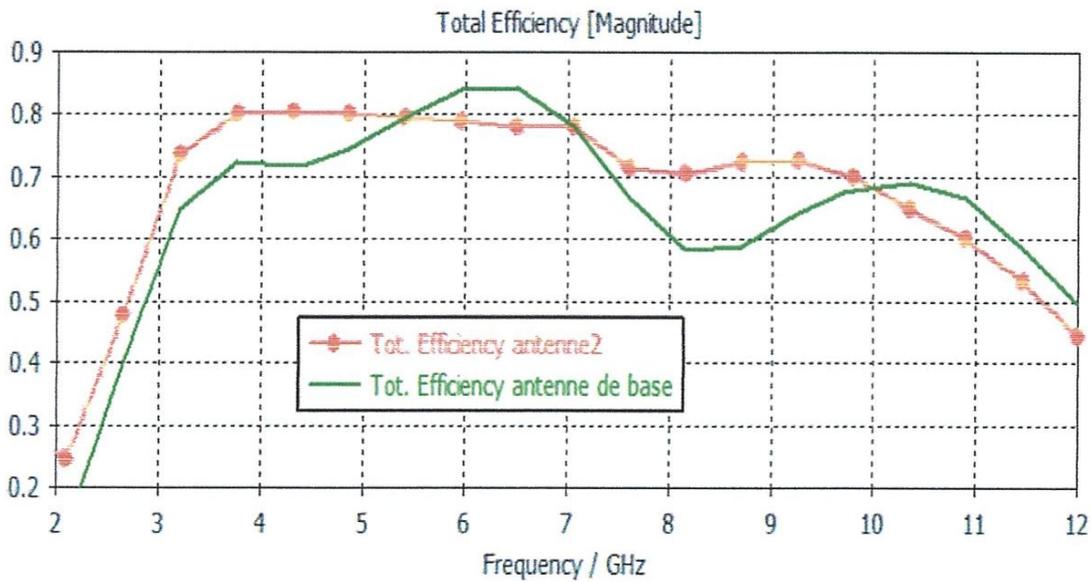
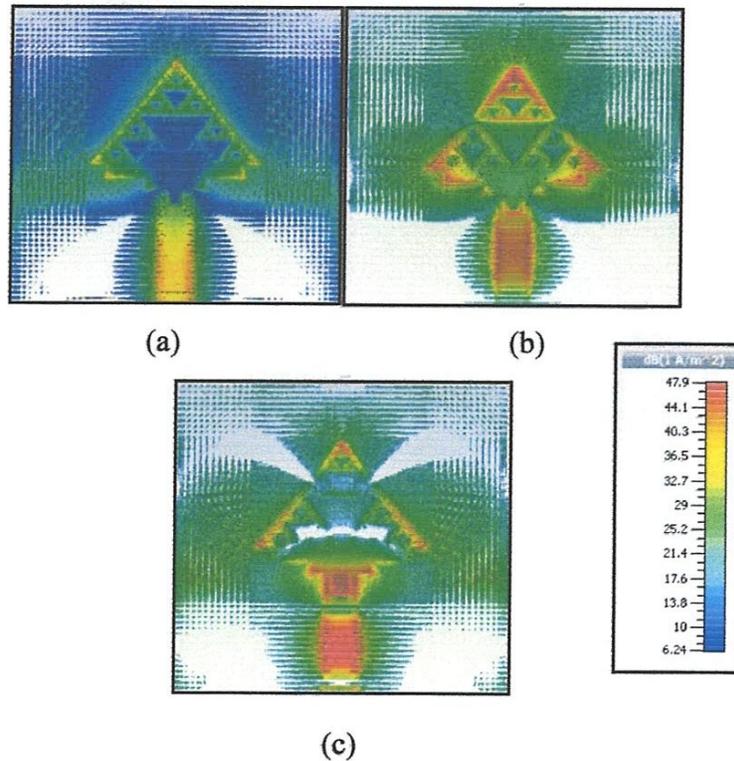


Figure IV.33 : L'efficacité pour antenne 2 et antenne de base.

➤ **LA DISTRIBUTION DE LA DENSITE DE COURANT**

la distribution de la densité de courant de l'antenne UWB a géométrie fractal a été simulée a 3 valeur de fréquences de résonances 4.4GHz, 7.2GHz, 9.7GHz. la figure IV.34 montrent ces distributions respectivement.



**Figure IV.34 :** La distribution de la densité de courant de l'antenne UWB. (a) : 4.4GHz. (b) : 7.2GHz. (c) : 9.7GHz

## IV.7 REALISATION

Après avoir simulé notre antenne dans l'environnement CST et étudié leurs caractéristiques électriques et de rayonnement, on a voulu valider nos résultats avec la mesure, Pour cela on a procédé à la réalisation des deux prototypes des antennes étudiée.

La réalisation de la structure est faite dans notre laboratoire des circuits imprimés du département d'électronique et télécommunication (Université 08 mai 1945). Pour cela en va vous présenter l'outil de réalisation, c'est une machine ProtoMat S103 alimenté avec un logiciel qui s'appelle Circuit Pro.

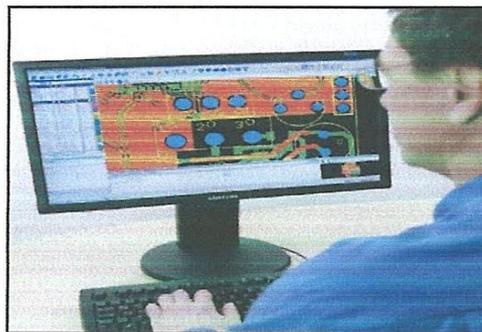
### IV.7.1 DESCRIPTION DU MATERIEL

Le graveur de circuits imprimés LPKF ProtoMat S103 pour le prototypage de circuits imprimés et la production de petites quantités, est configuré spécifiquement pour les exigences des applications RF et micro-ondes. Le limiteur de profondeur pneumatique sans contact permet en outre le traitement des substrats tendres et flexibles dotés de surfaces fragiles. Le ProtoMat S103 permet également de d'égrapper soigneusement les circuits imprimés flexibles aux formes irrégulières hors des circuits plus grands.



**Figure IV.35** : La machine Protomat S103.

Tous les graveurs de circuits imprimés LPKF sont équipés de puissants logiciels systèmes permettant la conversion des données de topologie dans les circuits imprimés : ils récupèrent les données des logiciels de conception, les éditent pour la production, les décomposent en étapes de procès, et guident les utilisateurs, étape par étape, dans le processus de fabrication. Le LPKF Circuit Pro est capable d'importer tous les formats d'échange de données, offre un grand éventail d'options d'édition et permet de contrôler les graveurs de circuits imprimés. En outre, le logiciel a la possibilité de produire des stencils pour des vernis épargnes et des calques d'assemblage. Le LPKF Circuit Pro Lite est une version simplifiée du LPKF Circuit Pro pour les graveurs de circuits imprimés LPKF d'entrée de gamme. [IV.4]

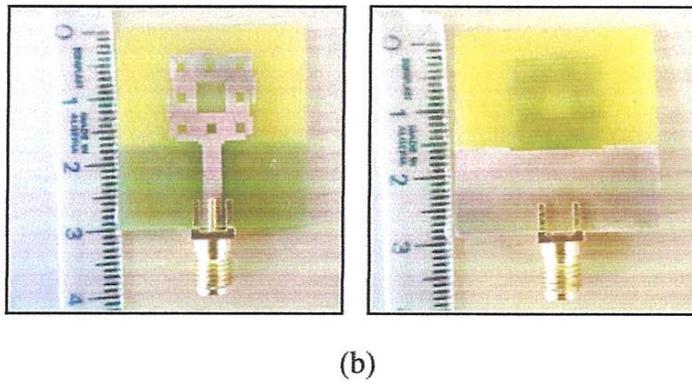
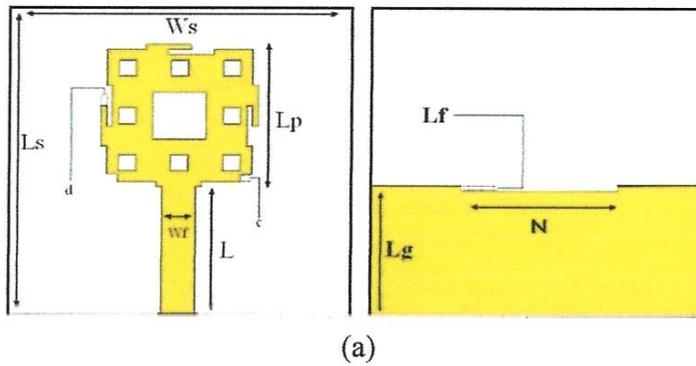


**Figure IV.36** : logiciel LPKF Circuit Pro

**IV.7.2 LES MODELES REALISES**

Les modèles réalisés sont les suivants :

**Antenne 1 « optimisé »**



**Figure IV.37 :** (a) antenne simulé. (b) antenne réalisé.

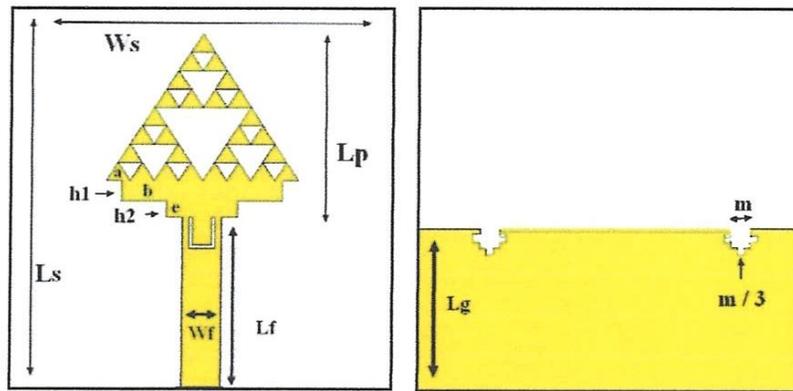
- En utilise substrat FR4 de constante diélectrique  $\epsilon_r = 4,3$  et épaisseur de 1.5 mm. Et un matériau électrique d'épaisseur 0.035 mm.

Les dimensions de l'antenne sont présentées dans le tableau ci-dessous

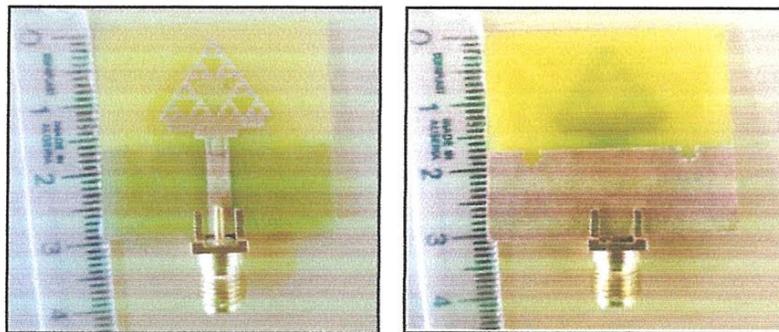
Ws [mm]	Ls [mm]	Wp [mm]	Lp [mm]	Wf [mm]	Lg [mm]	d [mm]	N [mm]	Lf [mm]	L [mm]
30	30	14	14	3	13	0.5	14	0.5	13

**Tableau IV.4:** Les dimensions de l'antenne 1 optimisé .

Antenne 2 « optimisé »



(a)



(b)

Figure IV.38 : (a) antenne simulé. (b) antenne réalisé.

Les dimensions de l'antenne sont présentées dans le tableau ci-dessous

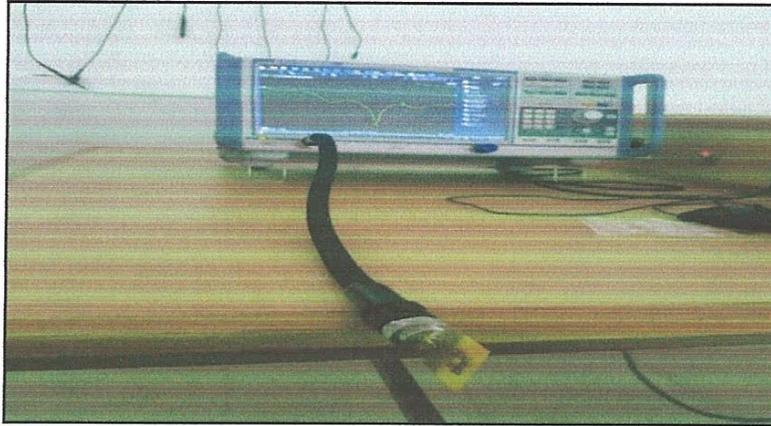
Ws [mm]	Ls [mm]	Lf [mm]	Lp [mm]	Wf [mm]	Lg [mm]	a [mm]	b [mm]	e [mm]	h1 [mm]	2 [mm]	m [mm]
30	30	13.5	14	3	12.5	1.25	3.5	1.25	1.6	1.25	1

Tableau IV.5: Les dimensions de l'antenne 2 optimisé.

IV.7.3 MESURE EXPERIMENTALE

➤ *Mesure du coefficient de réflexion :*

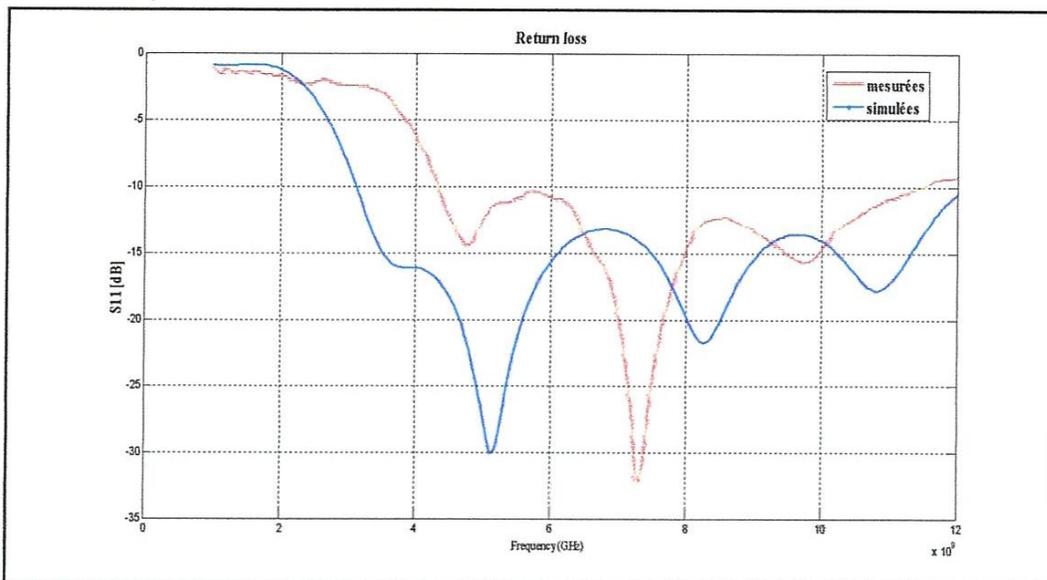
La mesure est réalisée par un analyseur de réseau vectoriel (Rohde & Schwarz R&S@ZNB20 Vector Network Analyzer) de 100 KHz à 20 GHz fréquence limite de l'analyseur.



**Figure IV.39** : Analyseur de réseau vectoriel (Rohde & Schwarz R&S@ZNB20 Vector Network Analyzer).

Nous avons tracé les coefficients de réflexion S11 de nos antennes à partir des données que nous avons obtenus après la mesure sous forme de fichier S1P.

- **Mesure du S11 de l'antenne 1**



**Figure IV.40** : Résultats simulés et mesurés du S11 de l'antenne1

La figure IV.40 montre que les résultats de mesure et simulation sont assez concordante en termes de :

- ✓ Caractère ULB :  $\Delta f(\text{simulé}) = 9.21 \text{ GHz [3.1 -12.31 GHz]}$ .  
 $\Delta f(\text{mesuré}) = 7.21 \text{ GHz [4.3 -11.51 GHz]}$ .

- Mesure du S11 de l'antenne 2

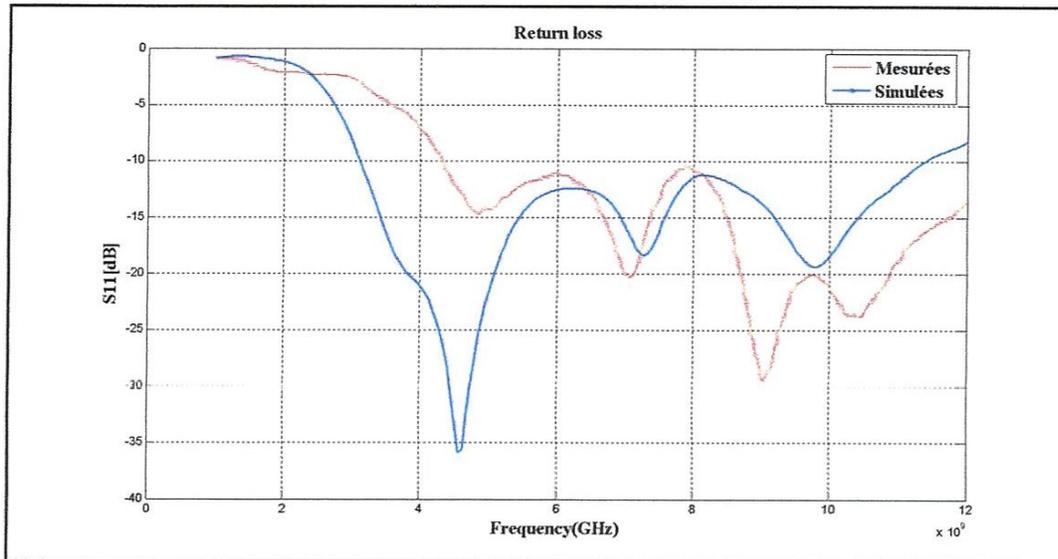


Figure IV.41 : Résultats simulés et mesurés du S11 de l'antenne1

La figure IV.41 montre que les résultats de mesure et simulation sont assez concordante en termes de :

- ✓ Caractère ULB :  $\Delta f$ (simulé) = 8.03 GHz [3.1 -11.13 GHz].  
 $\Delta f$ (mesuré) = 8.7 GHz [4.3 -13 GHz].

➤ *Mesure du diagramme de rayonnement*

On a utilisé le banc d'essai des antennes de la société LUCAS-NULLE qui est disponible dans le laboratoire pédagogique (labo1) du département. Ce banc d'essai est constitué d'un émetteur et récepteur qui travaille dans la bande X ( $f=8.5\text{GHz}$ ) (figure IV.42). On place l'antenne dans l'émetteur et on fait marcher la mesure pour tracer les diagrammes de rayonnements horizontal et vertical dans les coordonnées polaire.

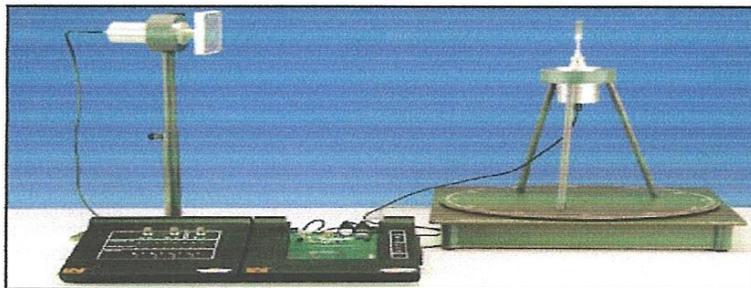
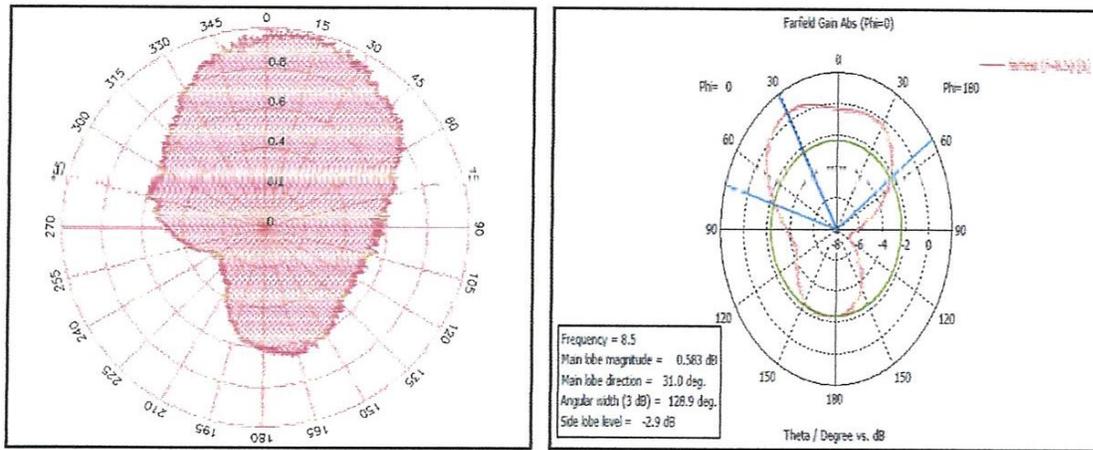


Figure IV.42: Banc d'essai des antennes (8.5GHz).

La comparaison des résultats de la simulation et celle de la mesure concernant les diagrammes de rayonnements est donnée dans les figures suivantes :

**Antenne 1:**

❖ Plan vertical (plan E) →  $\Phi=0^{\circ}$

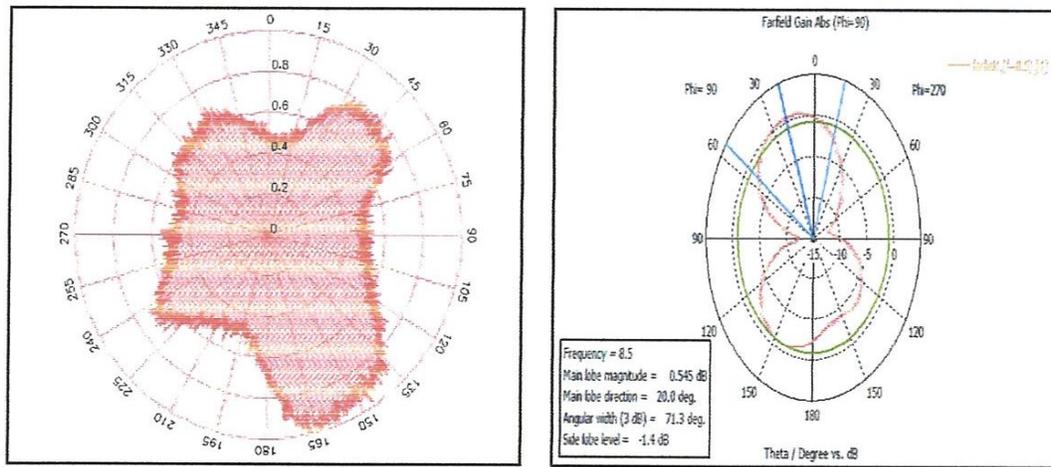


(a)

(b)

**Figure IV.43:** Diagramme de rayonnement polaire. (a) : mesuré. (b) : simulé.

❖ Plan horizontal (plan H) →  $\Phi=90^{\circ}$



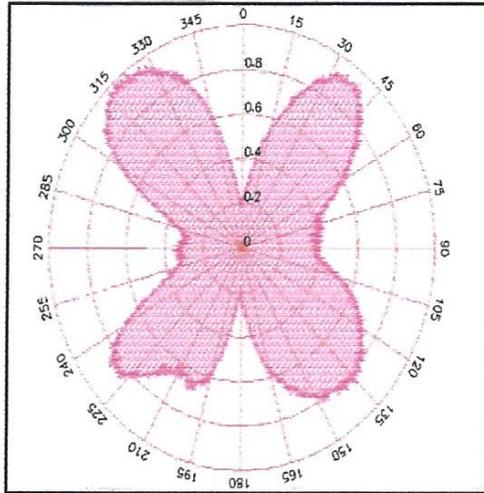
(a)

(b)

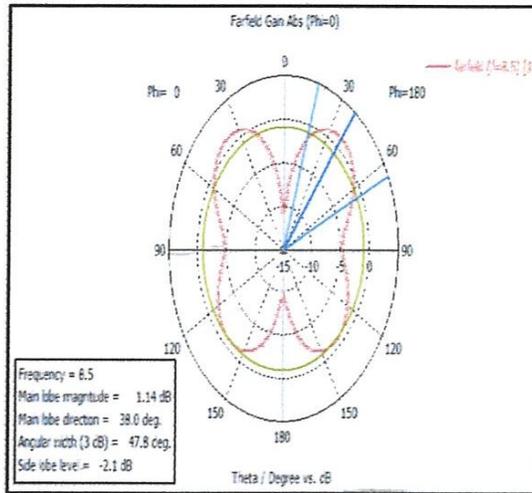
**Figure IV.44:** Diagramme de rayonnement polaire. (a) : mesuré. (b) : simulé.

Antenne 2

❖ Plan vertical (plan E) →  $\Phi=0^{\circ}$



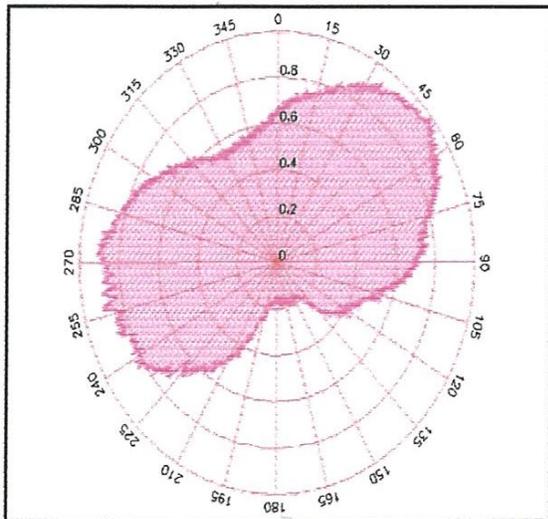
(a)



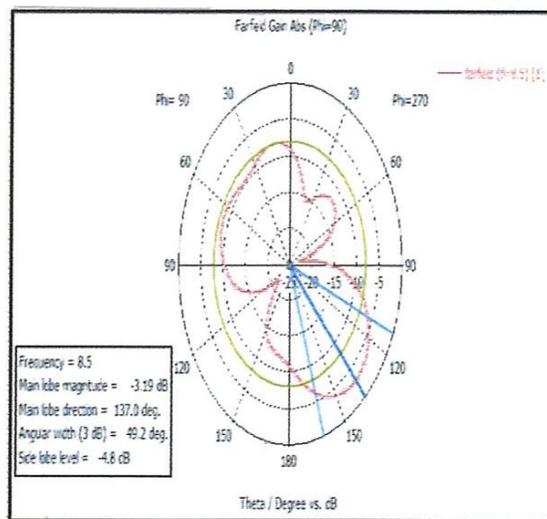
(b)

Figure IV.45: Diagramme de rayonnement polaire. (a) : mesuré. (b) : simulé.

❖ Plan horizontal (plan H) →  $\Phi=90^{\circ}$



(a)



(b)

Figure IV.46: Diagramme de rayonnement polaire. (a) : mesuré. (b) : simulé.

## IV.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, notre travail est focalisé sur la conception, la réalisation et la caractérisation des structures d'antennes microruban adaptée aux systèmes de communication ULB. Comme première étape des simulations avec différentes modifications sur la structure de base de l'antenne monopole par l'application de différentes géométries fractales afin de déterminer la meilleure structure qui répond aux critères visés à savoir : la miniaturisation et largeur de la bande ULB ainsi que le coté esthétique de l'antenne.

Une fois nos modèles sont optimisés nous avons passé à l'étape de réalisation avec la machine à gravure mécanique LPKF de notre laboratoire des circuits imprimés. Les mesures sont montrés que les resultats trouvées par la réalisation sont en concordance avec les resultats trouvées par simulation, que se soit en terme de coefficient de réflexion ou diagramme de rayonnement. Les petites différences entre les prévisions théoriques et les mesures trouvées sont dues essentiellement à l'incertitude de dimensionnement des antennes imprimées lors de la réalisation, les défauts et le problème de la machine de gravure.

## CONCLUSION GENERALE

La technologie Ultra Large Bande (ULB) est une solution d'avenir dans les communications sans fils à hauts débits et à courtes portées. L'élaboration de notre modeste travail nous a permis d'étudier de nouvelles antennes miniatures qui répondent aux exigences de cette technologie, ce sont les antennes monopoles imprimés alimenté par une ligne microruban.

Les travaux décrit dans ce mémoire s'inscrivent dans le domaine de la conception et la caractérisation d'antennes planaire ultra large bande miniatures à l'aide de la géométrie fractale qui donne une possibilité de concevoir des antennes à large bande miniaturisées ayant diagrammes de rayonnement et caractéristiques d'impédance d'entrée similaires aux plus grandes antennes .

Dans le premier chapitre nous avons présenté la Technologie Ultra Large Bande puis dans le second chapitre nous avons introduit la théorie des antennes et les antennes large bande, ensuite au troisième chapitre on a parlé sur la miniaturisation des antennes ainsi que la géométrie fractale et leur application sur les antennes, enfin le dernier chapitre, il a été consacré à la conception, la réalisation et la caractérisation des structures d'antennes microruban adaptée aux systèmes de communication ULB. Comme première étape de la simulation, nous avons effectué plusieurs modifications sur la structure de base de l'antenne monopole par l'application de différentes géométries fractales afin de déterminer la meilleure structure qui répond aux critères visés à savoir : la miniaturisation et la largeur de la bande ULB ainsi que le coté esthétique de l'antenne.

Une fois nos modèles (deux prototypes) sont optimisés, nous avons passé à l'étape de réalisation avec la machine à gravure mécanique LPKF de notre laboratoire des circuits imprimés. Les mesures effectués par l'analyseur de réseaux vectoriel (VNA) et le banc d'essai des antennes, ont montrés que les résultats trouvés par la réalisation sont en concordance avec les résultats trouvés par simulation, que se soit en terme de coefficient de réflexion ou diagramme de rayonnement. Les petites différences entre les prévisions théoriques et les mesures trouvés sont dues essentiellement à l'incertitude de dimensionnement des antennes imprimées lors de la réalisation, les défauts et le problème de la machine de gravure.

# Bibliographies

## Chapitre I

[I.1] Michel Terré. Conservatoire National des Arts et Métiers UWB 1 Cours du Conservatoire National des Arts et Métiers Novembre 2006.

[I.2] Laurence Babour. ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES ULTRA LARGE BANDE MINIATURISEES EN IMPULSIONNEL. thèse doctorat, 2009.

[I.3] Ziani kerarati djalal . ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES ULTRA LARGE BANDE . thèse doctorat université abou bekr belkaid tlemcen, 2011

[I.4] ECMA-368, HIGH RATE ULTRA WIDE BAND PHY AND MAC STANDARD , édition 2. décembre2007

[I.5] L. Bennett G.F. Ross, TIME DOMAIN ELECTROMAGNETICS AND ITS APPLICATIONS , Proceedings of the IEEE, Vol. 66, issue 3, pp. 299-318, March 1978.

[I.6] Soltane Samia ETUDE ET CARACTERISATION D'ANTENNES IMPRIMEES POUR SYSTEME ULTRA-LARGE BANDE , thèse magister 2015

[I.7] R. J. Fontana, RECENT SYSTEM APPLICATIONS OF SHORT-PULSE ULTRA-WIDEBAND (UWB) TECHNOLOGY,

[I.8] R.J. Fontana, E. Richley, J. Barney, COMMERCIALIZATION OF AN ULTRA WIDEBAND PRECISION ASSET

[I.9] K.Mandke, H. Nam, L. Yerramnemi, C. Zuniga, T. Rappaport, THE EVOLUTION OF ULTRA-WIDE BAND RADI FOR WIRELESS PERSONAL AREA NETWORKS , Technology report, high Frequency Electronics, pp 22-30, sert. 2003.

[I.10] thèse de doctorat, Nicolas fortino, CONCEPTION ET CARACTERISATION D'ANTENNES IMPRIMEES POUR SYSTEMES ULTRA LARGE BANDE IMPULSIONNELS. de l'université de Nice Sophia Antipolis en 16 février 2006.

## Chapitre II

[II.1] adil kamil ,CONCEPTION D'UNE ANTENNE PATCH ULTRA-LARGE BANDE (3.1 GHZ-10.6 GHZ). Mémoire présenté pour l'obtention du grade du Maitre ès sciences (M.Sc)

[II.2] laurence babour ,ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES ULTRA LARGE BANDE MINIATURISEES EN IMPULSIONNEL. thèse doctorat

[II.3] touati mohamed houssem eddine , CONCEPTION ET SIMULATION D'UNE ANTENNE MICRO-RUBAN CIRCULAIRE . thèse doctorat

[II.4] z.bachir , MODELISATION D'UNE ANTENNE MICRO RUBAN COMPACTE, Master academique, Université Echahid Hamma Lakhdar-El oued. 2015.

[II.5] a.benomar, ETUDE DES ANTENNES A RESONATEURS DIELECTRIQUES. APPLICATION AUX RESEAUX DE TELECOMMUNICATIOIS, Docteur de l'Univteersite de Tlemcen et Docteur de l'Universite de limoges, 2015.

[II.6] C. Hamid, CONCEPTION D'UN NOUVEAU SYSTEME D'ANTENNE RESEAU CONFORME EN ONDE MILLIMETRIQUE, Maitrise en Ingénierie, Université de Québec à Chicoutimi, Mai 2012. thèse doctorat

[II.7] Jérémy Valteau. MINIATURISATION D'ANTENNES TRES LARGE BANDE POUR APPLICATIONS SPATIALES. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. INP DE TOULOUSE, 2016. Français. thèse doctorat.

[II.8] MEDDOUR Meriem.BENKEDDA Siham, ETUDE ET SIMULATION D'UNE ANTENNE MICROBANDE DANS LA BANDE WIFI 5 GHz, thèse master académique

[II.9] Soltane Samia. ETUDE ET CARACTERISATION D'ANTENNES IMPRIMEES POUR SYSTEME ULTRA-LARGE BANDE. thèse magister 2015

## Chapitre III

**[III.1]** Sarah El Kadri. CONTRIBUTION A L'ETUDE D'ANTENNES MINIATURES RECONFIGURABLES EN FREQUENCE PAR ASSOCIATION D'ELEMENTS ACTIFS. Autre. Université de Grenoble, 2011. Thèse de l'obtention du doctorat

**[III.2]** Wheeler, Harold A. Fundamental limitations of small antennas. Proceedings of the IRE, 1947

**[III.3]** JérémyValleau. MINIATURISATION D'ANTENNES TRES LARGE BANDE POUR APPLICATIONS SPATIALES . Thèse de l'obtention du doctorat, 2016.INP Toulouse

**[III.4]** Mélusine Pigeon. ETUDE ET REALISATION D'ANTENNES ULTRA-COMPACTES A BASE DE METAMATERIAUX: APPLICATION A LA REALISATION D'UNE ANTENNE GNSS MINIATURE. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2011. Thèse de l'obtention du doctorat

**[III.5]** Ghosh, Bratin, HAQUE, SK Moinul, et MITRA, Debasis. MINIATURIZATION OF SLOT ANTENNAS USING SLIT AND STRIP LOADING. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011

**[III.6]** Laure Huitema. CONCEPTION D'ANTENNES MINIATURES A BASE DE MATERIAUX INNOVANTS POUR SYSTEMES DE COMMUNICATIONS MOBILES . Thèse de l'obtention du doctorat, 2011. UNIVERSITE DE LIMOGES

**[III.7]** ameziane djamel , ETUDE ET OPTIMISATION D'ANTENNES FRACTALES PLAQUEES» MEMOIRE DE MAGISTER DE TELECOMMUNICATIONS. 20 mai 2009. UNIVERSITE ABOU-BEKR BELKAID-TLEMCEN

**[III.8]** BerkatAbedelatif. CONCEPTION ET REALISATION D'ANTENNES MINIATURES ISOTROPE DANS LES BANDES C ET ISM . Thèse de l'obtention du doctorat, 2014.Université Abou Bakr Belkaid Tlemcen.

**[III.9]** hafedh ben ibrahim gaha ,ANALYSE ET CONCEPTION DES ANTENNES FRACTALES APPLICATIONS AUX TELECOMMUNICATIONS LARGE BANDE. 18 Juillet 2007 , Thèse de l'obtention du doctorat

- [III.12] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, J. Ramis, and A. Hijazo, "Small but long Koch fractal monopole", IEE electronics letters, 34, 1, January 1998, pp 9-10.
- [III.13] C. Puente, J. Romeu, R. Pous and A. Cardama, "The Koch monopole: a small fractal antenna", IEEE transactions on antennas and propagation, AP-48, 11, November 2000, pp 1773-1781.
- [III.14] Lora Schulwitz, "The small Koch fractal monopole: theory, design and applications", electrical engineering and computer science, University of Michigan.
- [III.23] P. Tang, "Scaling property of the Koch fractal dipole", IEEE international symposium on antennas and propagation digest volume 3, Boston, Massachusetts, July 2000, pp 150- 153.
- [III.15] N. Cohen, " Are fractals naturally frequency invariant/independent?", 15th annual review of progress in applied computational electromagnetic, volume i, naval postgraduate school, Monterey, CA, March 1999, pp 101-106.
- [III.16] John Gianvittorio, "Fractal antennas Design, characterisation, and applications", A thesis submitted in partial satisfaction of the requirements for the degree master of science in electrical engineering, university of California, Los Angeles, 2000.
- [III.17] Steven R. Best, "On the performance of the Koch fractal and other wire monopole antennas", IEEE antennas and wireless propagation digest, vol. 4, Texas, June 2002, pp 534-537.
- [III.18] J. Romeu, C. Borja, S. Blanch, and J. Girona, "High directivity modes in the Koch island fractal patch antenna", IEEE antennas and propagation digest, volume 3, Salt Lake city, Utah, July 2000, pp 1696-1699.
- [III.19] I. Kim, T. Yoo, J. Yook, and H. Park, "The Koch island fractal microstrip patch antenna", IEEE Tran. On antennas and propagation, vol. 2, Boston, Massachusetts, July 2001, pp 736-739.
- [III.20] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, X. Garcia, and Benitez, F, "Fractal multiband antennas based on the Sierpinski gasket", electron. Lett, 1996, pp 1-2.
- [III.21] C. Puente, M. Navarro, J. Romeu, and R. Pous, "Variations on the fractal Sierpinski Antenna flare angle", IEEE-APS international digests, volume 4, Atlanta, Georgia, June 1998 pp 2340-2343.
- [III.22] C. P. Baliarda, C. B. Borau, M. N. Rodero, and J. R. Robert, "An iterative model for fractal antennas: application to the Sierpinski gasket antenna", IEEE trans. Antennas propagation, vol. 48, May 2000, pp 713-719.

- [III.24] Puente, C, romeu, J., bartoleme, R, and Pous, R “Perturbation of the Sierpinski antenna to allocate operating bands”, *electron. Lett*, 1996, 32, (24), pp 2186-2188.
- [III.25] Steven R. Best, “On the significance of self-similar fractal geometry in determining the multiband behavior of the Sierpinski gasket antenna”, *IEEE antennas and wireless propagation letters*, vol. 1, 2002.
- [III.26] J. Anguera, and al, “Miniature wideband stacked microstrip patch antenna based on the Sierpinski fractal geometry”, *IEEE antennas and prop. Inter. Symp. Digest vol. 3*, Salt Lake city, Utah, July 2000. pp 1700-1703.
- [III.27] C. Borja, and J. Romeu, “Multiband Sierpinski fractal patch antenna”, *IEEE antenna and propagation society international symposium*, July 2000
- [III.28] Tripti Luintel, “Modified Sierpinski fractal antenna”, a thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science, university of central Florida, Florida, 2004.
- [III.29] Puente, Claret, J, Sagues, F, Romeu. J, Lopez-Salvans, M.Q, and Pous, R: “Multiband properties of a fractal Tree antenna generated by electrochemical deposition”, *electron. Lett*, 1996, pp 2298-2299.
- [III.30] J. Anguera, C. Puente and J. Soler, “Miniature monopole antenna based on the fractal Hilbert curve”, *IEEE antennas and prop. Inter. Symp. Digest*, vol. 4, Texas, June 2002. pp 546-549.
- [III.31] K.J. Vinoy, K.A. Jose, V.K. Varadan, and V.V. Varadan, “Hilbert curve fractal antennas with reconfigurable characteristics” in: *IEEE- MTT international symposium*, Phoenix May 20-25, 2001, Digest, vol, 1, pp 381-384, 2001.
- [III.32] S. R. Best, “The fractal loop antenna: a comparison of fractal and non-fractal geometries”, *IEEE international symposium on antennas and propagation digest*, volume 3, Boston, Massachusetts, July 2001, pp 146-149.
- [III.33] D.H. Werner, R. L. Haupt, and P. L. Werner, “Fractal antenna engineering: The theory and design of fractal antenna arrays”, *IEEE antennas and propagation magazine*, vol.41, no.5, October 1999, pp 37-59.
- [III.34] John p. Gianvittorio and Yahya Rahmat-Samii, “Fractal Yagi antennas: design, simulation, and fabrication”, *microwave and optical technology letters*, vol. 41, no. 5, June 2004

[III.33] D.H. Werner, R. L. Haupt, and P. L. Werner, “Fractal antenna engineering: The theory and design of fractal antenna arrays”, IEEE antennas and propagation magazine, vol.41, no.5, October 1999, pp 37-59.

[III.34] John p. Gianvittorio and Yahya Rahmat-Samii, “Fractal Yagi antennas: design, simulation, and fabrication”, microwave and optical technology letters, vol. 41, no. 5, June 2004

## Chapitre IV

[IV.1] <http://www.cst.com/products/cstmws>

[IV.2] <https://www.cst.com/Content/Media/cst-studio-suite-2012-brochure-low.pdf>.

[IV.3] A. Karmakar 1 , U. Banerjee 1 , R. Ghatak 2 , and D R Poddar « Design and Analysis of Fractal Based UWB Monopole Antenna », **Conference Location:** New Delhi, India 15-17 Feb. 2013. **Publisher:** IEEE

[IV.4]: <http://www.lpkf.com>