

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'Etude
Pour l'obtention du Diplôme de Master Académique**

Domaine : **Sciences et Techniques**
Département : **Electronique et Télécommunications**
Spécialité : **Systèmes de Télécommunications**

***Etude et Simulation D'une Antenne Fractale
Ultra Large Bande***

Présenté par :

ABI SALIHA ET ZOUAGHI MERIEM

Sous la direction de :

Mr. MAHRI OMAR



JUIN 2017

★ Remerciements ★



Nous tenons à remercier tout d'abord DIEU le tout puissant qui nous a donné, durant toutes ces années, la santé, le courage et la foi pour arriver à ce jour.

Nous ne pouvons, réellement, trouver les expressions éloquentes que mérite notre encadreur M. : MAHRI OMARE, afin de le remercier pour ses encouragements, son aide, son dévouement pour le travail et sa présence totale, au cours de cette modeste étude.

Nous adressons nos remerciements aux membres de jury M. KHALFLAOI. M. CHABANE et Mme. GUEBGOUB. qui nous ont fait l'honneur d'évaluer, d'examiner, et d'enrichir notre modeste travail.

Nous remercions également à tous les enseignants et les responsables de notre Institut.

Enfin, Nous exprimons nos remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

★ SALIHA ET MERJEM ★

★ *Dédicaces* ★

Aux êtres qui me sont les plus chers

« *MES PARENTS : ABD ELAZIZ ET
NOUARA* »

Pour leur AMOUR, leur EDUCATION et leurs SACRIFICES

A ma Sœur : HANNEN.

Que Dieu vous Bénisse et vous garde.

A mes frères : KAMEL

FOUAD ET HAMZA.

*Pour qui je souhaite une bonne continuation dans leurs études et
projets d'avenir.*

A mes chers amies et Sœurs : KAMILA

ZAYNEB, HOUDA, MERIEM ET LOUBNA.

A toute ma famille.

A tous mes amies.

*A tous ceux avec qui j'ai passé de bons moments durant toute ma
vie.*

« *Some people dream of success.....
While others wake up and work hard at it* »

♪ ❧ *ABI. SALIHA* ❧ ♪

★ DÉDICACES ★

Aux êtres qui me sont les plus chers

« MES PARENTS : BRAHIM ET YAMINA »

« MON MARIE : HADDAD NOUR EDDIN »

Pour leur AMOUR, leur EDUCATION et leurs SACRIFICES

A mes Sœurs : BASSMA , CHAHRA, WARDA ET FATIMA.

Que Dieu vous Bénisse et vous garde.

A mes frères : SAMIR, NASSIM ET MADEU .

Pour qui je souhaite une bonne continuation dans leurs études et projets d'avenir.

A mes chers amies et Sœurs : SALIHA ET RAHMA.

A toute ma famille.

A tous mes amies.

A tous ceux avec qui j'ai passé de bons moments durant toute ma vie.

*« Some people dream of success.....
While others wake up and work hard at it »*

♪✽ ZOUAGHI. MERIEM ✽♪

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	i
CHAPITRE I : LA TECHNOLOGIE ULTRA LARGE BANDE	
I.1 INTRODUCTION	1
I.2.HISTORIQUE ET DEFINITION DE LA TECHNOLOGIEULB	1
I.2.1. Historique	1
I.2.2. Définition	2
I.3.COMPARAISON SYSTEME ULB / SYSTEME A BANDE ETROITE	3
I.4 REGLEMENTATION DE L'ULB DANS LE MONDE	4
I.4.1. Etats-Unis (en février 2002).....	5
I.4.2.Europe	5
I.4.3.Asie.....	6
I.5.LES MODULATION UWB	7
I.5.1.Modulation des impulsions en position (PPM).....	7
I.5.2.Modulation de phase binaire (BPSK).....	8
I.5.3.Modulation des impulsions en amplitude (PAM)	8
I.5.4.Modulation par tout ou rien (OOK)	9
I.5.5 .Modulation linéaire de fréquence UWB	9
I.5.6.Modulation par une paire de doublets à polarités opposées.....	9
I.6.LES SIGNAUX ULTRA LARGE BANDE	9
I.7.DIFFERENTS TYPES D'APPLICATIONS DE L'ULTRA LARGE BANDE	10
I.7.1 SYSTEMES D'IMAGERIE RADAR.....	10
I.7.2SYSTEMES RADARS DETECTION ET CONTROLE (3.1-10.6GHZ)	11
I.7.3 SYSTEMES DE COMMUNICATION	11
I.8. LES NORMES DE L'ULB	12
I.8.1 LA SECTION IEEE 802 .15.1	12

I.8.2 LA SECTION IEEE 802.15.2	12
I.8.3 LA SECTION IEEE 802.15.3	12
I.8.4 LA SECTION IEEE 802.15.4	13
I.9. DEVELOPPEMENTS DE LA TECHNOLOGIE	
A BANDE ULTRA LARGE	14
I.9.1. Avantages potentiels	14
I.9.2. Préoccupations potentielles	14
I.10. AVANTAGES ET INCONVENIENTS	
DE L'ULTRA LARGE BANDE.....	15
I.11. CONCLUSION.....	16

CHAPITRE II : LA GEOMETRIE FRACTALE

II.1. INTRODUCTION.....	17
II.2. PROPRIETE DES FORMES FRACTALES.....	18
II.2.1. L'AUTOSIMILARITE1	18
II.2.2. LA DIMENSION FRACTALE	18
II. 3. LES DIFFERENTS FORMES FRACTALES.....	19
II.3.1. LES COURBES FRACTALES	19
II .3.1.1. La courbe de Koch	19
II .3.1.2. Le fractale de Minkowski	21
II .3.1.3. les fractales de hilbert et peano	22
II.3.2. LES SURFACES FRACTALES	22
II.3.2.1. le triangle de sierpinski « sierpinski gasket »	22
II.3.2.2. le tapis de sierpinski « sierpinski carpet »	24
II.3.2.3. l'étoile de Koch.....	24

II.3.3. LES VOLUMES FRACTALS.....	25
II.3.3.1. Le tétraèdre de Sierpinski	25
II.3.3.2. L'éponge de Sierpinski-Menger	25
II.4. LES APPLICATIONS DES FRACTALES.....	26
II.5. GENERALITES SUR LES ANTENNES	26
II.5.1. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES.....	26
II.5.1.1. L'impédance d'entrée	26
II.5.1.2. Coefficient de réflexion	27
II.5.1.3. Rapport d'onde stationnaire (ROS).....	27
II.5.2. CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT	28
II.5.2.1. Diagramme de rayonnement.....	28
II.5.2.2. La directivité	28
II.5.2.3. Gain.....	29
II.5.2.4. Résistance de rayonnement.....	29
II.5.2.5. Polarisation	29
II.5.2.6. Les angles d'ouvertures horizontales et verticales.....	30
II.5.2.7. La bande passante	30
II.6. LES ANTENNES FRACTALES	30
II.6.1 ANTENNES FRACTALES MULTI-BANDES.....	31
II.6.1.1. Antenne triangle de Sierpinski.....	31
II.6.1.2. Antenne tapis de Sierpinski	32
II.6.1.3. Antenne pré-fractale de Minkowski.....	32
II.7. LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS.....	34
II.7.1. LES AVANTAGES	34
II.7.2. LES INCONVENIENTS	34
II.8. CONCLUSION	35

CHAPITRE III : LES ANTENNES ULTRA LARGE BANDE

III.1.INTRODUCTION.....	36
III.2.EXIGENCES POUR LES ANTENNES ULB.....	36
III.3.CLASSIFICATION DES ANTENNES ULB	38
III.3.1.ANTENNES INDEPENDANTES DE LA FREQUENCE	38
III.3.1.1.ANTENNE A SPIRALE	39
III.3.1.1.1 Antenne a spirale logarithmique.....	39
III.3.1.1.2.Antenne a spirale d'Archimède	40
III.3.1.1.3.Antenne a spirale conique	42
III.3.1.2.ANTENNE LOG-PERIODIQUE	43
III.3.1.2.1.antenne log périodique de forme quelconque.....	43
a)-antenne log périodique de forme circulaire.....	43
b)- Antenne log périodique de forme trapézoïdale.....	44
III.3.1.2.2.antenne lpda (log periodic dipole array).....	45
III.3.1.3.ANTENNE A SPIRALE « SINUEUSE »	46
III.3.1.4.ANTENNES TRIANGULAIRES	47
III.3.1.4.1.Antenne biconique.....	47
III.3.1.4.2.Antenne bow-tie	48
III.3.1.4.3.Antenne monopole triangulaire	48
III.3.1.5.ANTENNES MONOPOLE IMPRIMEE	50
III.3.1.6.ANTENNES A TRANSITION PROGRESSIVE	51
III.4.CONCLUSION.....	54

CHAPITRE IV : SIMULATION

IV.1.INTRODUCTION.....	55
IV.2.QU’EST-CE QUE CST MICROWAVE STUDIO ?	55
IV.3.FONCTIONNEMENT.....	56
IV.4. FONDATION DU SUCCES DE CST	56
IV.5.ANTENNE MONOPOLE PLANAIRE.....	57
IV.5.1.antenne de depart.....	57
IV.5.1.1 notre simulation.....	62
IV.5.2.antenne 1 : le tapis de sierpinski « sierpinski carpet »	62
IV.5.2.1 Influence de l'itération.....	62
IV.5.2.2. Influence du fractale 1 (fractale carrée) dans le plan de masse.....	68
IV.5.2.3. Influence du fractale 2 (fractale triangle) dans le plan de masse	71
IV.6.CONCLUSION.....	72
CONCLUSION GENERALE.....	73
RESUME	74
BIBLIOGRAPHIE	75
LISTE DE FIGURES	81
LISTRE DES TABLEAUX.....	84
LISTE DES ABREVIATIONS.....	85

INTRODUCTION
GENERALE

INTORDICTION GENERALE

Depuis plusieurs années, le domaine des télécommunications et des nouvelles technologies connaît un véritable essor. On assiste aujourd'hui à un engouement sans précédent du grand public pour les applications de communication multimédia (données, voix, photos, vidéos) et la demande est de plus en plus forte pour un transfert à haut débit entre des équipements communicants mobiles et à encombrement réduit. De plus, que le mode d'utilisation soit nomade ou sédentaire, les technologies radio sans fils (Bluetooth, WiFi, GPRS, UMTS, WiMax) connaissent un grand succès.

Pour répondre à ces besoins croissants de communication sans fils à haut débit, les futures générations d'équipements vont faire appel à des antennes de plus en plus performantes. Celles-ci devront fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences ou sur une large bande.

Mais elles devront aussi, pour des raisons pratiques et esthétiques, être intégrées aux systèmes radio, ce qui requiert la mise au point de structures compactes, discrètes et n'ayant pas de problèmes de compatibilité électromagnétique avec les circuits électroniques environnants.

Pour répondre à ces différents objectifs, nous avons axé notre recherche sur les antennes planaires ultra large bande (ULB) en introduisant la géométrie fractale, qui a pour effet la miniaturisation ainsi que l'esthétique de l'antenne, toute en gardant l'aspect large bande.

Notre travail s'articule sur quatre chapitres. Le premier chapitre a pour objectif de présenter la technologie ULB. en commençant par un bref historique et une description des spécificités des systèmes ULB. Ensuite, les modulations et les signaux ULB sont présentés. nous terminons ce chapitre par les principales applications de l'ULB ainsi que leurs avantages et inconvénients.

le second chapitre qui englobe une étude bibliographique sur le concept des fractales. l'historique de la naissance de la géométrie fractale ainsi que des différentes formes les plus connues. Nous aborderons ensuite les domaines d'applications notamment celui des antennes. Une introduction sommaire sur les caractéristiques électriques et électromagnétiques des antennes sera donnée et on terminera ce chapitre par un état de l'art des antennes fractales.

Le troisième chapitre propose un état de l'art des diverses structures d'antennes ULB existantes. On partant par les antennes indépendantes de la fréquence jusqu'à l'antenne à transition progressive.

La simulation de quelques antennes fractales ULB proposées et l'interprétation des résultats sera faite dans le quatrième chapitre.

CHAPITRE I

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 en conclut ainsi que la technologie ULB est parfaitement positionnée pour la marche des radiocommunications de proximité [1].

I.2.HISTORIQUE ET DEFINITION DE LA TECHNOLOGIE

I.2.1. Historique

L'utilisation de la technologie ULB remonte à 100 ans, à l'époque où G. Marconi réalise la toute première transmission sans fil longue distance d'un code morse reliant l'île de Wight à Cornwall en Angleterre [2].

En 1998, la FCC (la commission fédérale de communication) lance une étude sur la possibilité d'utiliser les systèmes ULB et reconnaît en 2000 les nombreux avantages que pourraient avoir les systèmes larges bandes [10]. En réponse, de nombreux industriels, partenaires et milieux de la recherche commencent à s'y intéresser de plus en plus. Ils incitent par ailleurs le gouvernement américain à prendre des mesures de réglementation, en particulier à statuer sur l'autorisation pour émettre sans licence. En effet, jusqu'en 2002, aucun texte de réglementation ne traite le cas de l'ULB. Seule la partie 15 des lois de la FCC relative aux émissions involontaires des systèmes commerciaux fonctionnant sans licence

[16] [17] définit une DSP (densité spectrale de puissance) inférieure à $-41,3$ dBm/MHz. Cette DSP correspond à une puissance de champ rayonnée de $500 \mu\text{W/m}$. Elle est obtenue dans une bande fréquentielle de 1 MHz à 3 mètres de distance par rapport à l'antenne d'émission [18]. Le principe des communications radio utilisant la technique de l'Ultra Large Bande (ULB) est aujourd'hui bien connu et les nombreuses études sur le sujet ont permis de définir et de réaliser des circuits électroniques spécifiques à ces applications. La FCC a défini en Février 2002 les règles d'utilisation du spectre de fréquence dans la bande entre 3.1 et 10.6 GHz.

Cette technologie possède de nombreux atouts. Grâce à une bande passante beaucoup plus large que les systèmes large bande actuels, cette nouvelle technologie est très robuste en environnements complexes. Par ailleurs, la puissance d'émission étant du même niveau que celle du bruit, la technique peut cohabiter avec des systèmes à bandes étroites [3].

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 [10].

I.2.2. Définition

Ultra Large Bande en français (ULB) est une technique de modulation radio qui est basée sur la transmission d'impulsions de très courte durée, souvent inférieure à la nanoseconde. Ainsi, la bande passante peut atteindre de très grandes valeurs. On utilise principalement les méthodes de modulation d'impulsion suivantes : la modulation en position d'impulsions (PPM pour Pulse Position Modulation), la modulation OOK ("On Off Keying", ou "tout ou rien") et la modulation biphase : modulation à deux états de phase, similaire à la BPSK mais en mode impulsif [5].

Le terme UWB désigne les systèmes qui transmettent et reçoivent des ondes dont la largeur de bande fractionnelle est supérieure à 0.2 . Celle-ci est définie de la façon suivante :

$$\text{La largeur de bande fractionnelle : } LBf = \frac{F_H - F_L}{F_c} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Et la fréquence centrale : } F_c = \frac{F_H + F_L}{2} \quad (\text{I.2})$$

Où F_H et F_L sont, respectivement, les fréquences supérieure et inférieure de la bande de fréquence du signal. La largeur de bande $WB = F_H - F_L$ doit être supérieure ou égale à 20 % de la fréquence centrale [4].

La FCC a défini la technologie de communication à très large bande par la satisfaction de l'une des deux conditions suivantes :

- 1) La largeur de bande fractionnelle LBf est supérieure ou égale à 0.2,
- Ou
- 2) Le signal occupe plus de $WB=500$ MHz du spectre des fréquences.

Ainsi, par exemple, pour une fréquence centrale de 1 GHz, la limite de la largeur de bande minimale à -10 dB est de 200 MHz. Les puissances moyennes associées aux signaux UWB sont en général très faibles parce que le rapport cyclique, qui est la largeur de l'impulsion en unités de temps sur la période de répétition des impulsions, est aussi très faible [6].

I.3.COMPARAISON SYSTEME ULB / SYSTEME A BANDE ETROITE

Les caractéristiques de la technique ultra à large bande (ULB) diffèrent largement de celles des techniques classiques. En effet, cette technique transmet et reçoit des formes d'onde basées sur des impulsions de très courtes durées (1ns) alors que les techniques conventionnelles envoient et reçoivent des formes d'onde sinusoïdales étalées dans le temps ayant de ce fait une densité spectrale de puissance beaucoup plus étroite que celle des signaux ULB [7].

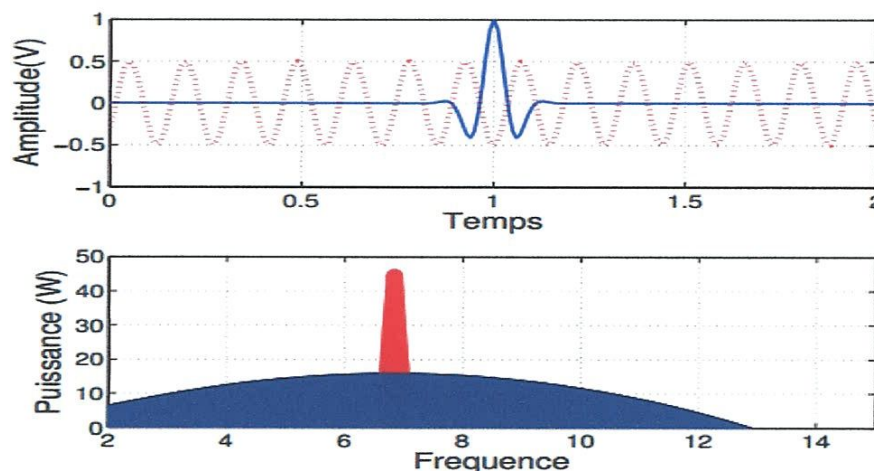


Figure I.1: Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB [3].

Depuis février 2002, la FCC a alloué le spectre de 3,1-10.6 GHz pour l'utilisation de l'ULB sans licence.

Le masque spectral de puissance de l'ULB représenté sur la figure 2 est défini pour permettre une densité spectrale de puissance très faible (DSP maximale: -41.3 dBm/MHz) sur toute la bande de fréquences de l'ULB. Cette puissance très faible sur une très large bande passante permet à d'autres systèmes à bande étroite de coexister avec l'ultra large bande. Ces caractéristiques ont présenté une myriade d'occasions et de défis aux concepteurs dans une grande variété de domaines comprenant la conception de circuit et de système RF mais aussi la conception d'antenne [7].

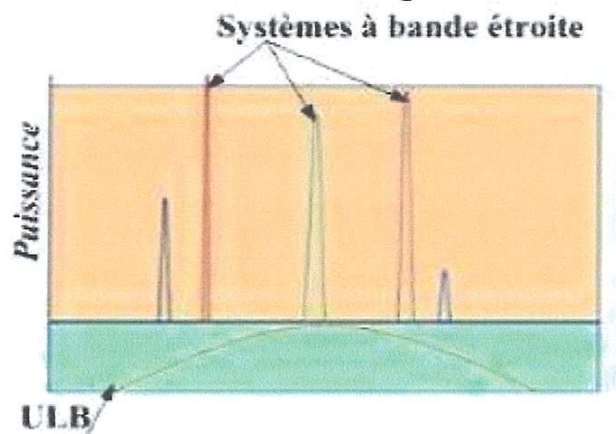


Figure 1.2: Comparaison entre la DSP d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB [7].

I.4 REGLEMENTATION DE L'ULB DANS LE MONDE

Les systèmes ULB opèrent sur une largeur de bande très grande (quelques GHz). Cette grande largeur de bande coexiste avec d'autres utilisateurs et d'autres systèmes de communications. Bien que la puissance d'émission de ces signaux soit très faible, l'ULB doit tout de même respecter la réglementation. De plus l'une des principales particularités de l'ULB est l'absence de licence pour accéder à la bande ULB, ce qui permet de produire et d'accéder au contenu librement et à moindre coût. Néanmoins les réglementations prises autour des signaux ULB varient d'une zone géographique à une autre. Dans la suite nous présentons les réglementations de l'ULB dans le monde [1].

I.4.1. Etats-Unis (en février 2002)

Les Etats-Unis ont 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 (EIRP = -41,3 dBm/MHz) pour un spectre de fréquences allant de 3.1GHz à 10.6 GHz. La Figure I.4.1 représente le spectre d'émission imposé par la FCC pour les systèmes opérant en intérieur et en extérieur [7].

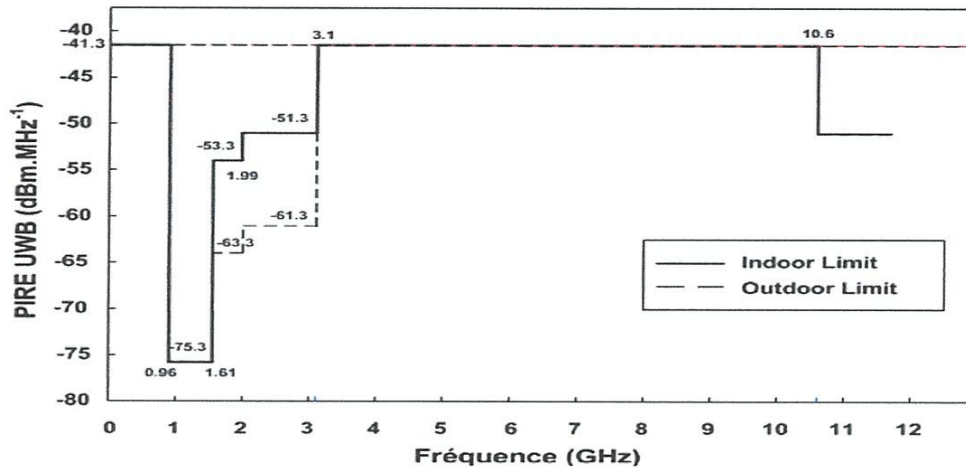


Figure I.3: Limites d'émission pour les systèmes ULB en intérieur et en extérieur [1].

I.4.2. Europe

L'organisme de normalisation de l'ULB en Europe est l'ETSI (European Technical Standard Institute). Cet organisme travaille en collaboration avec le CEPT (European Conference of Postal and Télécommunications Administration) qui a pour rôle d'étudier l'impact des systèmes ULB sur les systèmes qui existent déjà et de prendre la décision sur les églementations du spectre [8]. Par rapport à la réglementation américaine, une proposition plus restrictive a été adoptée par le CEPT en mars 2006[1].

Le masque d'émission proposé par l'ECC (Electronic Communication Committee) est décrit sur la Figure I.4. Cette première décision limite l'émission de signaux ULB à la bande 6 GHz– 8. GHz avec une DSP de -41.3 dBm/MHz sans techniques de mitigations (technique d'atténuation d'émission afin de protéger des perturbations entre systèmes environnement) pour ces dispositifs. Néanmoins dans la bande 4.2 GHz – 4.8 GHz, une autorisation a été validée par l'ECC, permettant aux équipements introduits avant le 31 décembre 2010 d'émettre à -41.3 dBm/MHz. Pour les équipements ULB dans les véhicules ou les trains, un contrôle de puissance est nécessaire avec une marge de 12 dB par rapport à la puissance maximale

autorisée dans les bandes 4.2 GHz – 4.8 GHz et 6 GHz – 8.5 GHz. Si ce contrôle n'est pas respecté alors la puissance à bord des véhicules est limitée à -51.3 dBm/MHz [10]. Concernant les mécanismes de restrictions, ils ont pour objectif d'assurer la cohabitation des systèmes ULB avec d'autres systèmes radio comme le WiMax ou la 4G [1].

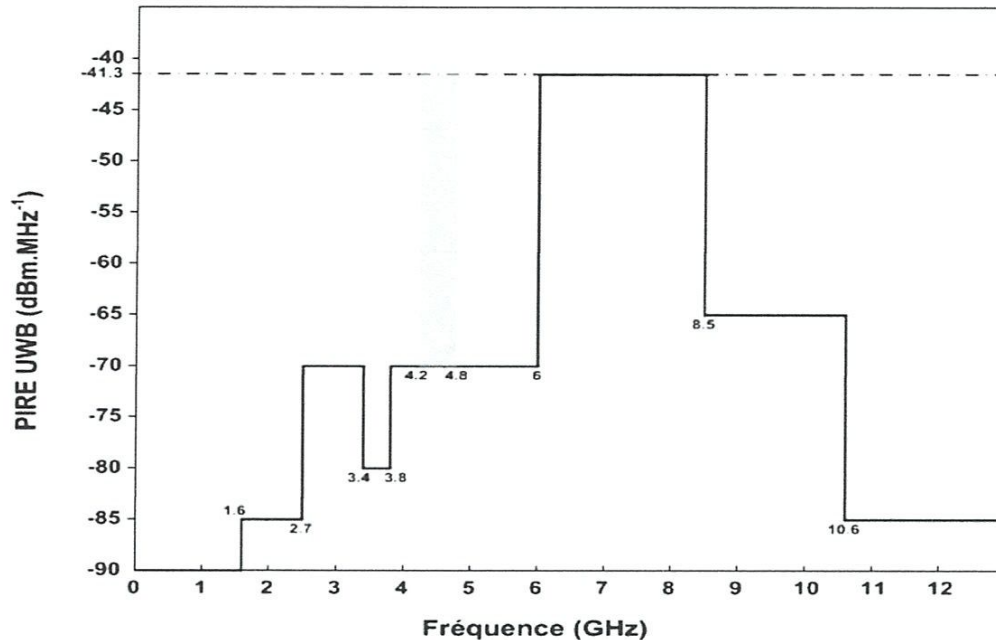


Figure I.4: Masque d'émission en Europe [1].

I.4.3.Asie

Les principaux acteurs dans la régulation des systèmes ULB en Asie sont le Japon et Singapour.

Dès février 2002, les autorités singapouriennes de régulation Singapore Infocomm Développement Authority (IDA) ont élaboré un comité de recherche nommé ULB Friendly Zone UFZ (UWB Friendly Zone) sur les activités ULB [15]. Il autorisait l'émission de signaux ULB pour une période expérimentale de 2 ans. Ces émissions étaient soumises au respect d'un masque illustré sur la figure I.5 plus favorable (10 dB supérieur) à celui de la FCC (figure I.3), et légèrement plus large puisqu'il était compris entre 2,2 et 10,6 GHz [8].

L'émission se cantonne à la zone géographique de l'UFZ située au cœur du pôle de recherche et développement de Singapour. Cette action avait pour but d'étudier la coexistence des systèmes ULB avec les applications existantes, ainsi que d'utiliser ces expérimentations pour une réglementation ultérieure autorisant le déploiement de l'ULB à des fins commerciales [8].

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 à terme de rendre les systèmes complètement nomades d'un continent à l'autre [1].

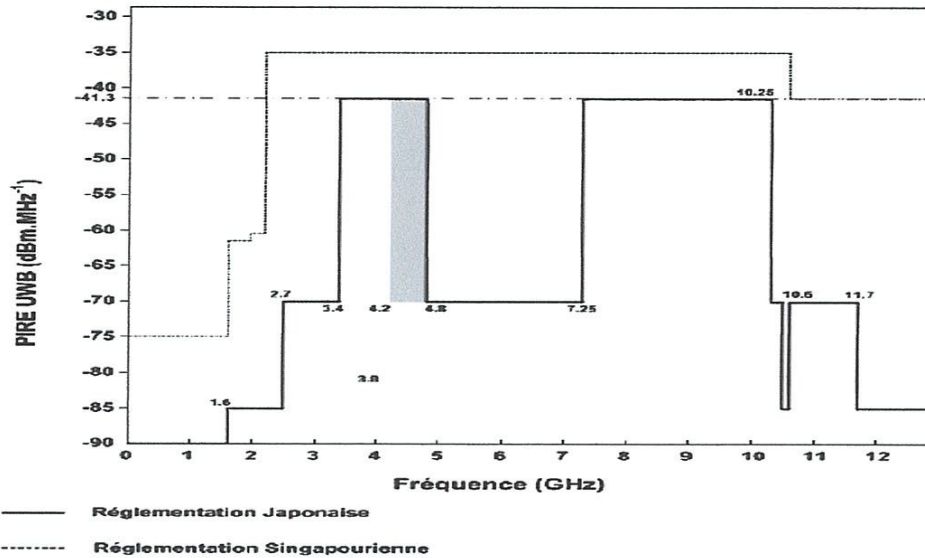


Figure I.5: Masque d'émission en Asie [1].

I.5.LES MODULATION UWB

Pour les impulsions UWB, les informations peuvent être codées à l'aide de la modulation des impulsions en position (modulation PPM binaire ou M-aire), de la PAM (modulation PAM binaire ou M-aire), de la modulation de phase binaire de la polarité des impulsions (modulation BPM), de la modulation au moyen d'un doublet constitué d'une impulsion positive suivie d'une impulsion négative ou vice versa, et de la modulation par tout ou rien (OOK). Par ailleurs, il est possible de recourir à des combinaisons de ces modulations. Par exemple, il a été démontré qu'un système hybride de modulation de phase binaire et de modulation PPM supprimait des éléments discrets de la densité spectrale de puissance (PSD) UWB.

I.5.1.Modulation des impulsions en position (PPM)

La PPM est une technique de modulation UWB qui permet de représenter des données par des décalages temporels par rapport à un moment de référence. La modulation PPM binaire a été initialement et fréquemment choisie par le passé et a été très tôt mentionnée dans les écrits traitant des communications UWB. Les signaux UWB modulés dans le mode PPM peuvent avoir un spectre discret qui ne contient pas d'information et peuvent causer des brouillages. Ce phénomène peut être considérablement atténué par une aléation des positions

des impulsions à l'aide de séquences de pseudo-bruit, ce qui blanchit notablement le spectre. Cette aléation pour la modulation PPM a souvent été appelée méthode des sauts temporels (TH). Une autre façon de réduire les brouillages émanant des signaux UWB à modulation PPM consiste à augmenter la durée du train d'impulsions, ce qui diminue la fréquence d'apparition d'éléments discrets de la PSD [5].

I.5.2. Modulation de phase binaire (BPSK)

La modulation par inversion de polarité (« Bi-phase Shift Keying », BPSK, ou « Bi-phase Modulation », BPM) est également un cas particulier de la modulation d'amplitude mais dont le facteur multiplicateur entre une impulsion codant un «1 » binaire et celle codant un « 0 » binaire est -1. L'information est donc comprise dans la phase de l'impulsion émise. Cette modulation ne peut être que binaire, mais permet tout de même des débits élevés. Cependant, cette solution ne supporte pas un nombre important d'utilisateurs [9].

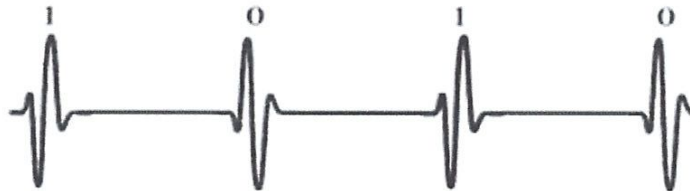


Figure I.6: Illustration de bits "0" et "1" avec une modulation BPSK [9].

I.5.3. Modulation des impulsions en amplitude (PAM)

La PAM est une technique qui fait varier l'amplitude des impulsions émises selon les données à transmettre. Dans les dispositifs à modulation PAM, un ensemble d'amplitudes est choisi pour représenter les données à transmettre. L'amplitude d'une impulsion de forme quelconque d'une moyenne de zéro peut être modulée avec des variations de ± 1 (signalisation binaire) ou une variation M (mode PAM M-aire). Les signaux PAM peuvent être démodulés au moyen de techniques non cohérentes [9].

I.5.4. Modulation par tout ou rien (OOK)

Elle est considérée comme un cas particulier de la modulation PAM. Le "1" garde son amplitude tandis que le "0" a un niveau nul. Ainsi c'est la présence ou l'absence de l'impulsion qui définit le bit. Seule une modulation binaire est donc possible [1].

I.5.5 .Modulation linéaire de fréquence UWB

Avec la modulation linéaire de fréquence, la fréquence porteuse occupe une très large bande pendant un intervalle d'impulsion donné. La configuration du balayage, qui code les données, peut être linéaire ou non selon les spécifications du dispositif [5].

I.5.6. Modulation par une paire de doublets à polarités opposées

Un doublet constitué d'une impulsion positive suivie d'une impulsion négative, ou vice versa, donne un autre type de modulation, dont l'un des avantages est que le choix d'une séparation entre les impulsions d'un doublet et le choix de la séparation temporelle entre des doublets permettent de modéliser le spectre radioélectrique de manière à atténuer les brouillages [5].

I.6. 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 oeuvre. 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, τ le paramètre caractérisant la largeur de l'impulsion et A l'amplitude du signal. La figure 7 (a) présente les impulsions gaussiennes dans le domaine temporel. Parallèlement leurs densités spectrales respectives sont présentées à la figure I.7 (b).

- (i) la gaussienne.
- (ii) le monocycle gaussien, appelé aussi dérivée première de la gaussienne.
- (iii) la dérivée seconde de la gaussienne [1].

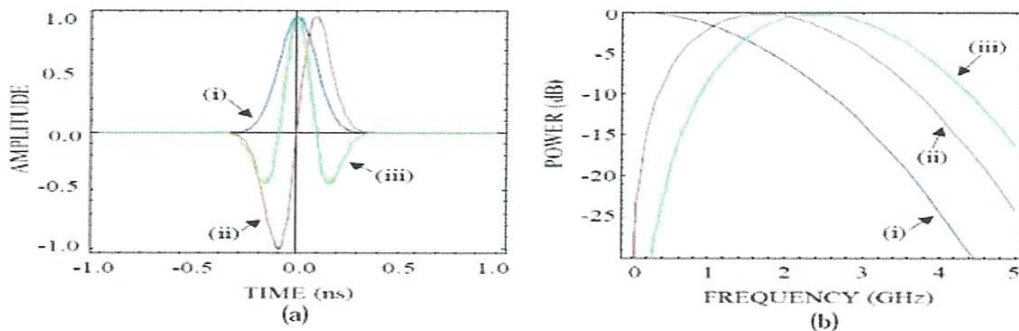


Figure I.7: Impulsions de forme Gaussienne, leurs dérivées et leurs spectres fréquentiels [1].

I.7.DIFFERENTS TYPES D'APPLICATIONS DE L'ULTRA LARGE BANDE

La technologie ULB présente aujourd'hui un formidable potentiel tant les domaines d'application envisageables sont étendus. En février 2002, la FCC regroupe ces applications dans trois grandes familles pour l'ULB [8] :

I.7.1 SYSTEMES D'IMAGERIE RADAR [11]

Les signaux ULB pulsés présentent des propriétés de forte pénétration. Ils peuvent pénétrer dans les sols et les murs, mais également les traverser pour permettre la détection et l'imagerie d'éléments présents. Ils permettent, d'autre part, d'obtenir des résultats sur toute la bande de fréquence, ses domaines application sont :

- La localisation et la détection de mouvements : pour les services de sécurité, de sauvetage et d'incendie dans des applications telles que la détection et la recherche d'individu [8].
- L'imagerie par radar à pénétration du sol GPR (Ground Penetrating Radar) (<1 GHz) [1] : pour la détection de gisements minéraux, canalisations, mines, sites archéologiques, analyse de structures d'édifices tels que les ponts et autres voies de communication [8].

- Les applications médicales (1.99-10.6 GHz) [1] : pour l'imagerie des organes internes d'un être vivant [8].

I.7.2 SYSTEMES RADARS DETECTION ET CONTROLE (3.1-10.6 GHZ) [5]

Cette catégorie comprend de nombreuses applications dans les domaines qui gravitent autour de la métrologie, des capteurs et des relevés d'information pour des utilisations externes ou en mouvements.

- Radars automobiles pour les systèmes anti-collisions, capteur d'activation des coussins gonflables, détection de l'état et du relief de la route, etc.
- Diverses autres applications de métrologie, comme les systèmes d'étiquetage, les détecteurs et capteurs de niveau de liquide, les systèmes de surveillance, les systèmes de localisation et de remplacement des connexions câblées à haut débit de données sur de courtes distances [8].

I.7.3 SYSTEMES DE COMMUNICATION

Cette catégorie comprend deux grandes familles d'applications. La première est dite de bas débit, avec le groupe de travail IEEE 802.15.4a [12] sur les réseaux ad hoc (débits jusqu'à 1 Mbit/s). La seconde, de haut débit, commence initialement avec le groupe de travail IEEE 802.15.3a, qui a été par la suite dissoute et dont les travaux ont été repris par l'ECMA [13] pour les réseaux personnels (débits > 53 Mbit/s) avec une faible distance de couverture (<20 m). Nous trouvons alors les réseaux personnels sans fil WLAN (Wireless Local Area Network) et les systèmes de mesure. Il est prévu une utilisation massive de ces dispositifs dans les domaines suivants :

- Réseaux de communication sans fil haut débit (3.1-10.6 GHz) [5], courte portée et bon marché. Pour des applications domestiques personnel de type PAN (Personal Area Network) permettant aux téléviseurs, lecteurs DVD (Digital Versatile Disc), chaînes stéréo, ordinateurs, imprimantes, etc., de communiquer entre eux sans liaison filaire.
- Systèmes de communication sécurisés pour le transfert de données nécessitant une faible probabilité d'interception et de détection.

La figure I.8 permet de positionner les systèmes ULB parmi les protocoles de communication déjà existants. La figure I.8 (a) illustre la mobilité des systèmes en fonction de leur débit. La figure I.8 (b) positionne les différents protocoles suivant les débits en fonction des distances d'émission [8].

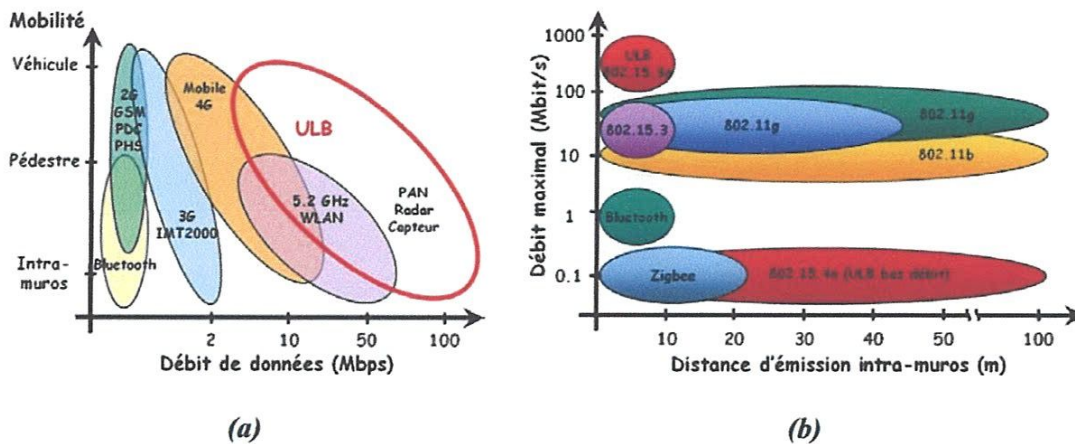


Figure I.8 : Positionnement des systèmes ULB par rapport aux systèmes existants en termes de débit et de mobilité (a), en terme de débit et de portée (b) [8].

I.8. 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 [14]. Ce regroupement est à l'origine de la création de différents standards WPAN. Il est divisé en quatre groupes de travail (figure I 10) [9]

I.8.1 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 [9].

I.8.2 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 [9].

I.8.3 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

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 [9].

I.8.4 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 [9].

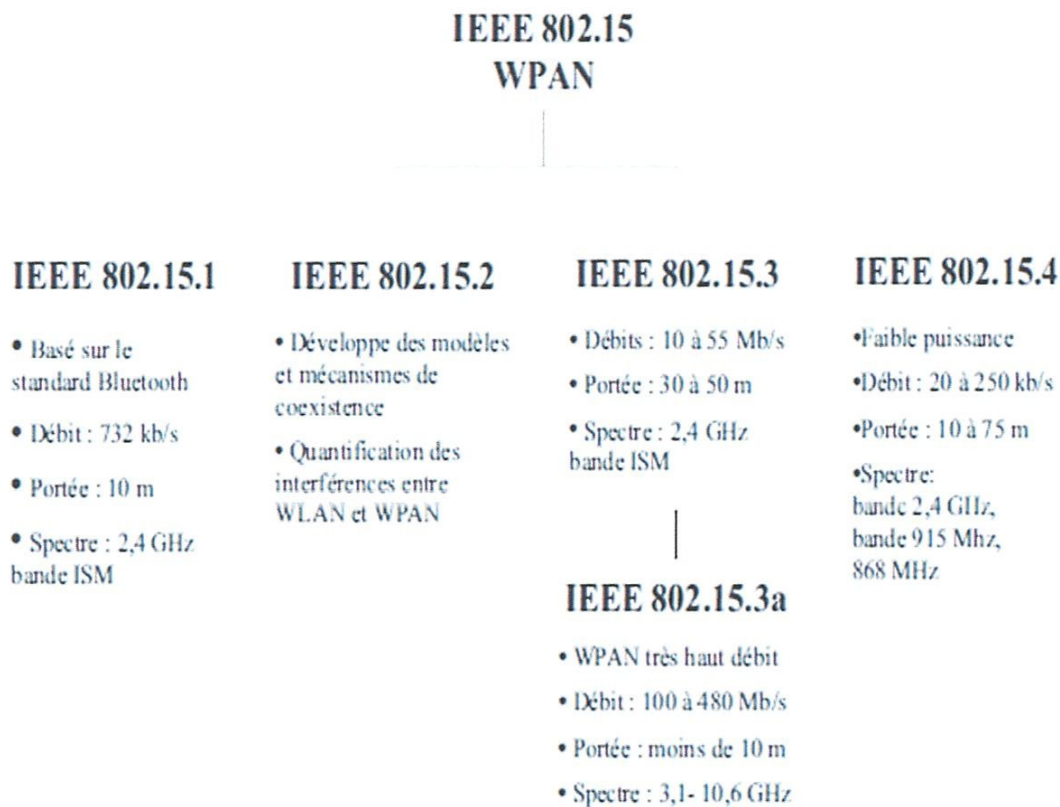


Figure I.9: Organisation de l'IEEE 802.15 [9].

I.9. DEVELOPPEMENTS DE LA TECHNOLOGIE A BANDE ULTRA LARGE

I.9.1. Avantages potentiels

La technologie ULB pourrait être intégrée à un grand nombre d'applications dont bénéficieraient le public, les consommateurs, les entreprises et l'industrie. Voici quelques exemples d'applications actuelles et potentielles de la technologie ULB :

- Accroissement de la sécurité publique par l'utilisation de systèmes radar de véhicule à des fins de prévention des collisions, d'activation des coussins gonflables, de détection de l'état de la route, etc.
- Détection de position et de mouvement d'objets. Les applications de cette catégorie peuvent être utilisées par les services chargés de l'application de la loi, les services de sauvetage et les services d'incendie pour détecter les personnes cachées derrière des murs ou sous des débris dans des situations telles qu'une prise d'otages, un incendie, un effondrement d'édifice ou une avalanche. La technologie ULB peut aussi être utilisée dans les hôpitaux et les cliniques pour une variété d'applications médicales dans le but d'obtenir, par exemple, des images des organes internes d'une personne ou d'un animal [1].

I.9.2. Préoccupations potentielles

L'introduction des systèmes de radiocommunication ULB suscite des préoccupations ayant trait notamment aux aspects suivants :

- Détermination des fréquences appropriées : les émissions ULB couvrent une très large bande de fréquence.
- Une des difficultés consiste à trouver des fréquences appropriées et une façon d'introduire les applications ULB sans causer de brouillage préjudiciable aux systèmes de radiocommunication autorisés [1].

Les très faibles niveaux de puissance d'exploitation des systèmes ULB additionnés à des conditions d'utilisation extrêmes (distances d'émission, environnement perturbé) demandent des récepteurs avec des niveaux de sensibilité extrêmement faibles (compris entre -80,8 et -70,4 dBm pour les systèmes MB-OFDM) [13].

I.10. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L'ULTRA LARGE BANDE

- Débit important pour un Wireless Local Area Network (WLAN).
- Bonne capacité de pénétration dans les murs et obstacles.
- Précision temporelle élevée.
- Possibilité d'une architecture commune pour les applications de communications, de localisation et de radar.
- Réduction des évanouissements causés par les trajets multiples.
- Consommation électrique maîtrisable.
- D'autres avantages sont directement issus de la largeur de bande passante utilisée en ULB. Cette dernière caractéristique offre tout d'abord une grande flexibilité car elle permet d'adapter les fréquences utilisées et leurs bandes passantes aux besoins ou applications [9].

Un des inconvénients lié à l'utilisation de cette 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 [1].

I.11.CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, on a présenté quelques aspects de la technologie ULB et rappelant tout d'abord :

- un bref historique sur l'origine de l'ULB pour situer ce travail dans son contexte historique.
- 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.
- les travaux de réglementation ont donné lieu à de multiples masques,
- 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 [1].
- L'ULB fait l'objet d'énormément de publications tant dans le monde industriel qu'universitaire et il est difficile d'avoir une idée rapide de ce qu'elle représente. Les caractéristiques de la technologie ULB montrent qu'elle possède de nombreux atouts. La possibilité de coexister avec d'autres technologies à bande étroite, les communications à haut débit, la localisation précise d'objet ou de personne font parties des caractéristiques intéressantes de cette technologie [3].

CHAPITRE II

II.1. INTRODUCTION

Depuis l'antiquité, la géométrie utilisée pour décrire le monde était la géométrie euclidienne. Cette géométrie décrit facilement plusieurs objets de la nature tels que les cercles, les carrés, les triangles, les rectangles, les cônes de sphères ou de cubes. Néanmoins, nous pouvons facilement remarquer qu'il y a dans la nature des formes et des objets que nous ne pouvons pas définir à l'aide de ces figures géométriques conventionnelles et dès qu'il s'agit de décrire des objets très irréguliers cette géométrie atteint ses limites. Cela a mené les scientifiques à inventer de nouveaux modèles pour tenter d'expliquer cette irrégularité de la nature. Ce qui a permis l'émergence d'une nouvelle géométrie, appelée « géométrie fractale », qui permet de modéliser un nombre important de formes naturelles [19].

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 [20].

Citons donc maintenant, les principales différences qui existent entre la géométrie fractale et la géométrie euclidienne (Tableau II.1) :

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 II. 1 : Principales différences entre géométrie euclidienne et géométrie fractale.

Cependant, les premiers contacts avec ce genre d'objet mathématique remonte à 1872 quand le mathématicien allemand Karl Wilhelm Theodor Weierstrass (1815-1897) provoqua une crise dans les mathématiques (il ne leur en fallait pas vraiment beaucoup à l'époque..) en décrivant une courbe qui ne pouvait être en aucun de ses points. Par la suite, les principes théoriques nettement pressentis de ces objets ont été formulés par des mathématiciens ou physiciens, dès la fin du 19ème siècle et le début du vingtième siècle, comme Cantor,

Hausdorff, Besicovitch, Julia, Fatou, Henri Poincaré, Jean Perrin, Von Koch, Peano et Sierpinski qui d'ailleurs la plupart d'entre eux ont donné leur nom à une fractale, mais leur complexité et l'absence de moyens pour représenter convenablement ces objets firent que cette branche des mathématiques ne se développera que bien plus tard. De fait, la fractale de Mandelbrot a été tracé pour la première fois en 1980 [21].

Le mot « Fractale » est inspiré du mot latin « Fractus » qui signifie irrégulier ou brisé. Ce sont des objets infinis possédant une structure géométrique répétitive et auto-similaire [22].

Généralement, on dit qu'un objet est infini lorsqu'il est déterminé par une fin non tangible, c'est-à-dire que si vous « zoomez », et vous « zoomez » encore, il y aura toujours de nouveaux détails qui apparaîtront sur lesquels vous pourrez encore « zoomer »

II.2. PROPRIETE DES FORMES FRACTALES

Les particularités et les propriétés des objets fractales découlent de la forme auto-similaire et de la dimension non entière.

II.2.1. L'AUTOSIMILARITE

Un objet **auto-similaire** est un objet qui conserve sa forme, quelle que soit l'échelle à laquelle on l'observe. La définition mathématique, formelle et rigoureuse, dépend du contexte. L'expression auto-similaire n'est pas encore reconnue par l'Académie française. Elle provient, en effet, d'une traduction de l'adjectif anglais self-similar, et les traductions ne sont pas encore clairement fixées à ce sujet [23].

II.2.2. LA DIMENSION FRACTALE

En géométrie fractale, la dimension fractale, D , est une grandeur qui a vocation à traduire la façon qu'a un ensemble fractal de remplir l'espace, à toutes les échelles. Dans le cas des fractales, elle est non entière et supérieure à la dimension topologique.

Ce terme est un terme générique qui recouvre plusieurs définitions. Chacune peut donner des résultats différents selon l'ensemble considéré, il est donc essentiel de mentionner la définition utilisée lorsqu'on valorise la dimension fractale d'un ensemble. Les définitions les plus importantes sont la dimension de Hausdorff-Besicovitch, la dimension de Minkowski (ou "box-counting"), et la dimension de corrélation.

Dans le cas d'ensembles fractals simples (autosimilarité stricte, notamment) on conjecture que ces définitions donnent des résultats identiques.

Par abus de langage, on trouve parfois le terme "dimension fractale" pour désigner des grandeurs non géométriques telles que l'exposant de lois de puissance dans des lois de distribution statistiques ou des séries temporelles, invariantes d'échelle, notamment en finance [24].



Figure II.1: Mesure de la dimension fractale de la côte de Grande-Bretagne

II. 3. LES DIFFERENTS FORMES FRACTALES

Il existe une très grande variété de figures ou formes fractales qu'on peut classer en trois catégories:

- Les courbes fractales.
- Les surfaces fractales.
- Les volumes fractals.

II.3.1. LES COURBES FRACTALES

II .3.1.1. La courbe de 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 [25].

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 générateur 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 II.2.

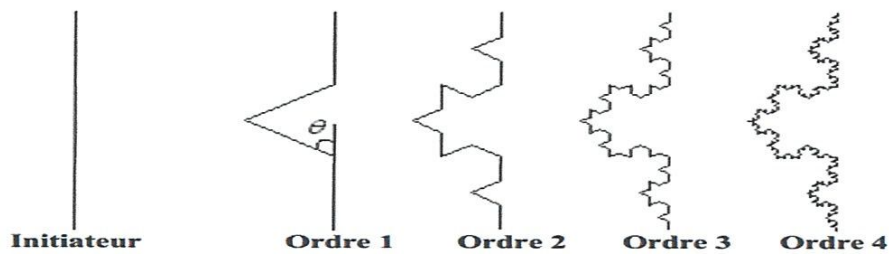


Figure II. 2 : Courbe de Koch

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 [26]:

$$l_n = l_0 (4/3)^n \quad (\text{II.1})$$

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

Si la longueur de la courbe augmente rapidement avec n , le secteur englobant la forme résultante demeure constant. Cette propriété peut être employée pour réduire au minimum l'utilisation de l'espace pour la conception d'antennes.

A la suite du célèbre livre de Mandelbrot « The Fractal Geometry of Nature », Hutchinson a proposé une technique simple pour la construction et la représentation des fractales qui fut améliorée ensuite par Michael Barnsley [22].

Il s'agit de la technique des IFS (Iterative Function System) qui est une collection de fonctions affines calculant les transformations appliquées à chaque point par homothétie, translation et rotation. Ces quatre transformations (W_1, W_2, W_3, W_4) peuvent être appliquées à la courbe de Koch (figure II.2), pour un angle de rotation de 60° , sous la forme [27] :

$$w_1 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \quad (\text{II.2})$$

$$w_2 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 \cos 60 & -1/3 \sin 60 \\ 1/3 \sin 60 & 1/3 \cos 60 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/3 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$w_3 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 \cos 60 & 1/3 \sin 60 \\ -1/3 \sin 60 & 1/3 \cos 60 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/2 \\ 1/2 \sin 60 \end{pmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$$w_4 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 2/3 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Finalement le générateur sera obtenu alors par l'association de ces quatre transformations :

$$W(A) = W_1(A) \cup W_2(A) \cup W_3(A) \cup W_4(A) \quad (\text{II.6})$$

La technique des IFS présente le double avantage d'être simple (facile à programmer) et de contenir toute l'information d'un dessin complexe dans quelques équations. La dimension fractale de cette géométrie peut s'exprimer sous la forme [27]:

$$D = \frac{\log N}{\log[2(1+\cos\theta)]} \quad (\text{II.7})$$

Où θ est l'angle de rotation.

Par exemple pour un monopôle de Koch d'angle 60° , la dimension est égale à:

$$D = \log(4)/\log(3) = 1.26 \quad (\text{II.8})$$

II .3.1.2. Le fractale de Minkowski

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

Ces courbes sont attribuées au mathématicien Hermann Minkowski (1864-1904). L'initiateur est soit une droite, soit un carré. La courbe tracée sur une droite est connue sous le nom de "Minkowski Sausage". B. Mandelbrot la présente sous ce nom dans son livre "The Fractal Geometry of Nature" [19].

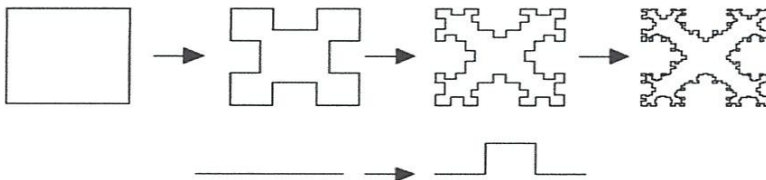


Figure II. 3 : Génération de la fractale de Minkowski

II.3.1.3. Les fractales de Hilbert et Peano

a)- La fractales 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.

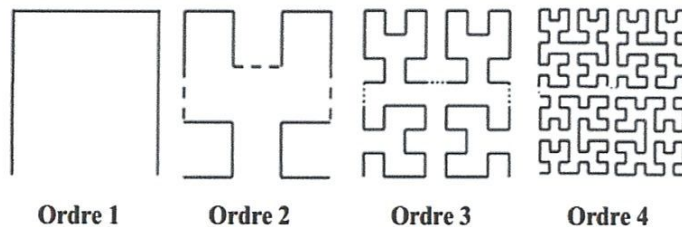


Figure II.4 : Génération de la courbe de Hilbert

b)- La 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 II.5 : Première itération de la géométrie

II.3.2. LES SURFACES FRACTALES

II.3.2.1. Le 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.

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 [28].

La géométrie représentée sur la figure II.6 illustre ce processus. Avec cette méthode. On obtient 3^n triangles après la $n^{\text{ième}}$ étape.

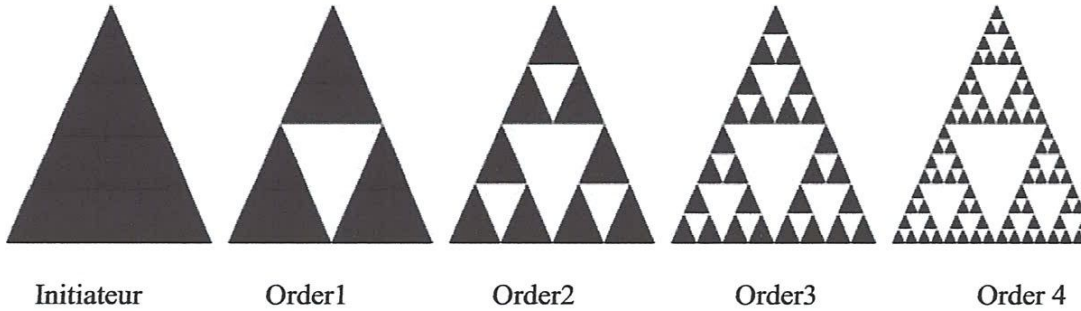


Figure II.6: Génération de la géométrie d'un triangle de Sierpinski.

Dans l'équation ci-dessus, r et s sont des facteurs d'échelles, θ et ϕ correspondent aux angles de rotation et X_0 et Y_0 des vecteurs de translation. On peut remarquer que si $r = s$: la transformation est auto-similaire (même échelle dans les deux plans) $r \neq s$: la transformation est auto-affine (échelle différent dans les deux plans).

Les transformations W_1, W_2, W_3

Les transformations IFS de cette forme peuvent être exprimées comme suite :

$$W(x/y) = \begin{bmatrix} r \cos \theta & -\sin \theta \\ r \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} x_0 \\ y_0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$\text{Sont : } w_1 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$W_2 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0.5 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$W_3 = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0.25 \\ 0.433 \end{pmatrix} \quad (\text{II.12})$$

La géométrie sera obtenue avec l'union de ces trois transformations :

$$W(A) = W_1(A) \cup W_2(A) \cup W_3(A) \quad (\text{II.13})$$

Strictement auto-similaires pour un angle de 60° sont :

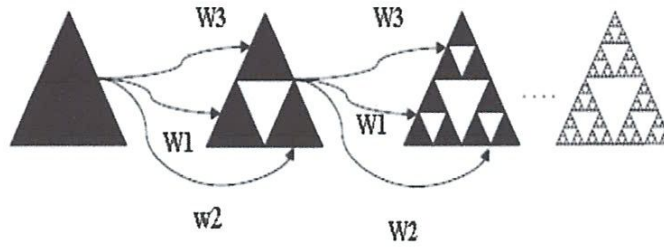


Figure II.7: IFS pour la génération du triangle de sierpinski strictement auto similaire

II.3.2.2. Le tapis de Sierpinski « Sierpinski Carpet »

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 [28].

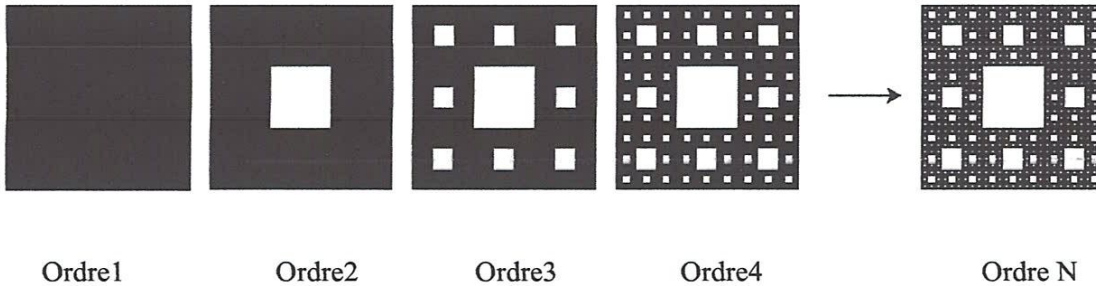


Figure II.8: Génération de la géométrie du tapis de sierpinski

Ce tapis est l'attracteur de 8 homothéties de rapport 1/3 centrées aux sommets et aux milieux des côtés d'un carré. Sa dimension fractale est égale à $\log 8 / \log 3 = 1.89$

II.3.2.3. 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 [28].



Figure II.9 : L'étoile de Koch

II.3.3. LES VOLUMES FRACTALS

II.3.3.1. Le tétraèdre de Sierpinski

Il existe aussi une version 3D du tamis de Sierpinski, le « tétraèdre de Sierpinski », attracteur de 4 homothéties de rapport $1/2$ centrées aux sommets d'un tétraèdre, sa dimension fractale égale à 2 [29].



Figure II.10: Tétraèdre de Sierpinski .

II.3.3.2. L'éponge de Sierpinski-Menger

En dimension 3, la fractale de Sierpinski la plus célèbre, est l'éponge de Sierpinski-Menger (mathématicien Américain), attracteur de 20 homothéties de rapport $1/3$ centrées aux sommets et aux milieux des arêtes d'un cube, d'une dimension fractale de 2.7 [29].

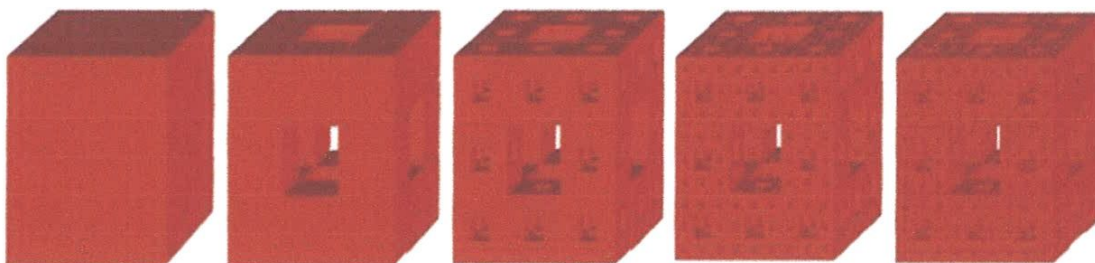


Figure II.11: Eponge de Sierpinski-Menger

II.4. LES APPLICATIONS DES 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. Il est possible d'utiliser aussi cette notion en infographie pour créer des paysages réalistes ou pour rendre les mouvements plus véridiques. Les fractales servent ainsi à créer des images fixes ou des vidéos sur un ordinateur.

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 [24].

II.5. GENERALITE SUR LES ANTENNES

Antenne patch : est une ligne MICRORUBAN (en anglais MICROSTRIP) 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 [30].

II.5.1. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Généralement ces paramètres électriques définissent l'antenne comme élément du circuit dans lequel elle est connectée. Ils permettent d'apprécier la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation et ainsi, de caractériser l'efficacité du transfert de puissance entre le système radioélectrique et le milieu de propagation. Plusieurs paramètres peuvent servir à cette caractérisation mais nous ne définirons que les trois principaux, à savoir l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire [21].

II.5.1.1. L'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée est définie comme étant l'impédance présentée par une antenne à ses bornes ; elle est égale au rapport de la tension V_e sur le courant I_e présenté à l'entrée [21] :

$$Z = V_e / I_e = R + jX \quad (\text{II.14})$$

Où :

Z = impédance d'entrée aux bornes a et b.

R = résistance de l'antenne aux bornes a et b.

X = réactance de l'antenne aux bornes a et b.

II.5.1.2. Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est un paramètre qui permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident [21].

Généralement ce coefficient Γ est lié à l'impédance d'entrée de l'antenne et l'impédance caractéristique Z_c par la relation [21]:

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (\text{II.15})$$

Signalons qu'on peut représenter Γ sous forme de paramètre S en dB tel que :

$$S_{11}(\text{dB}) = 20 \log \Gamma \quad (\text{II.16})$$

II.5.1.3. Rapport d'onde stationnaire (ROS)

Les lignes de transmission permettent aux ondes électromagnétiques de se propager dans les deux directions. Quand la source, la ligne de transmission et la charge ont toutes la même impédance, l'onde électromagnétique se propage de la source à la charge sans aucune perte du signal. Par contre, si la source n'a pas la même impédance par rapport aux autres éléments de la chaîne de transmission, une partie de l'onde sera réfléchi lorsqu'elle atteint la charge et renvoyée vers la source. Dans ce cas, les ondes incidents et réfléchies se superposent et engendrent une onde stationnaire [21].

Si on peut caractériser par $(+V)$ l'onde propageant vers l'avant et par $(-V)$ l'onde en retour, alors le taux ou le rapport d'onde stationnaire sera défini par [21]:

$$\text{ROS} = \frac{(+V) - (-V)}{(+V) + (-V)} \quad (\text{II.17})$$

Il est lié au coefficient de réflexion Γ par la relation :

$$\text{ROS} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (\text{II.18})$$

II.5.2. CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT

II.5.2.1. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il indique les directions de l'espace (θ_0, φ_0) dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale. La fonction caractéristique de rayonnement $r(\theta, \varphi)$ [31]:

$$r(\theta, \varphi) = P(\theta, \varphi) / P_0(\theta_0, \varphi_0) \leq 1 \quad (\text{II.19})$$

(p : puissance quelconque, p_0 : puissance max)

On exprime généralement cette fonction en décibel :

$$r(\theta, \varphi)_{\text{dB}} = 10 \log P(\theta, \varphi) / P(\theta_0, \varphi_0) \quad (\text{II.20})$$

II.5.2.2. La directivité

La directivité d'une antenne caractérise la manière dont cette antenne concentre son rayonnement dans certaines directions de l'espace [21].

La directivité d'une antenne dans une direction $\Delta(\theta, \varphi)$ est définie comme suit :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{\text{iso}}} \quad (\text{II.21})$$

$U_{\text{iso}}(\theta, \varphi)$: Intensité de rayonnement de l'antenne considérée.

U : Intensité de rayonnement d'une antenne isotrope, elle est donnée par :

$$U_{\text{iso}} = \frac{P_{\text{ray}}}{4\pi} \quad (\text{II.22})$$

P_{ray} : Puissance rayonnée de l'antenne.

La directivité maximale que l'on appelle souvent et simplement directivité est donnée

$$\text{par : } D_0 = D_{\text{MAX}} \quad (\text{II.23})$$

La directivité, grandeur sans dimension, est généralement exprimée par sa valeur en

$$\text{décibels : } D_0(\theta, \varphi)_{\text{dB}} = 10 \log D_0 \quad (\text{II.24})$$

II.5.2.3. Gain

Le gain $G(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ sur la puissance que rayonnerait une antenne. Dans le cas d'une antenne isotrope sans pertes, la relation est donnée par [31].

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_f} \quad (\text{II.25})$$

P_f : Puissance fournie par l'émetteur

Généralement la valeur maximum de $G(\theta, \varphi)$ prend la dénomination du gain de l'antenne.

$$G_0 = \text{MAX } G(\theta, \varphi) \quad (\text{II.26})$$

Notant que la relation entre la directivité et le gain est la suivante :

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (\text{II.27})$$

Avec η est le rendement de l'antenne.

II.5.2.4. Résistance de rayonnement

S'il est possible de connaître le courant I_Q en un point Q de cette antenne, nous définissons la résistance de rayonnement en ce point par le rapport [31] :

$$R_Q = \frac{2P_r}{I_Q} \quad (\text{II.28})$$

Avec P_r est la puissance active rayonnée par l'antenne.

II.5.2.5. Polarisation

La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est donnée par la direction du champ électrique E . Si E garde une direction constante dans le temps, on dit que l'on a une polarisation rectiligne [32].

Si la direction varie avec le temps de telle sorte que si en un point donné on schématise les positions successives de E , l'extrémité du vecteur représentatif décrit un cercle ou une ellipse, on dit alors que le champ rayonné est à polarisation circulaire ou elliptique.

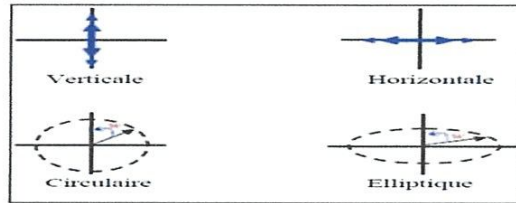


Figure II.12 : Polarisation du champ électromagnétique.

II.5.2.6. Les angles d'ouvertures horizontales et verticales

En premier lieu l'angle d'ouverture horizontal caractérise la largeur du faisceau de l'antenne dans un plan horizontal. Il est défini comme l'angle entre les directions où le gain est 3 dB inférieur au gain maximal. Alors que l'angle d'ouverture vertical caractérise la largeur du faisceau de l'antenne dans un plan vertical. De la même façon que l'angle horizontal, il est défini comme l'angle entre les directions où le gain est 3 dB inférieur au gain maximal [32].

II.5.2.7. La bande passante

La bande passante de l'antenne correspond à l'intervalle de fréquence d'utilisation de l'antenne en émission ou en réception avec une efficacité de 50% et plus. On obtient une large bande passante lorsque le gain de l'antenne est important. C'est un paramètre exprimé en pourcentage (%) et qui est donné par [18] :

$$BP(\%) = 100 \frac{f_s - f_i}{f_c} \quad (\text{II.29})$$

(Typiquement $B\% = 10$ à 20%) où :

- f_c est la fréquence centrale d'utilisation pour laquelle l'antenne est conçue,
- f_s et f_i les fréquences limites supérieures et inférieures.

II.6. LES ANTENNES FRACTALES

En 1985, Landstrofer et Sacher dans leur livre "optimisation des antennes filaires", se sont posé la même question. Ils ont trouvé que si on inverse la procédure en cherchant quelles sont les structures qui donnent le meilleur gain, le résultat obtenu est très loin des formes géométriques euclidiennes. Comme exemple, ils montrent qu'un fils conducteur aléatoirement aménagé donne des résultats plus performants. On en déduit que les formes géométriques simples ne donnent pas nécessairement les meilleures performances, d'où l'idée d'explorer d'autres formes telles que les fractales [33]. Les formes fractales qui étaient utilisées pour la conception des antennes sont illustrées dans la Figure II.13.

La courbe du Koch et l'arbre fractale sont utilisés pour créer des antennes dipôles et monopole miniaturisé comme illustre dans la Figure II.13.a. Les antennes filaires peuvent prendre la courbe de Koch et la forme de Minkowski et ces formes introduisent dans la fabrication des antennes patchs. La Figure II.13.b représente deux antennes fractales cadres monopoles de Koch et de Minkowski.

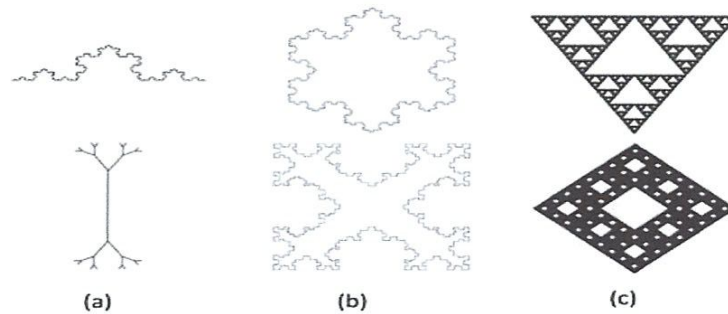


Figure II.13 : Quelques géométries fractales utilisées pour la conception des antennes

II.6.1 ANTENNES FRACTALES MULTI-BANDES

II.6.1.1. Antenne triangle de Sierpinski

L'autosimilarité est une propriété importante des fractales et peut être utilisée dans la conception des antennes. Une section d'une fractale auto-similaire a une même forme que la fractale totale. Cette géométrie auto-similaire permet de concevoir des antennes effectives de formes identiques mais avec des tailles différentes sur une seule structure rayonnante, la caractéristique d'autosimilarités est représentée dans la Figure II.14. La propriété multi-bande de ce type d'antenne est à l'avantage d'autosimilarité de leur forme fractale, dont l'antenne capte plusieurs ondes simultanément [34].

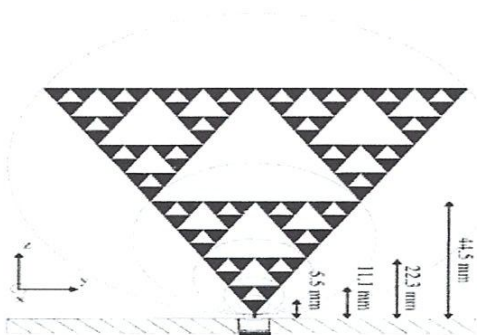


Figure II.14 : Antenne fractale de Sierpinski de l'ordre 5

II.6.1.2. Antenne tapis de Sierpinski

L'idée de la construction de tapis de Sierpinski est basée sur l'assemblage des plusieurs éléments avec plusieurs échelles différentes. Comme on a déjà vu précédemment dans la technique d'obtention de caractéristique multi-bande par l'association des plusieurs éléments résonnants ; dont cette technique donne à l'antenne tapis de Sierpinski la fonctionnalité en plusieurs bandes.

L'antenne tapis de Sierpinski peut être monopole, dipôle ou bien plaquée comme illustré dans la Figure II.15. Cette antenne présente l'avantage d'être à taille très réduite, mais elle donne une bande passante très étroite.

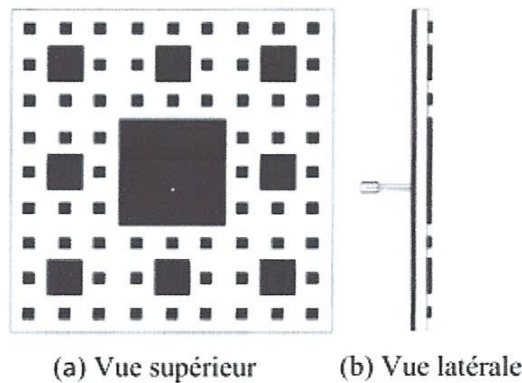


Figure II.15 : Antenne fractale tapis de Sierpinski en 3^{ème} itération [35]

II.6.1.3. Antenne pré-fractale de Minkowski

La procédure de génération de la géométrie pré-fractale de Minkowski pour une boucle ou bien un cadre résonnant est présenté avant dans la Figure II.3, c'est le même principe pour l'antenne plaqué : par exemple pour un patch carré, on supprime de chaque côté de carré, au milieu de l'arête un rectangle de dimension $w_1 \times w_2$, et cette opération est la génératrice fractale comme le montre la Figure II.16.

Dans ce cas w_2 présente la profondeur de fente, et w_1 c'est la largeur. On définit d'autres paramétrés qui sont :

a_1 : le rapport entre w_1 et la longueur de l'arête du carré L_0 .

a_2 : le rapport entre w_2 et la longueur de l'arête du carré L_0 .

D : représente la dimension du fractal.

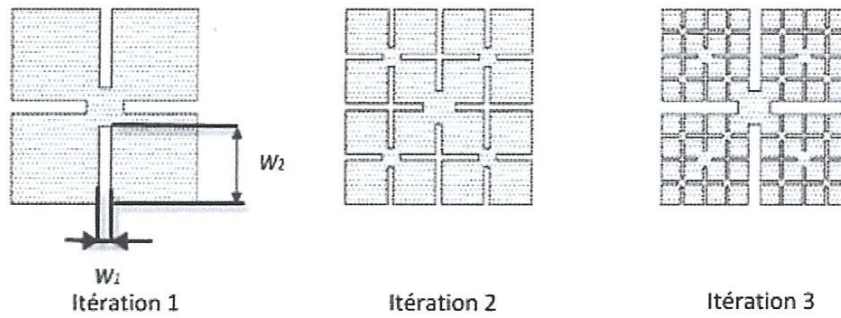


Figure II.16 : Génération de pré-fractale de Minkowski [36].

Au cours de cette procédure de génération du fractal, le périmètre (p_n) de l'antenne augmente en fonction du nombre d'itérations, comme le montre l'équation suivante [37]:

$$p_n = (1+2a_2) \cdot p_{n-1} \quad (\text{II.30})$$

$$\text{Avec : } a_1 = \frac{w_1}{L_0}, a_2 = \frac{w_1}{L_0}, 2\left(\frac{1}{2} - (1 - a_2)\right)^D + 2a_2^D + a_1^D = 1 \quad (\text{II.31})$$

D'après [II.13], l'antenne pré-fractale de 3^{ème} itérations de Minkowski peut couvrir les deux bandes GPS à L1 :1.57542 GHz et L2 :1.2276 GHz. Cette antenne est très compacte, et présente une réduction de 78% par rapport à l'antenne rectangulaire conventionnelle avec la même fréquence de fonctionnement et le même type de substrat de fabrication.

L'antenne pré-fractale de 3^{ème} itération de Minkowski est illustrée par la Figure II.17.

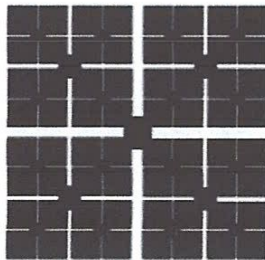


Figure II.17 : Antenne pré-fractale de 3^{ème} itération de Minkowski [37]

II.7. LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS

II.7.1. LES AVANTAGES

- ❖ Résonances multiples : le caractère multi-bande vient du caractère d'autosimilarité [28].
- ❖ Surface occupée très réduite : la compacité résulte du caractère irrégulier des formes fractales [38].
- ❖ Gain très important dans certain cas [38].

II.7.2. LES INCONVENIENTS [38]

- ❖ Gain faible dans d'autres cas.
- ❖ Réalisation très difficile liée à la complexité des formes.
- ❖ Plus faible bande passante que les antennes spirales.
- ❖ Difficulté de contrôler la polarisation.

II.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons donné un bref aperçu sur le développement théorique des fractales, mis en évidence leurs propriétés fondamentales. Nous avons montré que des structures à caractère fractal existent dans la nature, grâce à leurs caractéristiques particulières. Le concept des fractales offre une compréhension sur de nombreux phénomènes naturels ou artificiels, et il est devenu donc un nouveau champ des mathématiques qui permet d'étudier avec succès plusieurs objets dont la forme est extrêmement irrégulier, Ces deux dernières décennies, des chercheurs ont utilisé les fractales dans le domaine de l'électromagnétisme, spécialement dans la conception d'antennes[28].

Les antennes ont des propriétés et des caractéristiques, selon lesquelles elles sont valorisées. Plusieurs techniques existent pour les simuler ou les réaliser. Alors, pour assurer un bon fonctionnement, il faut choisir celle la plus adaptée à l'application envisagée. Dans notre cas, le choix s'est porté sur la technologie des antennes imprimées. Leurs avantages nombreux permettent de les utiliser dans différents secteurs et surtout dans les communications mobiles (satellite, avion, voiture, missile, téléphone portable, ...) [39].

CHAPITRE III

III.1.INTRODUCTION

La caractéristique première qui sert à distinguer une antenne ULB des antennes usuelles est, tout naturellement, la largeur de la bande passante. D'après l'approche de la FCC, la largeur de la bande passante représente une bande relative instantanée audessus de 0,2. Trois classes d'antenne ULB fondées sur les applications ont déjà fait surface depuis l'apparition de l'antenne ULB. En premier, la classe « **DC to daylight** » regroupe les antennes conçues pour obtenir le plus de bande passante possible. Il y a des applications typiques comportant à la fois des GPR (Ground Penetrating Radar), la CEM (compatibilité du Champ électromagnétique ou mesure du champ), les armes électromagnétiques, les radars en mode impulsif (impulse radars) ainsi que les systèmes de communication discrets. Le but visé par ces antennes est de couvrir le spectre le plus large possible.

Puis nous avons la classe « **multi narrowband** » qui, à la différence de la classe « DC-to-daylight » utilise exclusivement des sous bandes étroites à un moment donné ensuite nous avons la classe des antennes conçues pour les **systèmes ULB 3.1-10.6GHz** avec autorisation de la FCC. En termes de largeur de bande passante, il y a beaucoup moins d'exigence pour une antenne ULB de cette classe que pour les antennes « DC-to-Daylight ». Entre ces antennes et les autres antennes ULB de classe traditionnelle, la distinction est nette :

Premièrement, ces antennes privilégient le respect d'un certain masque spectral plutôt que la recherche effrénée d'un maximum de bande passante. Ainsi, une bande passante trop large détériore la réponse du système, et s'avère donc contreproductive.

Deuxièmement, à l'opposé des antennes « multi narrowband » ces antennes consomment la quasi-totalité de la bande passante à un instant donné. Dès lors, il faut que l'antenne ULB qui est de cette classe soit ultraperformante dans sa bande passante d'utilisation. Cette performance est évaluée à travers le diagramme de rayonnement, le gain, l'adaptation et la dispersion qui doit être très proche de 0 [40].

III.2.EXIGENCES POUR LES ANTENNES ULB

À l'instar des systèmes de communication classiques sans fil, l'antenne a une place capitale dans les systèmes ULB. Toutefois, les challenges sont plus nombreux et

plus importants lorsqu'on fabrique une antenne ULB que lorsqu'on crée une antenne à bande étroite [41].

La première distinction entre l'antenne ULB et les autres antennes c'est la très large bande passante fréquentielle. 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. En situation idéale, les diagrammes de rayonnement, le gain et l'adaptation d'impédance doivent être stables sur la bande entière. Dans certains cas, on exige que l'antenne ULB ait une caractéristique coupe-bande afin de tenir avec d'autres dispositifs à bande étroite et des services occupant la même bande de fonctionnement. [42,43].

La troisième distinction est que les propriétés du rayonnement omnidirectionnel et unidirectionnel sont indispensables dépendamment de l'application pratique. C'est dans les systèmes portatifs et mobiles qu'il est préférable d'avoir des modèles omnidirectionnels. Dans les systèmes radar et d'autres systèmes directionnels là où on escompte un gain important, l'on préfère les caractéristiques de rayonnement directif.

La quatrième distinction fait référence à la taille de l'antenne. Pour être appropriée à l'unité ULB en particulier dans les appareils mobiles et portables, il faut que l'antenne ait une taille assez réduite. Elle doit également avoir un profil bas et être compatible à l'intégration dans un circuit imprimé (PCB, Printed circuit board).

La cinquième distinction tient au fait que l'antenne ULB doit être bien conçue pour que le système global soit performant. À titre d'illustration, on souhaite que le dispositif entier corresponde au masque de puissance d'émission impératif recommandé par la FCC ou d'autres organismes régulateurs.

Enfin, la dernière distinction veut que l'antenne ULB soit incontournable pour obtenir de bonnes caractéristiques dans le domaine temporel. Quant aux bandes étroites, l'antenne a sensiblement les mêmes performances sur l'étendue de la bande passante et les paramètres de base, à l'instar du gain et du Path-Loss. Par contre, les systèmes ULB utilisent parfois des impulsions brèves afin de communiquer des données, de telle sorte qu'une énorme bande passante soit occupée pendant la transmission.

III.3.1.1. ANTENNE A SPIRALE

Ces antennes ont été décrites par Dyson en 1959 [45]. Il existe trois types de spirales: spirale équiangulaire (spirale logarithmique), spirale conique et la spirale de type Archimède.

III.3.1.1.1 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. Son équation en coordonnées polaires (ρ, θ) peut s'écrire sous la forme:

$$\rho = ke^{a\theta} \quad (\text{III.2})$$

où k et a sont deux constantes.

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.

L'antenne spirale logarithmique est donc régie par 4 équations, deux pour chaque conducteur:

Le premier conducteur a pour équation:

$$\rho_1 = ke^{a\theta}, \rho_2 = ke^{a(\theta-\delta)} = K\rho_1 \quad (\text{III.3})$$

$$\text{ou } K = e^{-a\delta} = \frac{\rho_1}{\rho_2} < 1 \quad (\text{III.4})$$

Le second conducteur a pour équation

$$\rho_3 = ke^{a(\theta-\pi)}, \rho_4 = ke^{a(\theta-\pi-\delta)} = K\rho_3 \quad (\text{III.5})$$

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 des brins augmente), la polarisation du champ devient elliptique puis circulaire.

La figure III.1 a) a montre une représentation pratique de l'antenne logarithmique.

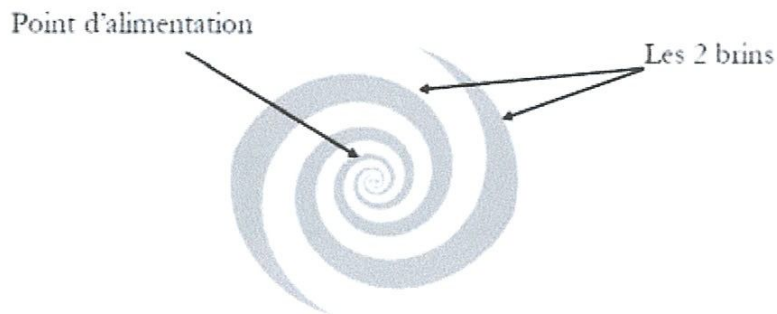


Figure III.1: Antenne spirale logarithmique

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. A titre d'exemple, pour un $ROS < 2$, une bande passante de 0.4-3.8 GHz peut être atteinte [46].

On alimente cette antenne au milieu de la structure de telle sorte que les deux conducteurs soient en opposition de phase. Les doublets ainsi produits tout au long de la structure créent des champs maximaux dans les directions normales au plan de l'antenne, ce qui implique que la spirale logarithmique possède un rayonnement bidirectionnel avec un gain de 4 dBi.

Par ailleurs, plus la fréquence est basse, plus les parties de la spirale qui vont participer au rayonnement sont éloignées de l'alimentation et donc du centre de l'antenne, et inversement, plus la fréquence est élevée, plus les parties participant au rayonnement se trouvent rapprochées du centre de l'antenne. Ce comportement, caractéristique des antennes indépendantes de la fréquence montre que le centre de phase varie en fonction de la fréquence et que par conséquent cette antenne est dispersive.

III.3.1.1.2. Antenne a spirale d'Archimède

Le principe de fonctionnement de la spirale d'Archimède est présenté pour la première fois par J.A Kaiser en 1960 [47]. Cette antenne est constituée de deux spirales de largeur constante imbriquées l'une dans l'autre et ayant la même origine. Les équations des brins sont données par les équations suivantes :

$$r_1(\theta) = r_0 + a\theta \quad (\text{III.6})$$

$$r_2(\theta) = r_0 + w + a\theta \quad (\text{III.7})$$

avec r_0 le rayon minimal de la spirale, a le taux d'accroissement de la spirale et w la largeur

du brin de la spirale. Finalement $a = R_{\max} - r_0 - w$ (III.8)

$2\pi N$ avec N le nombre de tours de la spirale. Les équations nous montrent que cette antenne n'est pas uniquement définie par des angles. Elle s'éloigne donc de la définition d'antenne indépendante de la fréquence. Son rayon extérieur théorique est égal à λ/π . gaussienne) et de voir sa réponse à cette impulsion.



Figure III 2: Antenne spirale d'Archimède sur cavité [48]

La bande passante est limitée par les dimensions extrêmes de la spirale. Le périmètre associé au rayon intérieur de l'antenne correspond à la longueur d'onde de la fréquence maximale de fonctionnement et celui associé au rayon extérieur à celle de la fréquence basse de fonctionnement. La bande passante de cette antenne est très large et dépasse l'octave. Sa conception auto-complémentaire fait que son impédance d'entrée est en théorie de 188Ω . En pratique en fonction du substrat sur lequel la spirale est réalisée, l'impédance peut se situer entre 120Ω et 200Ω .

Chaque point des brins de la spirale est défini par un rayon r et un angle θ . A chaque point il est possible de définir un cercle de rayon r et de périmètre P . A une fréquence de la bande passante donnée, le lieu où l'énergie de l'antenne est rayonnée est le cercle de rayon r dont le périmètre P coïncide avec la longueur d'onde λ de la fréquence. Le rayonnement ne se fait plus comme sur les spirales présentées précédemment sur le bras à une distance de l'alimentation égale à longueur d'onde. Sa structure se rapproche plus d'une structure

périodique qu'une structure linéaire. En effet, le module du rayon augmente avec un pas de $2\pi a$ à chaque tour, où a est le coefficient d'expansion de la spirale.

Le rayonnement de l'antenne s'effectue dans les deux directions normales au plan de l'antenne suivant une polarisation circulaire. La polarisation gauche rayonne d'un côté du plan de l'antenne et la droite de l'autre. Comme l'antenne spirale logarithmique, l'antenne n'est pas très directive. Elle a l'avantage d'avoir une impédance relativement stable sur toute sa bande passante. La zone de rayonnement à une fréquence donnée se trouve sur le cercle de rayon λ/π .

III.3.1.1.3. Antenne à 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. Les équations des brins d'un bras de la spirale sont données par les équations suivantes :

$$r_1(\varphi) = r_0 e^{b\varphi} \quad (\text{III.9})$$

$$r_2(\varphi) = r_0 e^{(\varphi - \varphi_0)} \quad (\text{III.10})$$

avec $h = a \times \sin(\theta_0)$ et θ_0 le demi angle au sommet du cône.

Ainsi, l'antenne conique est une structure entièrement définie par des angles, c'est donc une antenne indépendante de la fréquence. Sa dimension théorique est égale à λ/π .

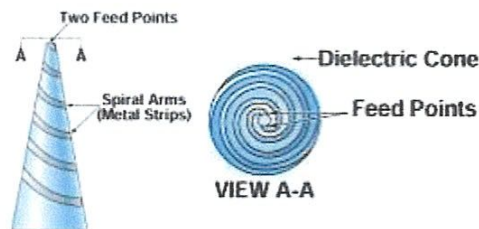


Figure III.3: Antenne conique [49]

Les limites de la bande passante sont définies par les rayons minimal et maximal du cône.

Son impédance d'entrée a l'avantage d'être relativement stable sur toute la bande passante de l'antenne. Le rayonnement pour chaque fréquence de la bande

passantes'effectue sur la partie du brin située à une longueur d'onde de la source. Cependant l'origine des phases a tendance à ne pas rester fixe en fonction de la fréquence. Le centre de phase se déplace le long de l'axe du cône.

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.

III.3.1.2.ANTENNE LOG-PERIODIQUE

Les antennes log périodique ont été conçues pour la première fois par Duhamel et Isabell en 1959 [50]. Elles s'appuient sur le principe d'une antenne dimensionnée pour toutes les fréquences mais de façon périodique et non répétitive comme c'est le cas des antennes que l'on a vues précédemment. Ainsi, si une structure rayonnante est transformée en une autre structure identique par la multiplication de ses dimensions par τ , toutes les deux présentent les mêmes performances (adaptation et diagramme de rayonnement) l'une à la fréquence f et l'autre à la fréquence f/τ . En répétant cette transformation N fois les performances sont les mêmes aux fréquences $f_0 \cdot \tau^N$ où f_0 est la fréquence de référence et ont une période de répétition de $\log(\tau)$ en fonction de $\log f$. d'où leur appellation. Leur principe est donc bien analogue aux antennes dites indépendantes de la fréquence.

Dans la suite de ce paragraphe, on va examiner plusieurs antennes de ce type couramment utilisées, la plus connue étant l'antenne Log Periodic Dipole Array (LPDA).

III.3.1.2.1. antenne log périodique de forme quelconque

a)-antenne log périodique de forme circulaire

Une représentation de l'antenne log périodique circulaire est présentée sur la figure III.4

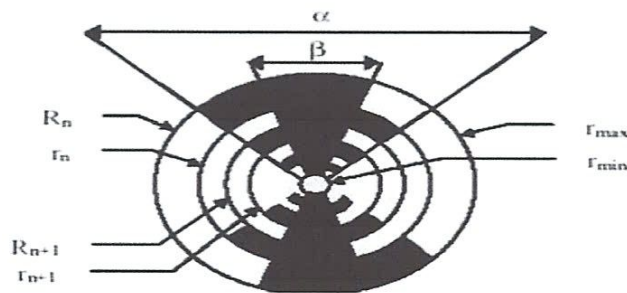


Figure III.4: Antenne log-périodique circulaire.

Cette antenne de forme circulaire est déterminée par les relations suivantes : (cf. figure III.4)

- ❖ $\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{r_{n+1}}{r_n}$ qui définit la périodicité des caractéristiques de l'antenne.
- ❖ $\chi = \frac{r_n}{R_n}$ qui définit la largeur des dents.
- ❖ α et β définissent la longueur des dents.
- ❖ r_{\min} et r_{\max} limitent les extrémités de la structure.

Cette antenne peut avoir une bande passante de plusieurs octaves. La fréquence basse d'adaptation est fixée par la dimension de la plus longue des dents ($\lambda/4$ à cette fréquence) et la fréquence haute d'adaptation est reliée à la dent de plus petite dimension. La conséquence immédiate de ceci est que l'antenne est dispersive, comme pour les autres antennes indépendantes de la fréquence.

Le diagramme de rayonnement est bidirectionnel. Il est symétrique par rapport au plan de l'antenne avec des maxima suivant la normale à ce plan et des minima dans ce plan. L'ouverture dépend fortement du rapport de périodicité. Le gain vaut typiquement 4 dBi. La polarisation est linéaire avec des ouvertures identiques dans les plans E et H.

b)- Antenne log périodique de forme trapézoïdale

L'antenne log périodique de forme trapézoïdale est un autre exemple d'antenne log périodique. Cette antenne se déduit aisément de la précédente.

Une représentation de l'antenne trapézoïdale est présentée sur la figure III.5:

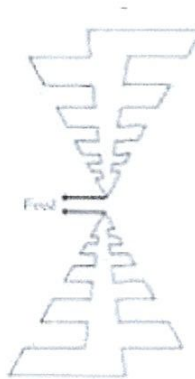


Figure III.5: Antenne log-périodique de forme trapézoïdale.

Cette antenne étant plus facile à construire que la précédente, est plus couramment utilisée que l'antenne de forme circulaire. Elle possède exactement les mêmes caractéristiques: diagramme de rayonnement bidirectionnel, bande passante de plusieurs octave, antenne dispersive.

III.3.1.2.2.ANTENNE LPDA (LOG PERIODIC DIPOLE ARRAY)

Une autre antenne de type log périodique est l'antenne dipôle log périodique [51]. Cette antenne se déduit aisément de la précédente (l'angle β vaut 0).

Une représentation pratique de l'antenne logarithmique est montrée sur la figure III.6.

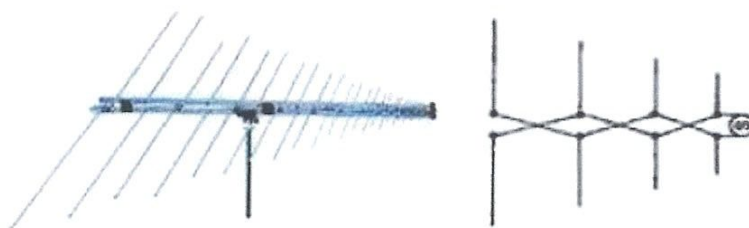


Figure III.6: Réalisation pratique de l'antenne LPDA et de son alimentation.

De la même façon que pour les autres antennes log périodique, le rapport de périodicité τ est le rapport entre deux longueurs de dipôles consécutifs. Les dipôles sont connectés alternativement par une ligne de transmission centrale symétrique qui peut être croisée pour éviter le rayonnement arrière, comme le montre la figure III.6.

Les fréquences haute et basse d'adaptation sont déterminées par les longueurs des éléments du réseau les plus basses et les plus hautes respectivement. L'antenne est alimentée au sommet et l'on peut définir deux types de zone: la zone de transition et la zone active. La zone de transition est la zone où les champs se propagent le long de la ligne de transmission centrale depuis le sommet jusqu'aux dipôles de longueur $\lambda/4$. La zone active est la zone où l'on a des forts courants : ce sont eux qui participent au rayonnement de l'antenne. La zone active ou encore le centre de phase s'éloigne du point d'alimentation de l'antenne à mesure que la fréquence diminue: le centre de phase varie fortement avec la fréquence.

Le rayonnement de l'antenne est unidirectionnel avec des maxima dans la direction suivant son sommet, la polarisation est linéaire et le gain maximal typique d'une antenne LPDA est de 5-10 dBi.

III.3.1.3. 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[52]. Elle permet d'avoir une double polarisation et de garder une impédance constante sur toute la gamme de fréquence. Comme pour les antennes spirales auto complémentaires, la valeur de son impédance d'entrée est d'environ 188Ω et sa longueur électrique théorique est de λ/π .

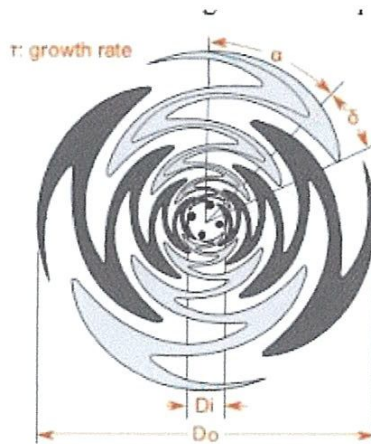


Figure III-7: Antenne spirale "sinucuse" [52]

Elle est composée de 4 bras. Chaque bras est composé de p-cellules. Chaque cellule du bras s'étend sur un angle d'ouverture α . L'angle δ 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 τ défini pour les paramètres α et τ présentés en Figure III-7.

Les fréquences limitantes liées à la structure se déduisent de la formule suivante :

$$Do \times (\alpha + \delta) = \frac{\lambda}{2} \quad (\text{III.12})$$

La zone de rayonnement de l'antenne se situe dans les sommets de la forme sinusoïdale. Les performances de l'antenne dépendent d'un compromis sur le choix des paramètres α et τ . En effet, si α est grand et τ est petit, l'antenne sera plus compacte et constituée de peu d'éléments.

Dans le cas inverse, l'antenne contiendra beaucoup plus d'éléments et aura un comportement plus linéaire. Toutefois, il est possible d'obtenir facilement une polarisation circulaire en alimentant l'antenne à l'aide d'un coupleur.

Comme les différentes spirales présentées dans cette partie, la bande passante est limitée, aux hautes fréquences, par le diamètre intérieur (D_i cf. Figure III-7) et aux basses fréquences par le diamètre extérieur (D_o). Le diagramme de rayonnement de l'antenne est bidirectionnel.

III.3.1.4. ANTENNES TRIANGULAIRES

III.3.1.4.1. Antenne biconique

Le fonctionnement de cette antenne est expliqué pour la première fois par Carter en 1939 [53]. 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 α . La différence de potentiel entre les sommets permet de générer des courants de surface le long du cône qui engendrent des ondes sphériques entre les cônes.

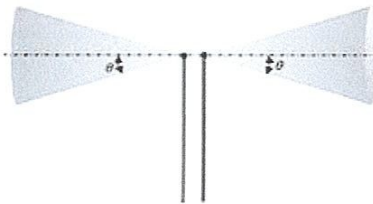


Figure III-8: Antenne biconique [53]

En pratique ces cônes sont tronqués et une partie de l'énergie électromagnétique incidente est réfléchi au bout des cônes. Ce retour d'énergie à la source entraîne une désadaptation de l'antenne. Les cônes peuvent être alors vus comme des lignes de transmission terminées par une charge. La dimension maximale de l'antenne définit alors 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.

III.3.1.4.2. 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 ; néanmoins, la bande passante est inférieure à sa version volumique et la variation de son impédance d'entrée est plus importante. Ces inconvénients s'expliquent par le fait que la bow-tie est une version tronquée de l'antenne biconique. La longueur électrique des antennes bow-tie est d'environ $\lambda/2$ [54].

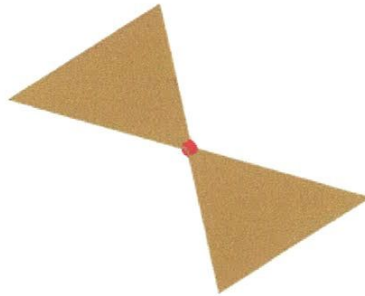


Figure III-9: Antenne bow-tie [48]

De même que l'antenne biconique est constituée de deux cônes qui se font face, l'antenne bow-tie est constituée de deux triangles. Ses propriétés reposent essentiellement sur l'angle d'ouverture α 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 [54].

III.3.1.4.3. Antenne monopole triangulaire

Le monopole triangulaire est composé d'un triangle plan avec un angle d'ouverture α perpendiculaire à un plan de masse. Comme pour d'autres antennes à angle d'ouverture (antennes biconique et bow-tie), l'angle α donne un degré de liberté pour définir les caractéristiques de l'antenne. Il influe principalement sur l'adaptation et la longueur effective de l'antenne. Si l'angle α est élevé l'adaptation aux basses fréquences est bonne. Pour des angles élevés la hauteur effective de l'antenne tend vers $\lambda/6$. L'impédance d'entrée de l'antenne est intrinsèquement plus élevée que l'antenne biconique. Elle peut être vue comme une version planaire de cette dernière. Il est possible de diminuer l'impédance d'entrée avec l'augmentation de α . Il est donc intéressant de privilégier les angles élevés dans la conception de cette antenne.

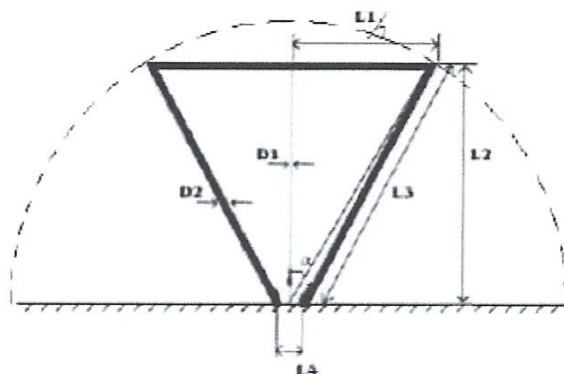


Figure III-10: Antenne monopole triangulaire

La bande passante est comprise entre 80% et 120%, ce qui est suffisant pour les applications ULB ; toutefois, cela reste inférieur à la bande du monopole circulaire. Le diagramme de rayonnement en azimut est quasi omnidirectionnel. Pour améliorer la bande passante du monopole triangulaire, le monopole circulaire est proposé pour la première fois par Satoshi et al. en 1992 [55]. L'année suivante, Hammoud et al. proposent une méthode pour améliorer la bande passante et atteindre la décade [56]. 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.

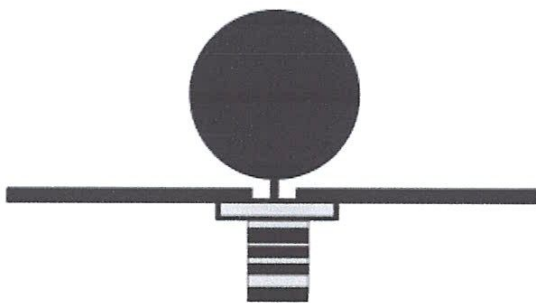


Figure III-11: Antenne monopole circulaire [56]

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.

III.3.1.5. 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 couteuses et sont plus faciles à réaliser. La technologie imprimée permet d'alimenter les antennes grâce à des lignes coplanaires ou microruban. Il est possible ainsi d'avoir l'antenne sur le même support que l'alimentation. Enfin, l'impédance d'entrée est divisée par deux ce qui permet de garder des systèmes faciles à adapter. La technologie imprimée permet aussi d'avoir plus de liberté sur la forme géométrique des monopoles et de leur plan de masse. Cela permet d'ajouter des paramètres de conception afin de contrôler la directivité (Figure I-12 a), la bande passante ou l'encombrement de l'antenne (Figure I-12 b).

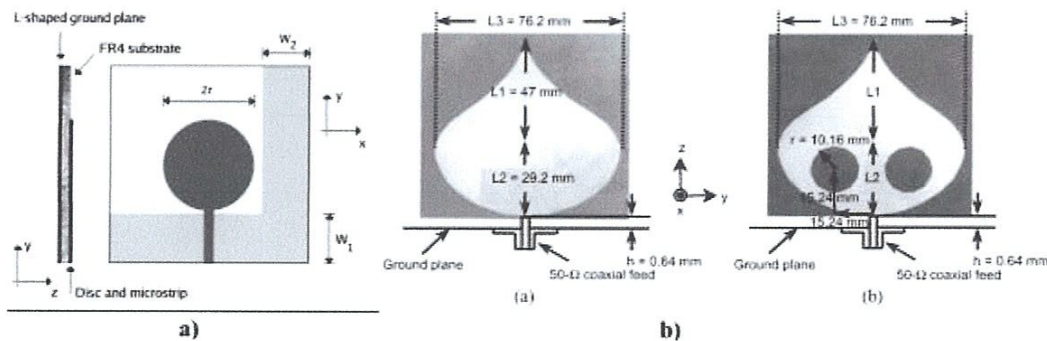


Figure I-12 : Exemple de monopole : a) Monopole avec un plan de masse en L pour rendre l'antenne directive [57] b) Antenne « Planar Inverted Cone Antenna » (PICA) [58]

L'utilisation de la technologie imprimée avec les monopoles permet donc d'adapter la conception d'antennes à large bande en fonction du besoin. Toutefois, il existe peu de monopoles imprimés qui permettent d'atteindre facilement la décade tout en gardant des performances en rayonnement stable. En 2010, Tran et al. [59] proposent un monopole « super » large bande dont le schéma de conception complet est présenté Figure I-13

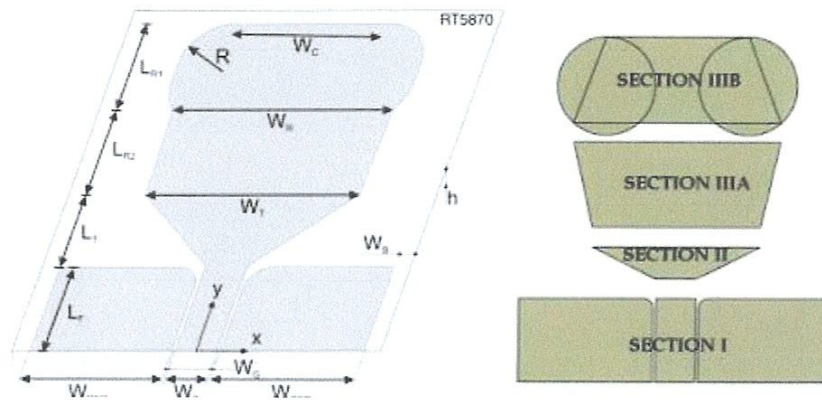


Figure III-13 : Monopole imprimé « super » large bande [59]

L'antenne est une mise en cascade de trois sections. La première est l'alimentation de l'antenne qui est réalisée par une ligne coplanaire. La deuxième est une zone de transition entre l'alimentation et l'élément rayonnant constituant la dernière partie de l'antenne. L'élément rayonnant est divisé en deux parties A et B. La partie A est celle qui permet en grande partie à l'antenne d'être adaptée sur sa « super » bande passante. La partie B vient contribuer grâce aux deux cercles à droite de la Figure III-13 à la stabilité des performances en rayonnement de l'antenne. Après un long travail d'optimisation des paramètres de l'antenne, les auteurs obtiennent un monopole d'une longueur classique de $\lambda/4$ ayant une bande passante de 30 :1.

III.3.1.6. ANTENNES A TRANSITION PROGRESSIVE

Les antennes à transition progressive sont des antennes qui sont vues comme des transformateurs d'impédance. En effet, l'objectif de ces antennes est de passer de l'impédance caractéristique de la structure guidée, en général 50Ω , à l'impédance en espace libre, $120\pi\Omega$. Une fois cette impédance atteinte, l'onde guidée se met à rayonner. L'avantage de ces structures est qu'elle ne présente pas de structures résonnantes et qu'elles sont facilement imprimables sur substrat. Toutefois, la transformation d'impédance s'effectue sur une longueur importante égale à $\lambda/2$. L'antenne la plus connue de cette catégorie est l'antenne Vivaldi proposée en 1979 par Gibson [60]. La transition entre le milieu guidé et rayonné se fait suivant une courbe exponentielle. L'antenne présentée en Figure III-14 est la version dite antipodale de l'antenne Vivaldi. Cette version améliorée de l'antenne Vivaldi est présentée en 1988 par Gazit [61].

L'amélioration se concentre sur la conception de l'alimentation de l'antenne qui met en place une transition d'une ligne micro-ruban (alimentation non équilibrée) à une ligne bifilaire (alimentation équilibrée). L'utilisation d'une alimentation équilibrée permet à l'antenne d'être adaptée sur une large bande. Le niveau d'adaptation de cette antenne est très bon (-15dB). Cette bonne adaptation permet de limiter les distorsions du signal. Ces antennes permettent d'avoir une bonne réponse temporelle du signal.



Figure III-14: Antenne Vivaldi antipodale [61]

La bande passante de ces antennes est très importante et dépasse facilement les 100%. Le rayonnement est unidirectionnel et s'effectue suivant le plan du substrat. Ces antennes présentent l'avantage d'offrir un très faible niveau de cross-polarisation. Leur gain varie entre 7dB et 10 dB, en fonction des transitions choisies. Les principales caractéristiques des antennes présentées précédemment sont résumées dans le Tableau III-1.

Famille	Antenne	Bande Passante	Polarisation	Taille	$Z_e (\Omega)$
Logarithmique	Périodique	>10 :1	Linéaire	$\frac{\lambda}{2}$	50
Spirale	Logarithmique	>10 :1	Circulaire	$\frac{\lambda}{\pi}$	120π
	Archimède	>10 :1	Circulaire	$\frac{\lambda}{\pi}$	120π
	Conique	>10 :1	Circulaire	$\frac{\lambda}{\pi}$	120π
	Sinueuse	7 :1	Linéaire	$\frac{\lambda}{\pi}$	120π
Triangulaire	Biconique	8 :1	Linéaire	$\frac{\lambda}{2}$	50
	Bowtie	4 :1	Linéaire	$\frac{\lambda}{2}$	50
Monopole	3D	10 :1	Linéaire	$\frac{\lambda}{4}$	50
	Imprimé	30 :1	Linéaire	$\frac{\lambda}{4}$	50
Transition progressive	Vivaldi	>10 :1	Linéaire	$\frac{\lambda}{2}$	50

Tableau III-1. Synthèse des antennes ULB de l'état de l'art avec leur bande passante, leur polarisation, leur taille et leur impédance d'entrée.

III.4.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art des diverses structures d'antennes ULB existantes. Ainsi que les trois classe principale d'antenne ULB et les différent classification. Après , une étude sur les trois classe possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquence (les antenne indépendantes de la fréquence, les antennes ULB élémentaires et les antennes à transition progressive),et concevoir aussi des nouvelles structure d'antennes ULB pour être utilisée dans les systèmes sur la bande 3.1-10.6 GHz.

CHAPITRE IV

IV.1.INTRODUCTION

La simulation est une phase indispensable et nécessaire qui nous donne une approximation des résultats comme elle est réelle, pour choisir des bons et meilleurs paramètres avant la réalisation. Donc pour réaliser un objet (une antenne imprimée, circuit, composant, carte imprimée...), nous devons certainement passer par trois étapes nécessaires, elles sont comme suit :

- La modélisation: par des programmes ou des formulations.
- La simulation par des logiciels convenables.
- La réalisation et la caractérisation par analyseur de réseau vectoriel.

Pour l'antenne fractale, le but est de profiter des caractéristiques électromagnétiques de sa géométrie spéciale, notamment le caractère multi-bande qui s'en suit.

Cela correspond à faire résonner l'antenne en plusieurs bandes de fréquences ayant des propriétés similaires et davantage exploitables ou de cibler aussi des antennes large bande qui pourraient être déployées dans les applications de notre nouvelle ère technologique [38].

IV.2.QU'EST-CE QUE CST MICROWAVE STUDIO ?

CST est un logiciel complet pour l'analyse et la conception électromagnétique dans la gamme haute fréquence. IL simplifie l'insertion des structures en fournissant un solide en 3D pour modélisé a la fin chaque élément (ou composant)[62].

Le module principal de CST Microwave Studio propose deux moteurs de résolution par différences finies, l'un dans le domaine temporel, l'autre dans le domaine fréquentiel, opérant sur des grilles parallélépipédique ou tétraédrique.

Mode fréquentiel: le solveur du domaine fréquentiel est basé sur les équations de Maxwell dans le domaine harmonique, il est utile pour simuler des problèmes de taille relativement faible, ou pour simuler à une fréquence ou quelques une, toutefois il est nécessaires pour les cas avec les conditions aux limites périodiques.

Mode temporel: le solveur temporel permet la simulation des structures de comportement à large plage de fréquence.

Mode propre : La méthode des modes propres communément connu sous le nom « eigenmode » expansion (EME) Maxwell, représentant les champs modes locaux [63].

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 [64].

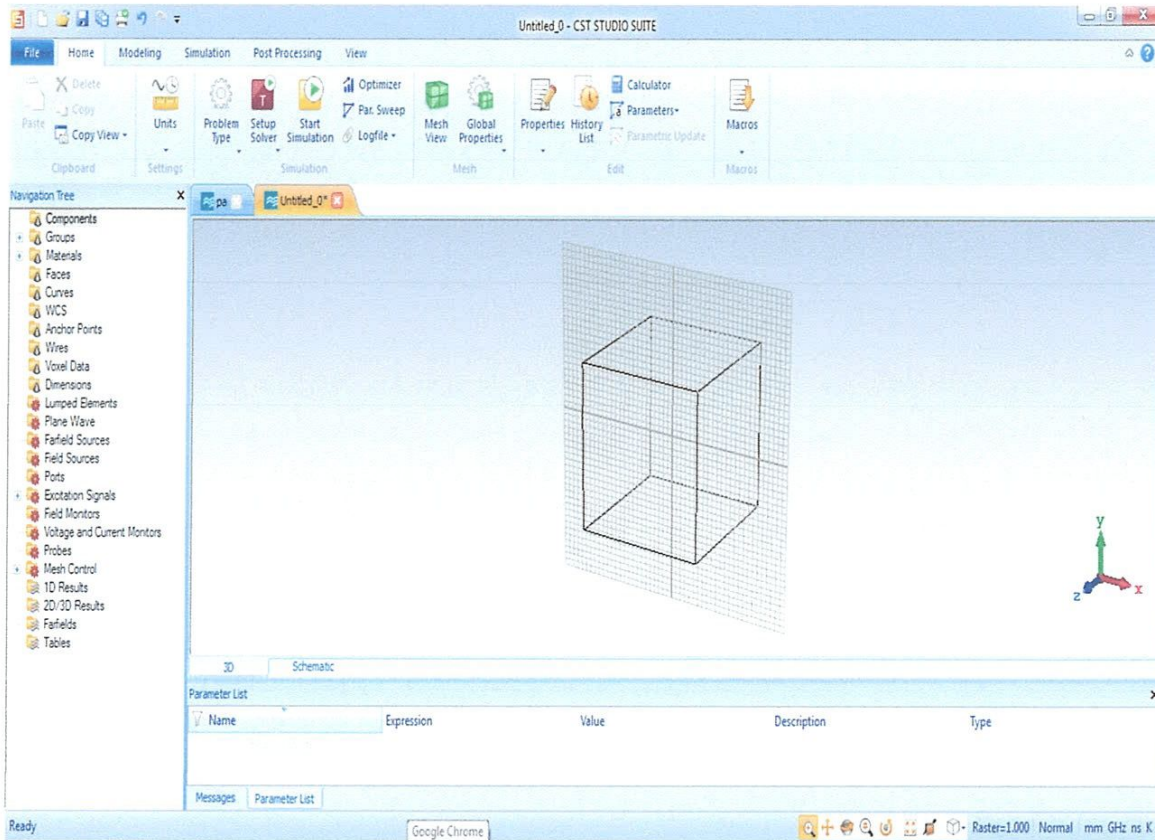


Figure IV.1 : l'interface principale de CST MICROWAVE STUDIO.

IV.4. FONDATION DU SUCCES DE CST

Le succès de CST repose sur la mise en œuvre d'une technologie de pointe dans une interface conviviale.

Avec l'introduction de la PERFECT BOUNDARY APPROXIMATION [PBA] exclusive en 1998 avec la première version de CST MICROWAVE STUDIO, le produit phare de CST, CST a établi un avantage technique profond.

CST s'est fondé sur ce succès, en encourageant l'innovation et en investissant dans le développement de produits.

L'expansion résultante de la technologie solver a créé l'approche Technologie complète de CST pour la simulation. Cela permet aux utilisateurs de sélectionner le plus approprié

Méthode pour leur application et peut offrir une sécurité supplémentaire grâce à une vérification croisée.

CST fournit un soutien local en temps opportun grâce à ses forces de soutien technique hautement qualifiées.

Avec ses distributeurs et représentants engagés, CST soutient son EM Produits dans plus de 30 pays [64].

IV.5.ANTENNE MONOPOLE PLANAIRE

IV.5.1.ANTENNE DE DEPART [70]

Figure IV.2. (a) illustre la configuration initiale de l'antenne monopôle planaire imprimée sur un substrat FR4 avec une dimension de substrat de $30 \times 35 \text{ mm}^2$ ($W_s \times L_s$), une épaisseur (h) de 1,6 mm, une permittivité de 4,4, et une tangente de perte de 0,002. Le patch métallique a une longueur de 14,5 mm (L_p), largeur de 15 mm (W_p). Le plan de masse fini, de l'autre côté du substrat a une longueur de 12,5 mm (L_g) et la largeur du substrat. La ligne d'alimentation microruban est conçue pour être de 50 ohms avec une largeur (W_f) = 3 mm. Une bonne adaptation d'impédance pour le monopôle rectangulaire peut être obtenue en ajustant le paramètre "t" qui est l'espace entre le patch rayonnant et le plan de masse. Dans ce cas, la valeur optimisée de t est de 1 mm La structure donnée a une bande passante allant de 3,6 GHz à 8,1 GHz. Pour améliorer encore la bande passante, l'extrémité inférieure du patch est découpée d'une manière particulière sur les deux côtés pour générer des escaliers appropriés ayant les dimensions $a = 1.25\text{mm}$, $b = 3.5\text{mm}$, $c = 1.25\text{mm}$, $h_1 = 1.6\text{mm}$, $H_2 = 1,25 \text{ mm}$, ce qui est vu à la figure IV.2. (b). En utilisant cette procédure, une bande passante de 3,2 GHz à 8,5GHz est atteinte, mais cela peut ne pas être compatible avec la gamme de fréquences UWB.

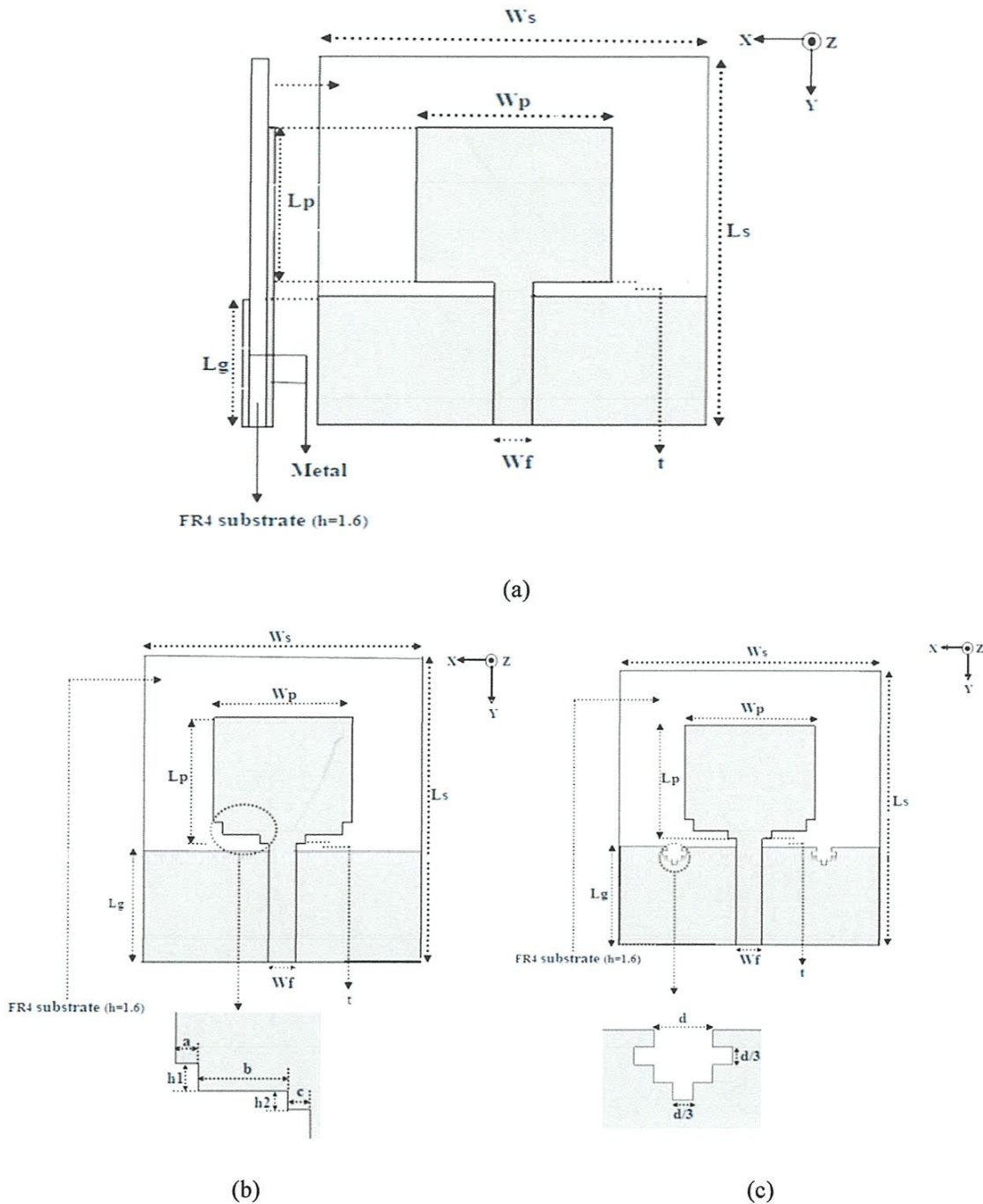


Figure IV.2.(a).La géométrie initiale de l’antenne, (b). La géométrie de l’antenne avec les steps, (c). La géométrie de l’antenne avec les fentes fractale [70].

Pour améliorer encore la bande passante, deux fentes fractales similaires sont gravées sur le bord supérieur du plan de masse [66, 67] pour augmenter la longueur de trajet électrique efficace pour le courant de surface qui, à son tour, améliore la bande passante. La géométrie fractale a été introduite dans le plan de masse de manière symétrique par rapport à la ligne

d'alimentation figure IV.2. (c). Les coupures horizontales et verticales des deux fractales sont de même longueur " $d/3$ " car " d " a été choisi comme initiateur [68,69].

Les résultats obtenue dans l'article [70] par la simulations en utilisant CST Microwave Studio en terme de coefficient de reflexion ont été comparées dans la Figure IV.3. Nous pouvons voir que la largeur de bande peut être obtenue de 3,2GHz jusqu'à 8,5 GHz en appliquant des escaliers dans l'antenne. Mais lorsque les fentes fractales sont introduites dans le bord supérieur du plan de masse, il y a une expansion de la bande passante de 2,7 GHz à 10,9 GHz qui est proche de la bande passante Ultra large spécifiée par le FCC [70].

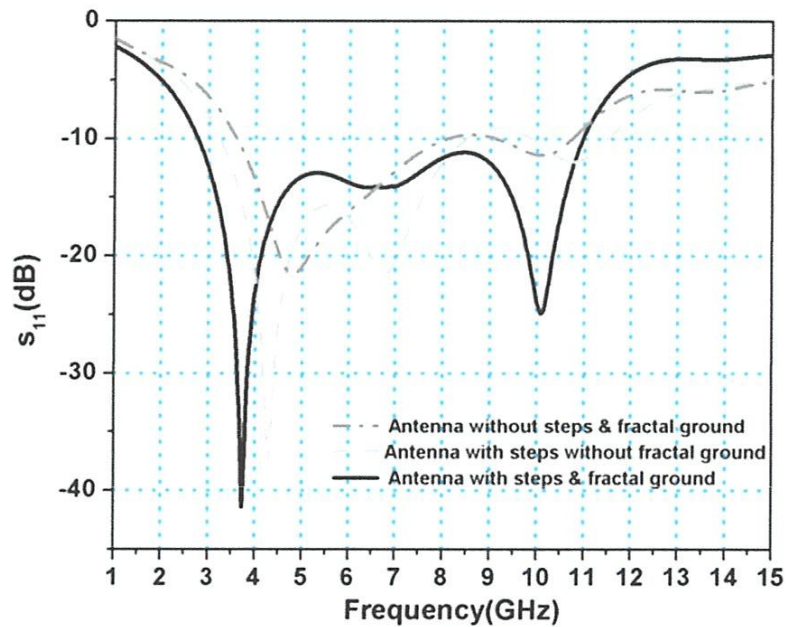


Figure IV.3. Comparaison de S_{11} entre les trois étapes de la figure IV.1. (a, b, c) [70].

IV.5.1.1 Notre simulation

Etape1: Antenne de base

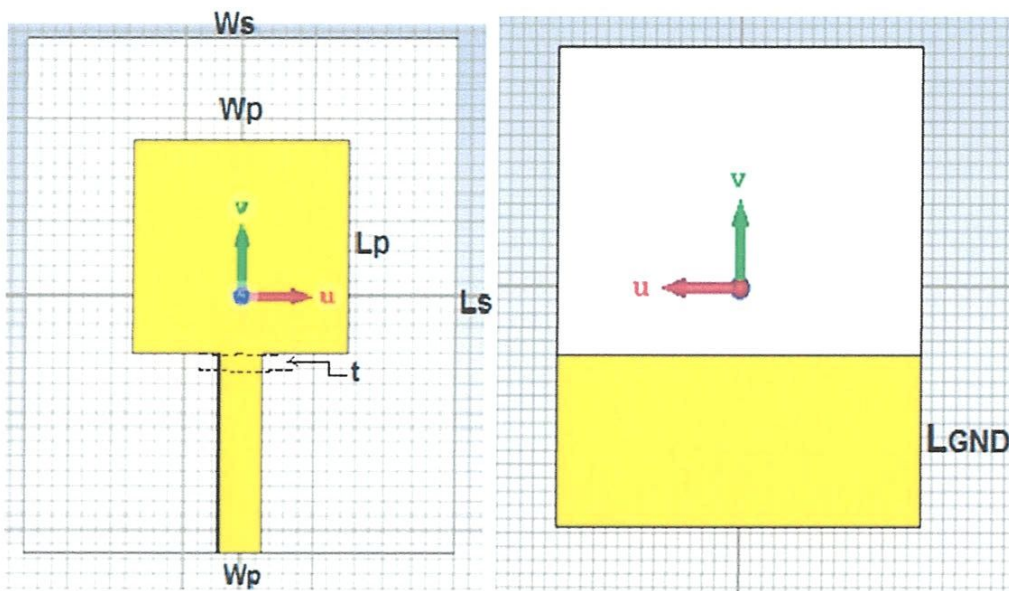


Figure IV.4 (a): Antenne de base

Etape2: Antenne sans escaliers avec fractale 1 dans le plan de masse $d=1$ mm.

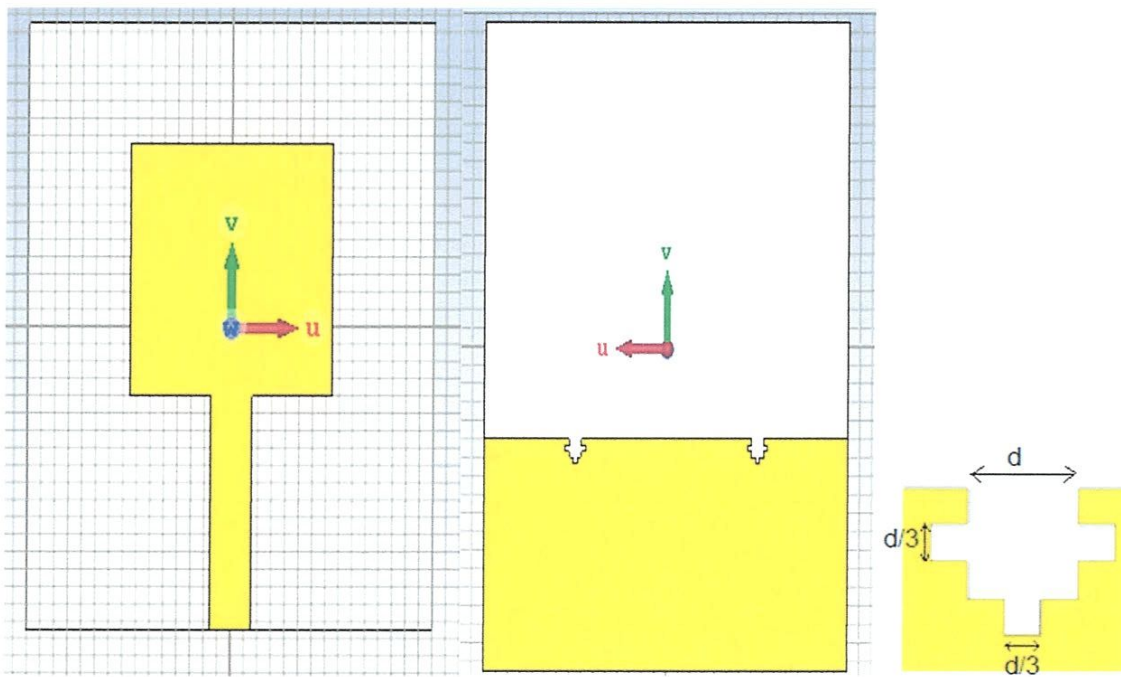


Figure IV.4 (b): Antenne sans escaliers avec fractale 1 dans le plan de masse $d=1$ mm.

Etape3: Antenne avec escaliers sans fractale 1 dans le plan de masse.

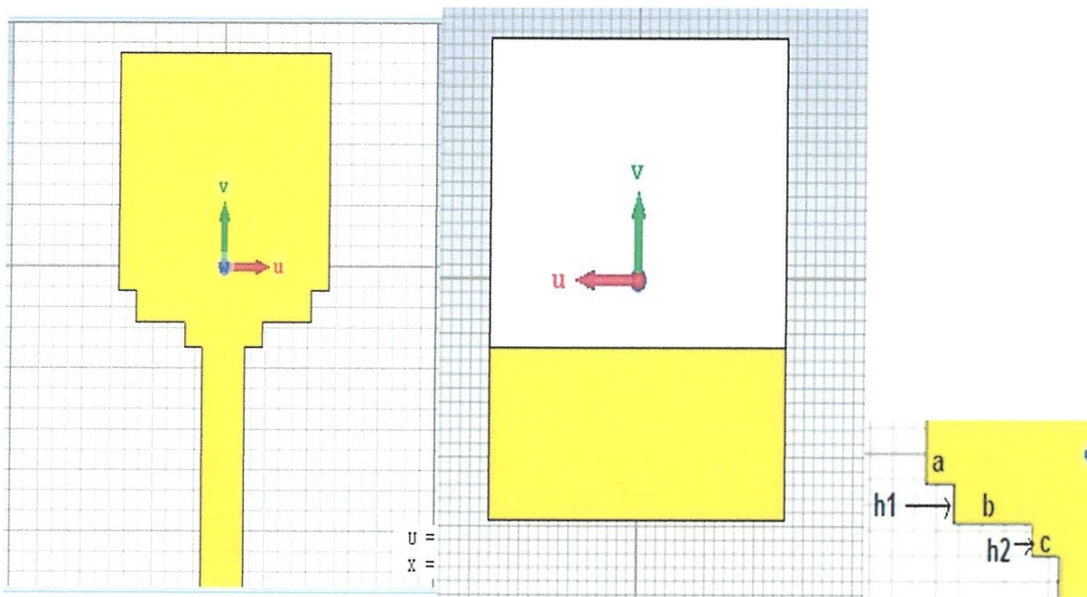


Figure IV.4 (c): Antenne avec escaliers sans fractale 1 dans le plan de masse.

Etape4: Antenne avec escaliers avec fractale 1 dans le plan de masse.

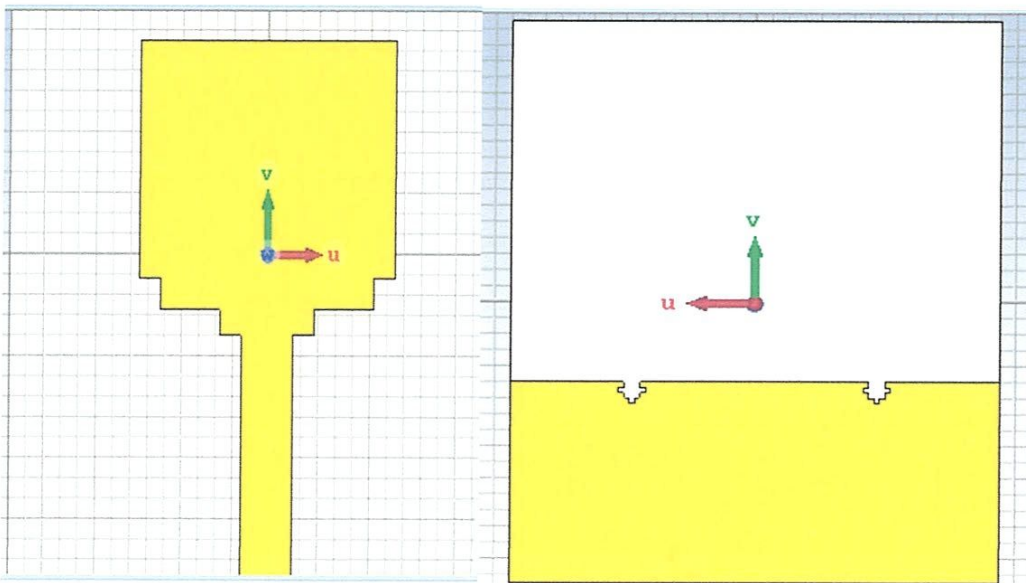


Figure IV.4 (d): Antenne avec escaliers avec fractale 1 dans le plan de masse.

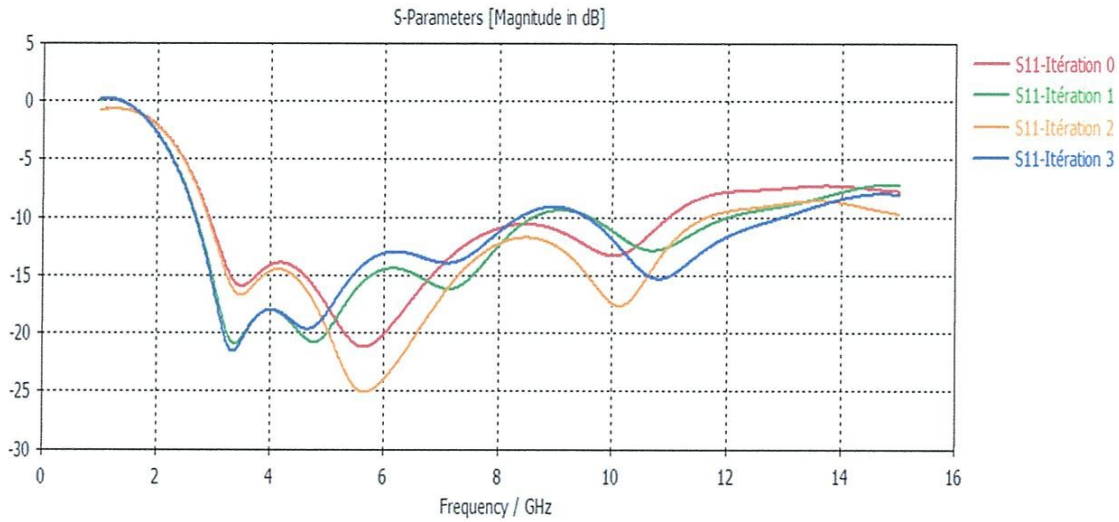


Figure IV.5 : Comparaison entre les quatre étapes de simulation en terme de S11.

D'après la **Figure (IV.5)** on peut remarquer que les steps (escaliers) nous donne la résonance à l'entrée de la bande de fréquence de l'ULB et le fractale dans le plan de masse améliore aussi la bande passante.

Nos résultats de simulation sont en accord avec celles de la référence [70] sauf coté adaptation entre 3 et 4GHz.

IV.5.2.ANTENNE 1 :Le tapis de Sierpinski « SierpinskiCarpet »

IV.5.2.1 Influence de l'itération

Itération 0 : Antenne de base

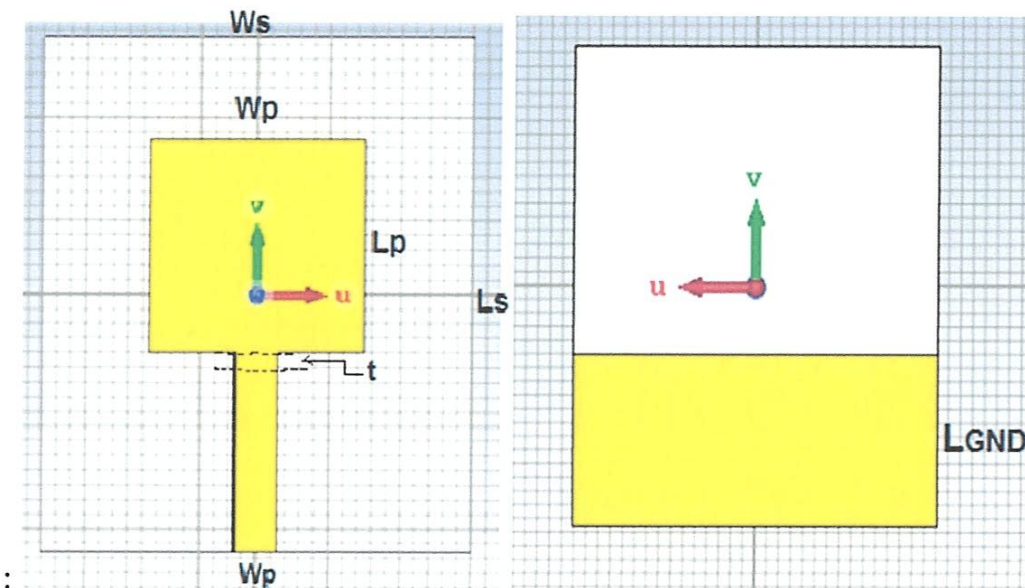


Figure IV.6(a):itération 0 (Antenne de base)

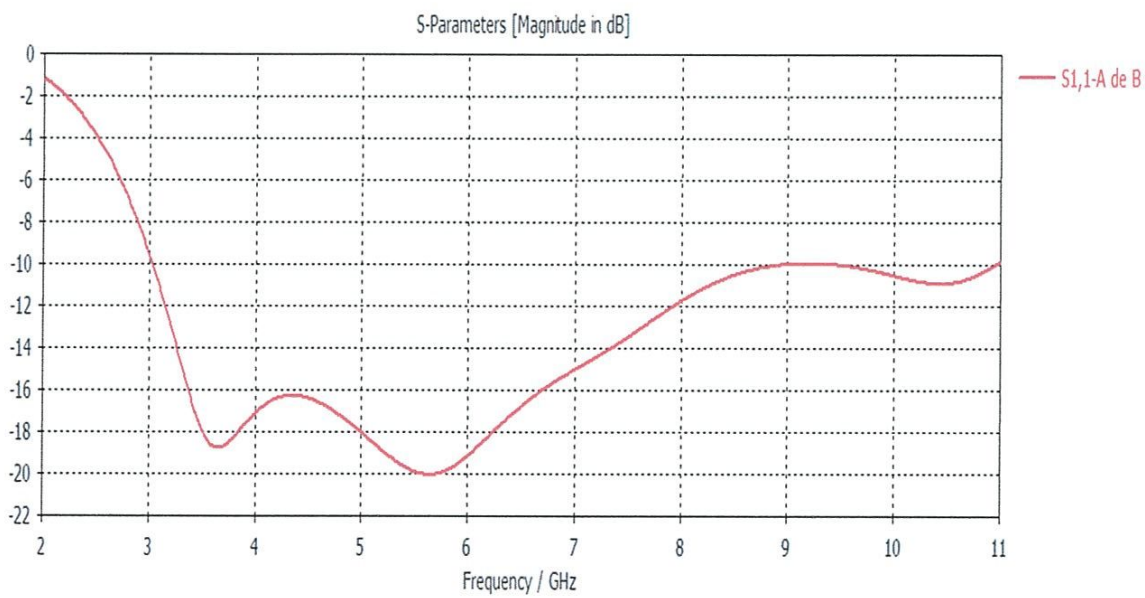


Figure IV.6(b): Le coefficient de réflexion pour itération 0.

Itération 1 :

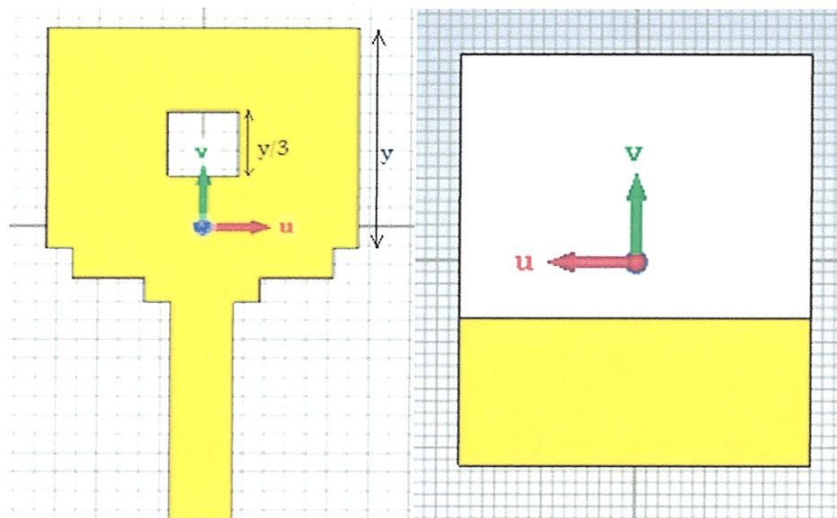


Figure IV.7 (a): Itération 1

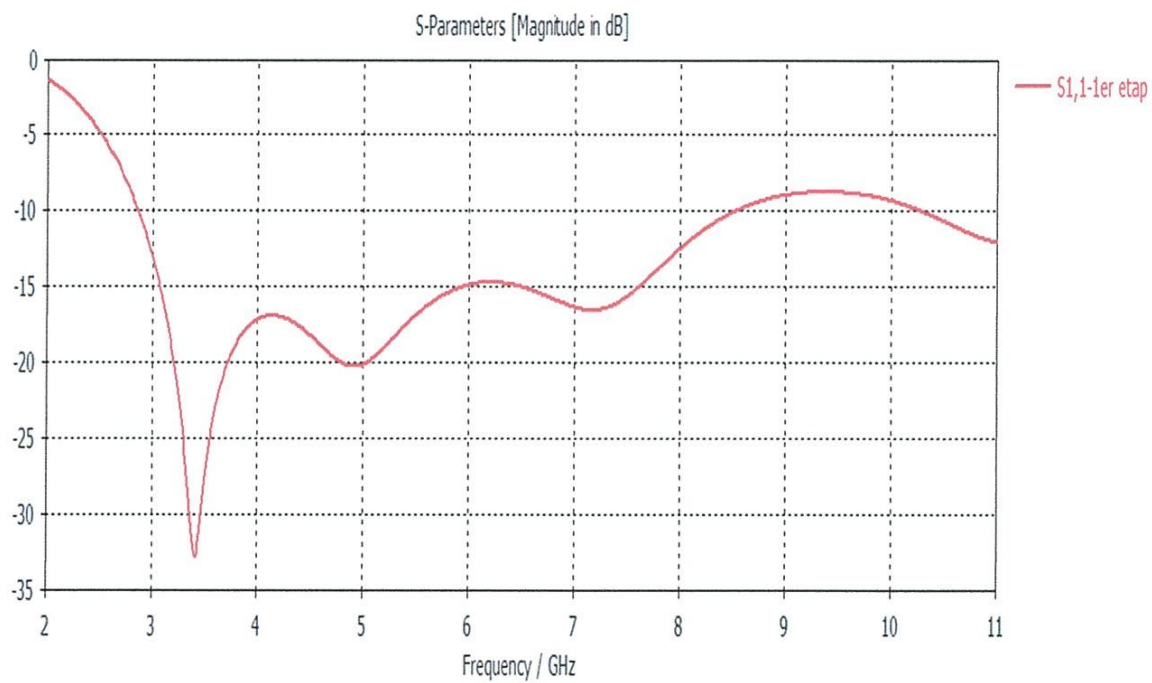


Figure IV.7 (b): Le coefficient de réflexion pour itération 1.

Itération 2 :

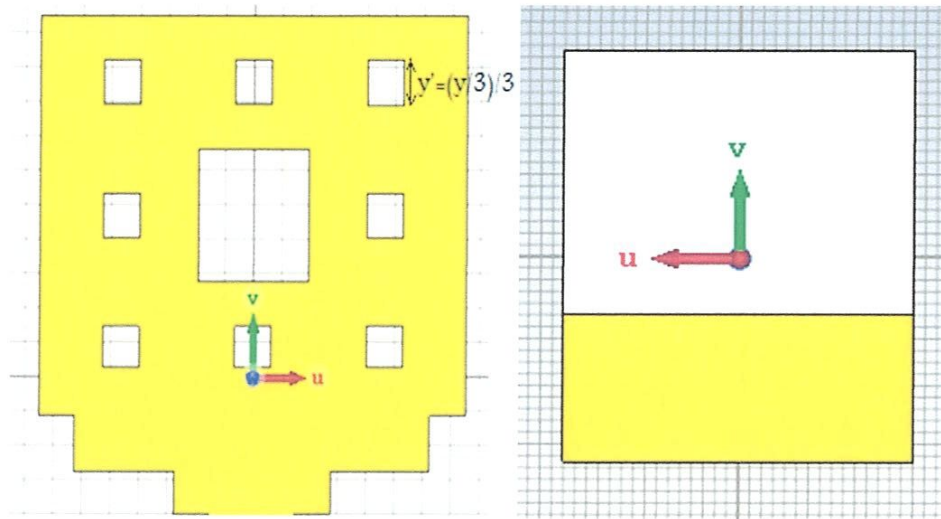


Figure VI.8 (a): Itération 2

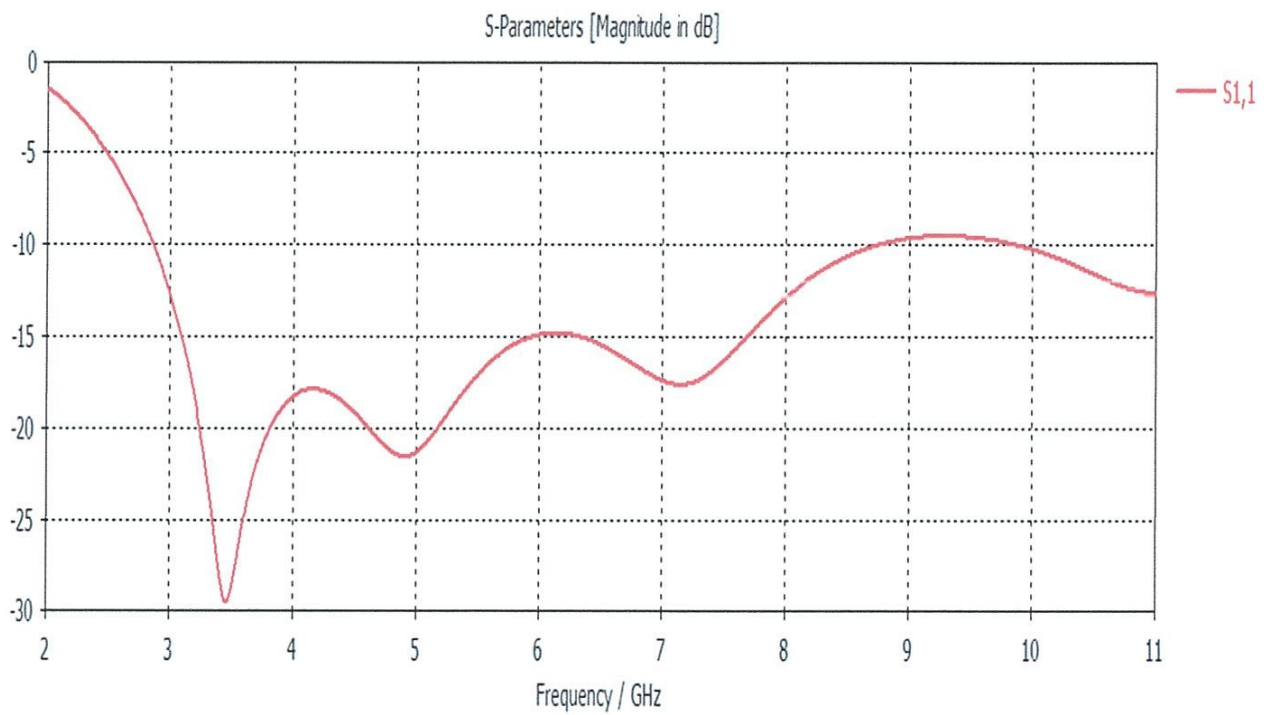


Figure IV8 (b): Le coefficient de réflexion pour itération 2.

Itération 3 :

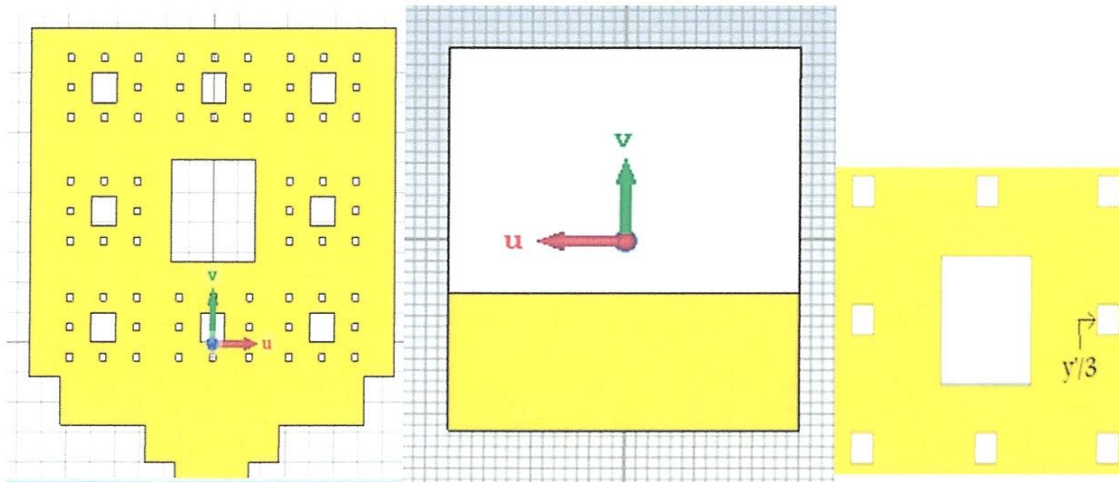


Figure IV.9 (a): Itération 3

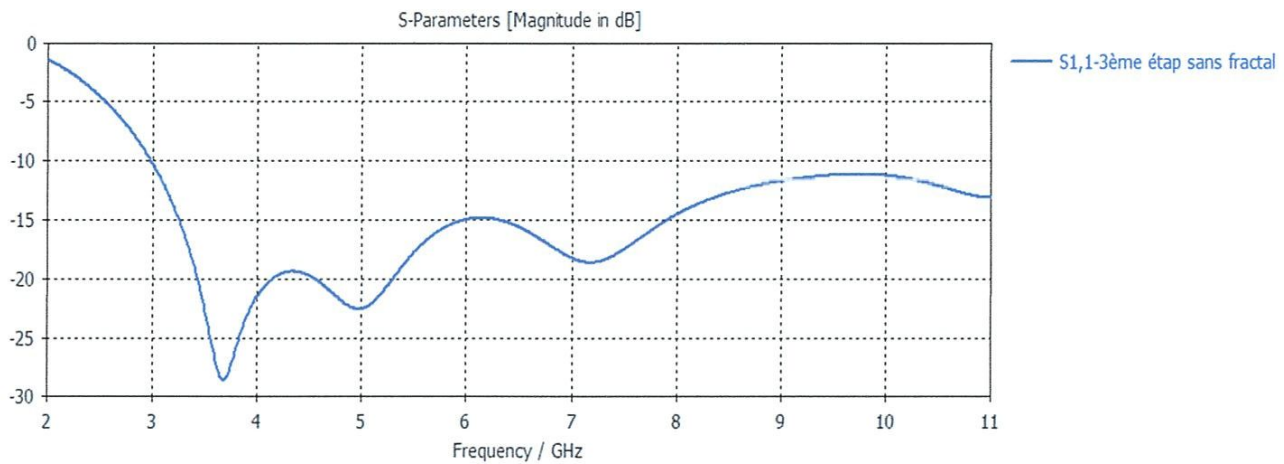
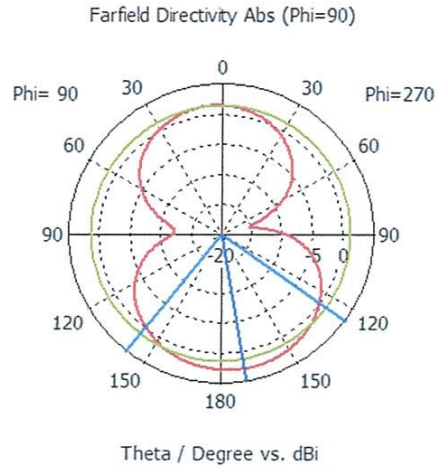
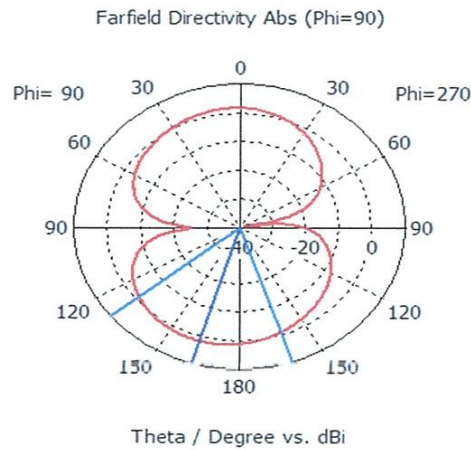


Figure IV.9 (b): Le coefficient de réflexion pour itération 3.

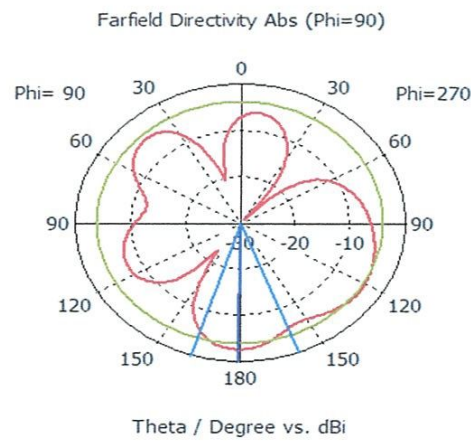
D'après les figures 6.(b) , 7.(b), 8(b), 9(b) on remarque que facilement que l'itération 3 adonner une antenne à bande passante très large qui dépasse la bande du FCC.



(c): Le diagramme de rayonnement pour itération 3 à $f=3.1$ GHz.



(d): Le diagramme de rayonnement pour itération 3 à $f=7$ GHz.



(e): Le diagramme de rayonnement pour itération 3 à $f=10.6$ GHz.

Figure 9

Les figures IV.9 (c); (d); (e) représentent le diagramme de rayonnement de l'antenne tapie de sierpinski à l'itération 3 pour les fréquences 3.1 ; 7 ; 10.6 GHz.

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

IV.5.2.2. Influence du fractale 1 (fractale carrée) dans le plan de masse

Dans ce qui suit on va voir l'influence du fractale pour les différents itération du tapie de Sierpinski .

Itération 1 : d=1

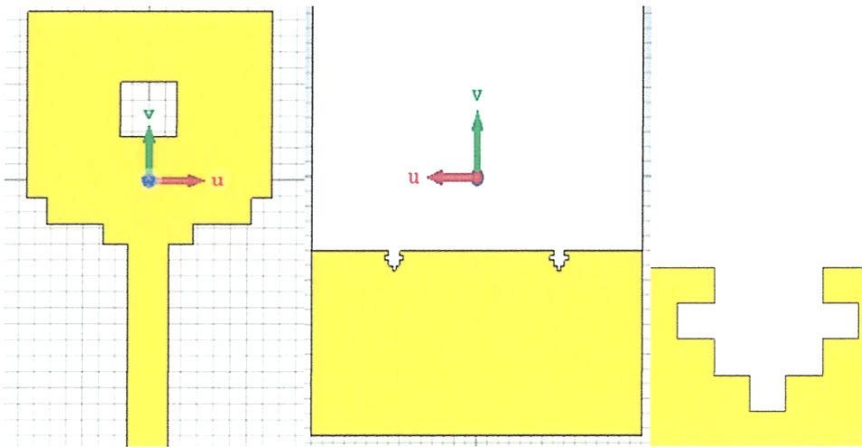


Figure IV.10 (a):Itération 1

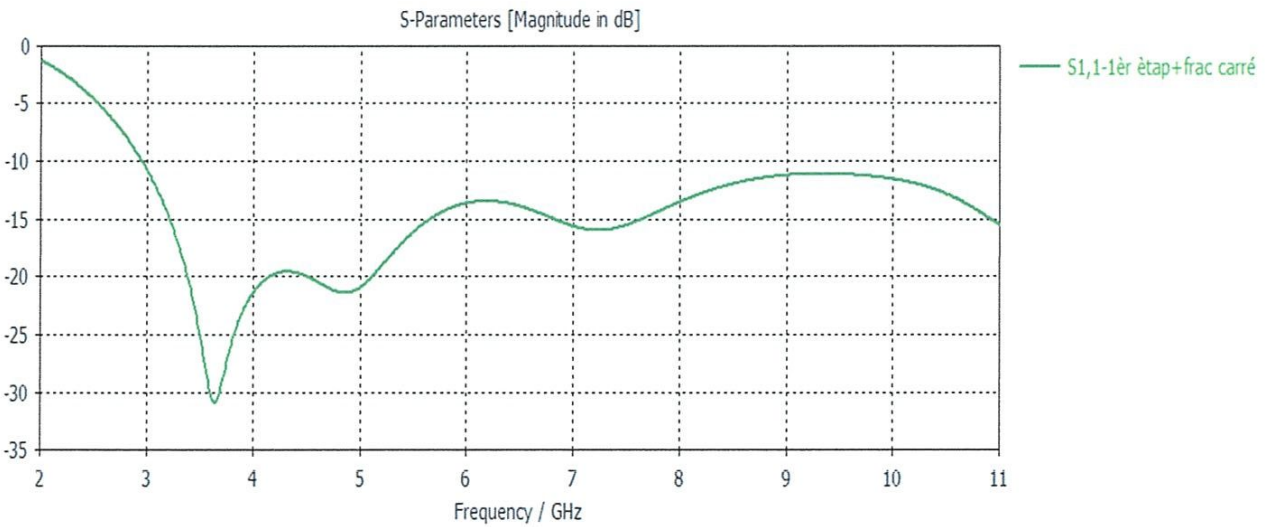


Figure IV.10 (b): Le coefficient de réflexion pour itération 1

Itération 2 :

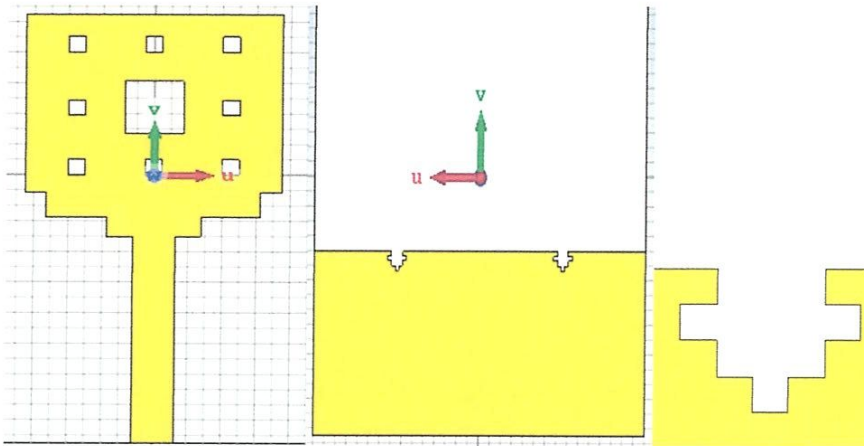


Figure IV.11 (a): Itération 2

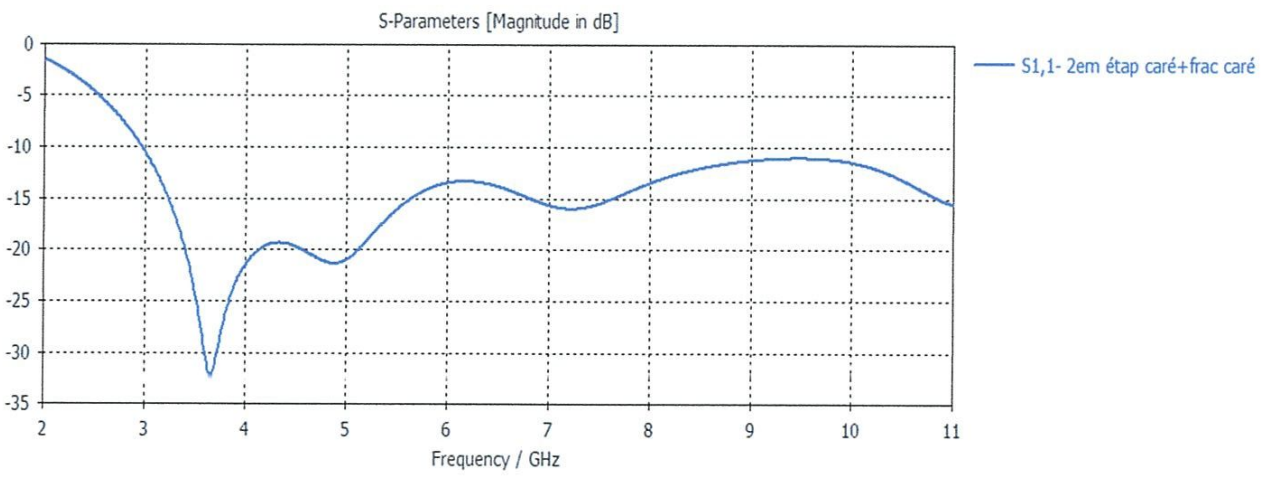


Figure IV.11 (b): Le coefficient de réflexion pour itération 2

Itération 3 :

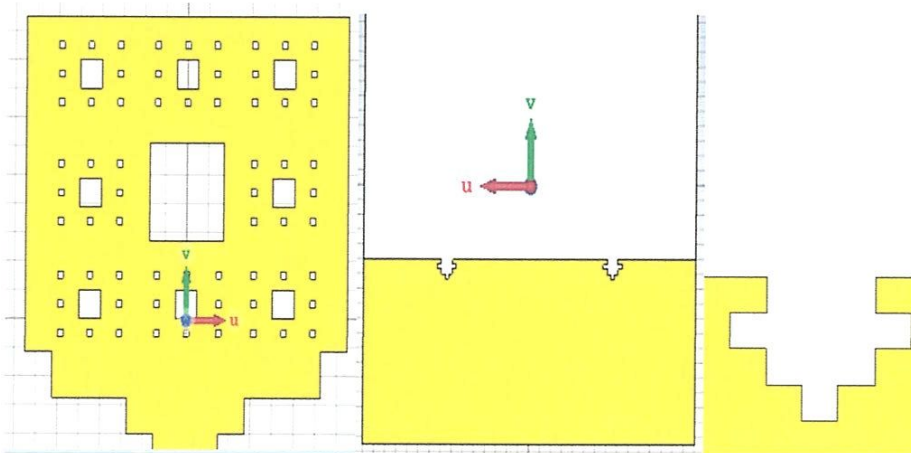


Figure IV.12 (a): Itération 3

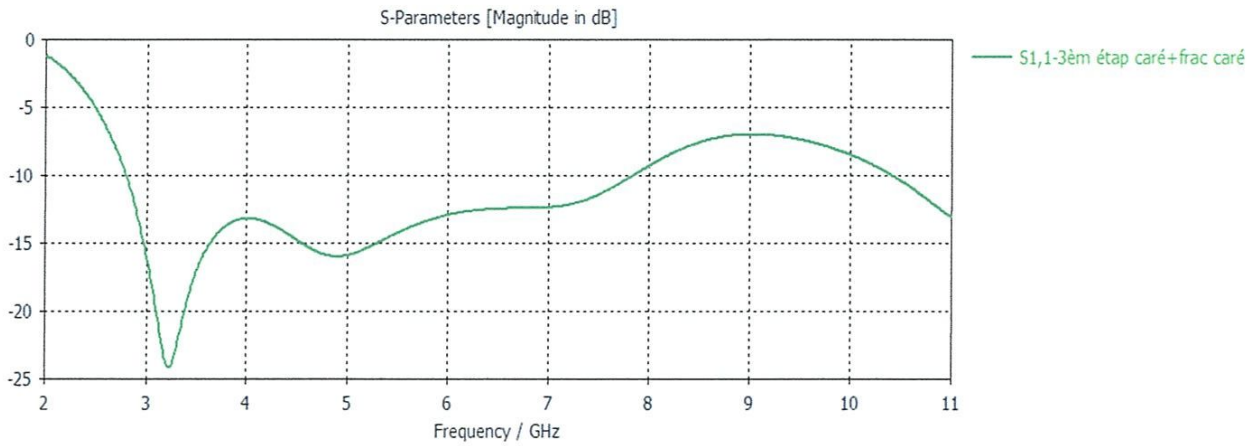


Figure IV.12 (b): Le coefficient de réflexion pour itération 3

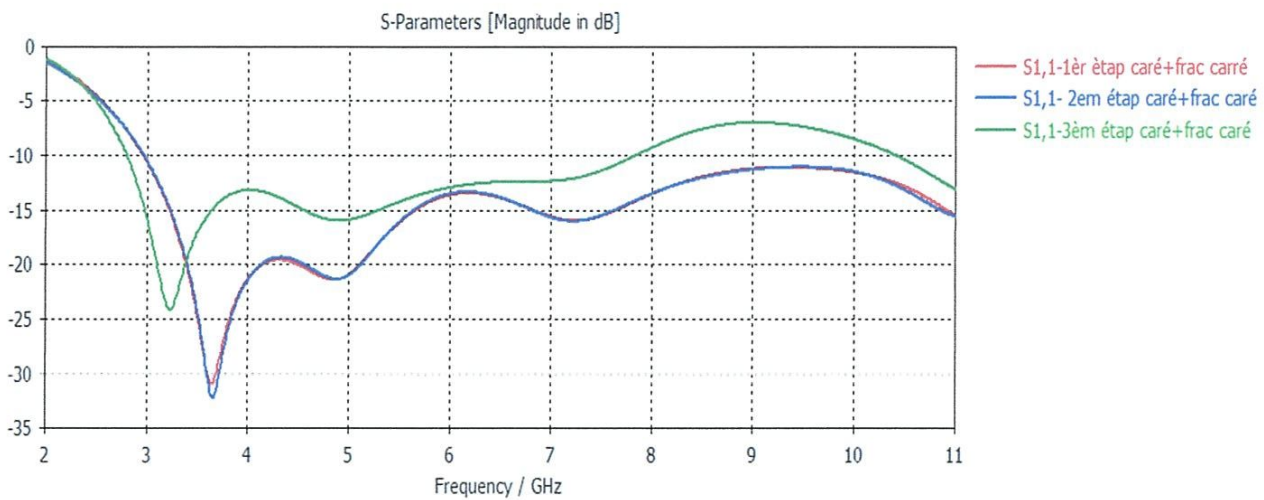


Figure IV.13 : Comparaison de S11 entre les trois itérations.

D'après la **Figure IV.13** on remarque que La simulation du coefficient de réflexion pour l'itération 1 et 2 montre une amélioration de la bande passante par rapport à ceux similaires sans fractale dans le plan de masse. Par contre l'influence du fractale 1 dans le plan de masse pour l'itération 3 a fait supprimer une bande de fréquence entre 7.9 - 10.4 GHz.

IV.5.2.3. Influence du fractale 2 (fractale triangle) dans le plan de masse

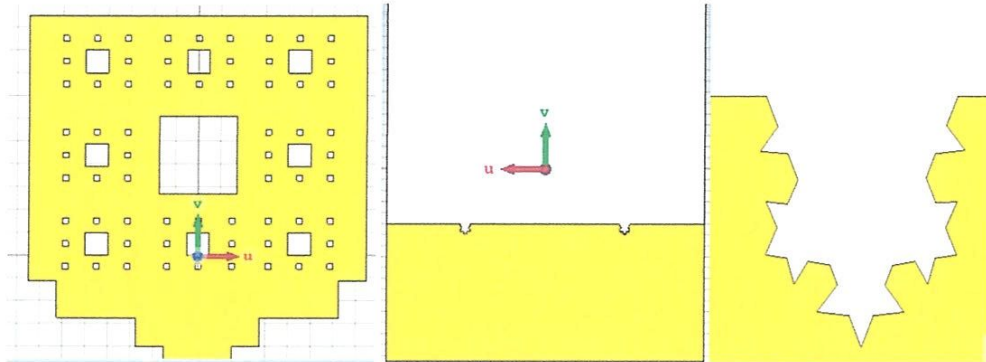


Figure IV.14 (a): Itération3 avec fractale triangle.

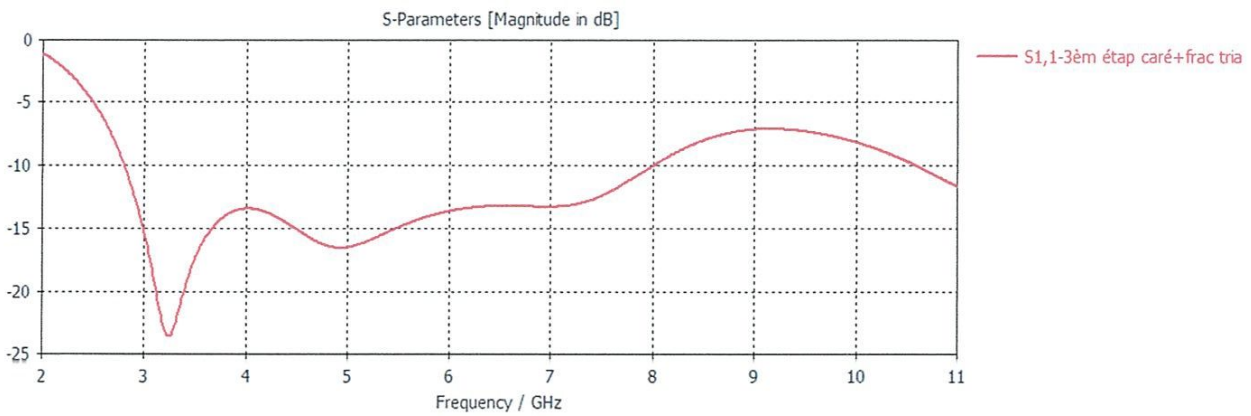


Figure IV.14 (b): Le coefficient de réflexion pour itération 3 avec fractale 2



Figure IV.15 : Comparaison entre le coefficient de réflexion des deux fractales 1 et 2 de l'itération 3.

D'après la **Figure IV.15** on remarque que l'influence du fractale carrée ou triangulaire dans le plan de masse est presque identique.

IV.6.CONCLUSION

Après avoir simulé la structure de l'antenne ULB monopole sous la forme carrée modifiée et tracé les paramètres S et les paramètres du rayonnement dans l'environnement CST on peut conclure qu'à chaque fois on produit le fractale on obtient des nouvelles fréquences de résonances due à la création des nouveaux bords rayonnants. Ces fréquences seront décalées vers la gauche et l'antenne devient de plus en plus sensible et possède une bande passante très large.

CONCLUSION
GENERALE

CONCLUSION GENERALE

L'essor récent des communications Ultra Large Bande a nécessité des antennes spécialement adaptées à cette technologie qui est basée originellement sur la modulation de très brèves impulsions permettant l'émission de grands volumes de données tout en conservant une très faible densité spectrale de puissance. Son utilisation dans de nombreux laboratoires et industries. Le logiciel de simulation d'antennes basé sur la méthode des éléments finis (FIT) a été utilisé dans le cadre de ce travail.

La technologie ULB semble bien positionnée particulièrement pour les radiocommunications à courte portée (WLAN, WPAN) offrant une alternative aux standards existants dans ces réseaux.

Les travaux décrits dans de ce mémoire s'inscrivent dans le domaine de la conception et de la caractérisation d'antennes planaire fractale Ultra Large Bande sous la forme rectangulaire adaptée sur une très grande bande passante entre 3.1 et 10.6 GHz à l'aide du logiciel de simulation hyperfréquence CST.

Les résultats numériques obtenus ont montré que la fréquence de résonance et la bande passante sont liées directement avec les paramètres physiques de l'antenne (épaisseur du substrat, longueur latérale du patch, constante diélectrique).

Finalement, nous pouvons conclure que les objectifs des recherches effectuées sont atteints avec succès.

Résumé

L'essor récent des communications ULB a nécessité des antennes spécialement adaptées à cette technologie. Ce mémoire de master explicite les besoins en éléments rayonnants caractérisés ainsi par les contraintes spécifiques à la conception d'antennes pour ces types de systèmes.

Une antenne ULB de forme taper de sierpinski ont été étudiée et analysée. La modification des géométries de cette structure ainsi que leur alimentation, améliore l'adaptation, élargie la bande passante et réduit l'encombrement. Cette antenne ULB est alimentée par ligne d'impédance adaptée à 50Ω , avec des caractéristiques de rayonnement optimale, un faible encombrement et un coût limités.

Les résultats simulés à été validés par méthodes numériques d'analyse à l'aide de logiciel CST.

Absrat

The recent use of UWB in telecommunication implies the study of appropriated antennas. this thesis presents the needs of efficient and characterized antennas but also the keys related to their conception.

The antenna sierpinski is chosen for study and optimization. By changing geometries of these structure and their feeding technique in order to confer a better matching over a wider bandwidth and a smaller overall size of th structure. These shapes allow a 50Ω impedance matching.

The simulated results were validated by different numerical methods of analysis using the software's, CST.

ملخص

الارتقاء الأخير في تكنولوجيا الاتصالات واسعة النطاق، أدى إلى احتياج هوائيات ملائمة لهذا الغرض. هذه المذكرة تشرح بماذا تتميز هذه الهوائيات وما هي القيود المحددة في تصميمها لتتماشى مع هذه الانظمة.

صنف من هذه الهوائيات واسعة النطاق سيربنسكي تم اختياره كقاعدة لدراسته و تحسين قدرته. بعد التغير في الشكل الهندسي للبنية وطريقة تغذيته، تم تحسين أدائه مما أدى إلى زيادة اتساع نطاق عمله و تقليل المساحة الشاغرة له، يتميز هذا النوع من الهوائيات بتغذية قيمتها 50 أوم، خصائص اشعاع مثالي، وبأقل مساحة و تكلفة.

تم التحقق من صحة المحاكاة العددية، بأساليب مختلفة من التحليل باستخدام الأداة CST.

BIBLIOGRAPHIE

CHAPITRE I

- [1] Sultane Samia « étude et caractérisation d'antennes imprimées pour système ultra-large bande » mémoire de magister en 17/11/2015.
- [2] Siwiak, K, « Ultra-wideband radio: A new pan and positioning technology »,Feb 2002, IEEE Vehicular Technology Society News, pp. 4 - 9.
- [3] Guillaume Clementi « Conception et Caractérisation Fréquentielle et Temporelle d'Antennes Réseaux Planaires à Très Large Bande Passante Guillaume » Thèse de doctorat préparée au LEAT, Sophia Antipolis-France soutenue le 23 Novembre 2011.
- [4] A. A. Saleh and R. A.Valenzuela, « A statistical model for indoor multipath propagation » IEEE J. Select. Areas Commun, vol. 5, pp. 128–137, Feb. 1987.
- [5] https://fr.wikipedia.org/wiki/Ultra_wideband.
- [6] Youssef Rissafi« caractérisation d'un canal minier souterrain ultra-large bande (3ghz-10ghz) » mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en informatique à l'université du Québec en Outaouais juin 2007.
- [7] Laurence Babour« étude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsionsnel » thèse de doctorat à l'institut Polytechnique, Grenoble en 07 mai 2009.
- [8] Philippe lombard «étude de l'impact du filtrage et des non linéarités sur les signaux ULB dans les fronts end radio-frequence et les réseaux hybrides optique-radio » thèse de doctorat de l'université joseph Fourier de Grenoble le 03 décembre 2007.
- [9]Nicolas fortino « conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes ultra large bande impulsionsnels » thèse de doctorat, l'université de Nice Sophia Antipolis-France en 16 février 2006.
- [10] Et Docket « Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Federal Communications Commission » n° 98-153 en Feb 14, 2002.
- [11] Y. Imbs « Etude de Systèmes de Détection Radar Large Bande en Régime Transitoire » Thèse de Doctorat, p. 213, Université de Limoges-France, 1999.

- [12] S. Hethuin et A. Tonnerre « Terminal Grand Public à Interfaces Radio Multiples Fonctionnalités d'un Module UWB Intégré » Journées Scientifiques du CNFRS, Vers des Radio communications Reconfigurables et Cognitives, Février 2005.
- [13] ECMA International, Standard ECMA-368 « High Rate Ultra-Wide band PHY and MAC Standard » Première édition Décembre 2005.
- [14] 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.
- [15] D. Porcino et W. Hirt « Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead » IEEE Communications Magazine, vol. 41, n° 7, pages 66–74, juillet 2003.
- [16] Part 15 « Radio Frequency Devices Rapport », FCC - OET.
- [17] FCC « Revision of the Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Notice of Inquiry », Rapport, Federal Communications Commission, 1998.
- [18] ET Docket, « First report and order », FCC, No. 98-153. Rapport, Federal Communication Commission, Apr 2002.

CHAPITRE II

- [19] <http://mariefrance.hellot.free.fr/Classique1>.
- [20] Benoit. B. Mandelbrot, « The fractal geometry of nature », New York, W.H. Freeman and Company, 1977.
- [21] Ameziane Djamel « Etude et Optimisation d'Antennes Fractales Plaquées » Mémoire de Magister de Télécommunications, université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen, Algérie, Soutenu le 20 mai 2009.
- [22] Josiane Lajoie, « La géométrie fractale », mémoire présenté à l'université du Québec, Juin 2006.
- [23] <https://fr.wikipedia.org/wiki/Autosimilarité>.
- [24] https://fr.wikipedia.org/wiki/Dimension_fractale.
- [25] Helge.von. Koch « Sur une courbe continue sans tangente, obtenue par une construction géométrique élémentaire », pp 681-704, 1904.

- [26] K.J. Vinoy, «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.
- [27] John Gianvittorio, «Fractal shaped antenna elements for wide- and multi- band wireless applications», A thesis in Engineering science and mechanics, submitted in partial fulfilment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy the Pennsylvania state University the graduate school College of engineering, August 2002.
- [28] <http://dspace.univ-tlemcen.dz/bitstream/112/6207/1/Mast.Tel.Belgacem>.
- [29] BitchikhMounira«Conception et Réalisation d'Antennes Fractales Multi-bandes» mémoire de Magistère. Ecole Militaire Polytechnique. 01/ 2008.
- [30] T.A.Milligan « Modern Antenna Design Second Edition » Edition wileyinterscience Second chapter Page 285.
- [31] Mr. L aouedj Hocine -Mr. Bouhanna Zakaria « Simulation du diagramme de rayonnement d'une antenne rectiligne verticale sous MatLab » Mémoire de licence, Université Djilali Liabes Sidi Bel Abbés-Algérie, 2010.
- [32] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, A. Cardama, «On the behavior of the Sierpinski multiband fractal antenna»,IEEE Trans. Antennas Propagation. Vol. 46, pp. 517-524, Apr. 1998.
- [33] T. Abdelhafid, «Contribution à l'Analyse des Antennes Fractales» Mémoire de Magister,Ecole Nationale Polytechnique, 2005.
- [34] W. Sierpinski, «Sur une courbe cantorienne dont tout point est un point de ramification», C.R. Académie des Sciences de Paris, vol. 160, p. 302, 1915.
- [35] R. H. Prasad, Y. Purushottam et V. a. A. N. Misra, «Microstrip fractal patch antenna for multi-band communication», Electronics Letters, vol. 36, n° 114, pp.1179--1180, 2000.
- [36] C. P. Baliarda, C. B. Borau, J. A. Pros et J. S. Castany, «Multilevel antennas», Brevet US Patent 8,154,462, 10 April 2012, IEEE, vol. 51,n° 14, pp. 40--56, 2009.
- [37] J. K. Ali, «A New Reduced Size Multiband Patch Antenna Structure Based onMinkowski Pre-Fractal Geometry» Journal of Engineering and Applied Sciences, JEAS,, vol. 2, n° 17, pp. 1120-1124, 2007.

[38] Hafedh Ben Ibrahim Gaha ,«Analyse et conception des antennes fractales –Applications aux télécommunications large bande», thèse Présentée pour obtenir le titre de Docteur de l’institut national polytechnique de Toulouse (France) et de docteur De l’école nationale d’ingénieurs de Tunis de l’université Tunis El-Manar (Tunisie), 18 juillet 2007.

[39] Afafia Lotfi et Chettibi Sami «Simulation et réalisation d’une antenne fractale imprimé à base de rectangle de minkowski modifié»,Mémoire de magistère, Guelma, JUIN 2013.

CHAPITRE III

[40] Adil Kamil «Conception D’une Antenne Patch Ultra-Large Bande (3.1GHz-10.6 GHz)», Mémoire présenté pour l’obtention du grade du Maitre ès sciences (M.Sc), (INRS) Université du Québec,2011.

[41] K. Y. Yazdandoost et R. Kohno, «Ultra-wideband antenna», IEEE Communication Magazine, vol. 42, no. 6, 2004, pp. S29-S32.

[42] W. Choi, K. Chung, J. Jung and J. Choi, «Compact ultra-wideband printed antenna with band-rejection characteristic», IEE Electronics Letters, 1st September, 2005, vol.41, no. 18, pp. 990-991.

[43] Kin-Lu Wong, Yun-Wen Chi, Chih-Ming Su and Fa-Shian Chang, «Band-notched ultra-wideband circular-disc monopole antenna with an arc-shaped slot», Microwave and Optical Technology Letters, vol. 45, no. 3, May 5 2005, pp. 188-191.

[44] V.H Ramsey, «Frequency independent antennas», IRE International Convention Record Vol. 5, pp. 114-118, March 1957.

[45] J. D Dyson, «The equiangular spiral antennas», IRE on antennas and propagation, pp. 181-187, 1959.

[46] Y. Zhang, A.K. Brown, «Archimedean and equiangular slot spiral antennas for UWB»,Manchester, UK,10-15 Sept 2006.

[47] KAISER, J. «The Archimedean two-wire spiral antenna. IRE Transactions on Antennas and Propagation», 1960, vol. 8, no 3, p. 312-323.

[48] <http://www.antennamagus.com/index>.

- [49] Dyson, J. «The characteristics and design of the conical log-spiral antenna».IEEE transactions on antennas and propagation, 1965, vol. 13, no 4,p. 488-499.
- [50] R.V de Jongh, L.P. Ligthart, «Antenna time-domain measurements (ATDM)», IEE colloquium antennas measurements,pp. 1-9, June 1998.
- [51] DE Isabell, «log periodic dipole Arrays», IRE transactions on antennas and propagation, vol.8, issue 3, pp. 260-267, May 1960. Communications, European Microwave conference, pp. 1578-1581, September 2006.
- [52] Duhamel et Raymond H. «Dual polarized sinuous antennas». U.S. Patent No 4,658,262, 14 avr. 1987.
- [53] Barrow, W. L, Chu, L, J et Jansen, J, J. «Biconical electromagnetic horns». Proceedings of the IRE, 1939, vol. 27, no 12, p. 769-779.
- [54] Begaud, Xavier (ed.). «Ultra-wide band antennas».John Wiley & Sons, 2013.
- [55] Honda, Satoshi, Ito, Michiaki, Seki, Hajime, et al.«A disk monopole antenna with 1: 8 impedance bandwidth and omnidirectional radiation pattern. In: Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation Japan». Institute of Electronics, Information & Communication Engineers, 1992. p. 1145-1145.
- [56] Hammoud, M., POEY, Pierre, et Colombel, Franck. «Matching the input impedance of a broadband disc monopole». Electronics Letters, 1993, vol. 29, no 4, p. 406-407.
- [57] Locatelli, A., Modotto, D., Pigozzo, F. M., et al.«Highly directional planar ultra-wide band antenna for radar applications». In: Microwave Integrated Circuit Conference, 2007. EuMIC 2007. European.IEEE, 2007. p. 623-626.
- [58] SUH,Seong-Youp, Stutzman, Warren L et Davis, William A. «A new ultra-wideband printed monopole antenna: The planar inverted cone antenna (PICA)», IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2004, vol. 52, no 5, p. 1361-1364.
- [59] Tran, D., Aubry, P., Szilagyi, A., Lager, I.E., Yarovvi, O. etLigthart, L.P. «On the Design of a Super Wide Band Antenna», <http://cdn.intechopen.com/pdfs-wm/11982>.
- [60] Gibson, P. J. «The Vivaldi aerial. In: Microwave Conference», 1979. 9th European.IEEE, 1979. p. 101-105.

[61] Gazit, Ehud. «Improved design of the Vivaldi antenna.In : IEE Proceedings H-Microwaves, Antennas and Propagation». IET, 1988. p. 89-92.

CHAPITRE IV

[62] Zianikirarti Djalal « étude et conception d'antenne ultra large bande » Mémoire de magistère au univ Abou BakrBelkaid-Tlemcen-Algérie en 2011.

[63] thèse en co-tutelle de doctorat option : microsystème et instrumentation présentée par : Nabila Aouabdia intitulée « étude d'un capteur à base de résonateur planaire pour applications au contrôle non destructif » de l'université mentouri de Constantine et de l'université pierre & marie curie en : 04 /07 / 2012.

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

[65]C.A. Balanis, «Antenna Theory », 3^{ème} edition.

[66]Tao Hong, Shu-Xi Gong, Ying Liu, and Wen Jiang, «Monopole Antenna With Quasi Fractal Slotted Ground Plane for Dual-Band Applications» IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 9, 2010.

[67]AnirbanKarmakar,Shashank Verma, Manimala Pal EtRowdraGhatak«Planar Fractal Shaped Compact Monopole Antenna for Ultra-Wideband Imaging Systems»International Journal of microwave and opticalTechnology. Vol 7, no-4, July 2012.

[68]Douglas H. Werner ET Suman Ganguly, «An Overview of Fractal Antenna Engineering Research »IEEE Antennaset Propagation Magazine, Vol.45, No.1, February 2003, pp.38 57.

[69]Kenneth Falconer, «Fractal Geometry», 2^{ème} edition.

[70] 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, India15-17 Feb. 2013.Publisher: IEEE

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

Figure I.1 : Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB	3
Figure I.2 : Comparaison entre la DSP d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB	4
Figure I.3 : Limites d'émission pour les systèmes ULB en intérieur et en extérieur.....	5
Figure I.4 : Masque d'émission en Europe	6
Figure I.5 : Masque d'émission en Asie.....	7
Figure I. 6 : Illustration de bits "0" et "1" avec une modulation BPSK.	8
Figure I.7 : Impulsions de forme Gaussienne, leurs dérivées et leurs spectres fréquentiels.	10
Figure I. 8 : Positionnement des systèmes ULB par rapport aux systèmes existants en terme de débit et de mobilité (a), en terme de débit et de portée (b).	12
Figure I. 9 : Organisation de l'IEEE 802.15.	13

CHAPITRE II

Figure II.1 : Mesure de la dimension fractale de la côte de Grande-Bretagne.....	19
Figure II.2 : Courbe de Koch	20
Figure II.3 : Génération de la fractale de Minkowski	21
Figure II.4 : Génération de la courbe de Hilbert	22
Figure II.5 : Première itération de la géométrie	22
Figure II.6 : Génération de la géométrie d'un triangle de sierpinski.....	23
Figure II.7 : IFS pour la génération du triangle de sierpinski strictement auto similaire.....	24
Figure II.8 : Génération de la géométrie du tapis de sierpinski	24
Figure II.9 : L'étoile de Koch.....	25
Figure II.10 : Tétraèdre de Sierpinski	25
Figure II.11 : Eponge de Sierpinski-Menger.....	25
Figure II.12 : Polarisation du champ électromagnétique.	30
Figure II.13 : Quelques géométries fractales utilisées pour la conception des antennes	31
Figure II.14 : Antenne fractale de Sierpinski de l'ordre 5	31
Figure II.15 : Antenne fractale tapis de Sierpinski en 3ème itération.....	32

Figure II.16 :Génération de pré-fractale de Minkowski.....	33
FigureII.17: Antenne pré-fractale de 3ème itération de Minkowski	33

CHAPITRE III

Figure III.1 :Antenne spirale logarithmique.....	40
Figure III.2 :Antenne spirale d'Archimède sur cavité.....	41
Figure III.3 :Antenne conique	42
Figure III.4 :Antenne log-périodique circulaire.	43
Figure III.5 :Antenne log-périodique de forme trapézoïdale.	44
Figure III.6 :Réalisation pratique de l'antenne LPDA et de son alimentation.	45
Figure III.7 :Antenne spirale "sinueuse.....	46
Figure III.8 :Antenne biconique.....	47
Figure III.9 :Antenne bow-tie.....	48
Figure III.10 :Antenne monopole triangulaire	49
Figure III.11 :Antenne monopole circulaire.....	49
Figure III.12 :Exemple de monopole : a) Monopole avec un plan de masse en L pour rendre l'antenne directive [57] b) Antenne « Planar Inverted Cone Antenna » (PICA)	50
Figure III.13 :Monopole imprimé « super » large bande	51
Figure III.14 :Antenne Vivaldi antipodale	52

CHAPITRE IV

Figure IV.1 :l'interface principale de CST MICROWAVE STUDIO.	56
Figure IV.2.(a).La géométrie initiale de l'antenne, (b). La géométrie de l'antenne avec les steps, (c) La géométrie de l'antenne avec les fentes fractale.	58
Figure IV.3: Comparaison de S11 entre les trois étapes de la figure VI.1. (a, b, c)	59
Figure IV. 4(a): Antenne de base	61
Figure IV.4(b): Antenne sans escaliers avec fractale 1 dans le plan de masse d=1 mm	61
Figure IV.4(c): Antenne avec escaliers sans fractale 1 dans le plan de masse.	61
Figure IV.4(d):Antenne avec escaliers avec fractale 1 dans le plan de masse.	62

LISTE DES ABREVIATIONS

ULB : Ultra Large Bande en anglais UWB.

FCC : la Commission Fédérale de Communication.

DSP : Densité Spectrale de Puissance en anglais PSD.

PPM: Pulse Position Modulation.

OOK: On Off Keying.

ETSI: European Technical Standard Institute.

CEPT: European Conference of Postal and Télécommunications Administration.

ECC: Electronic Communication Committee.

IDA: Infocomm Développement Authority.

UFZ: UWB Friendly Zone.

TH: Time Hopping Codes.

BPM: Bi-Phase Modulation.

BPSK: Bi-phase Shift Keying.

GPR: Ground Penetrating Radar.

ECMA: European Association for standardizing information and Communication systems.

WLAN: Wireless Local Area Network.

PAN: Personal Area Network.

DVD: Digital Versatile Disc.

WPAN: Wireless Personal Area Network.

LP-WPAN: Low Power- Wireless Personal Area Network.

MB-OFDM: Multiband-Orthogonal Frequency Division Multiplex.

IFS: Iterative Function System.

3D: troisième dimension.

GPS: Principes Générales de la localisation par Satellites.

GPR: Ground Penetrating Radar.

CEM : Compatibilité du champ Electromagnétique ou Mesure du champ.

PCB: Printed Circuit Board.

ROS: Rapport d'Ondes Stationnaires.

LPDA: Log Periodic Dipole Array.

PICA: Planar Inverted Cone Antenna.

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers.

EME: Eigenmode Expansion Maxwell.

PBA: Perfect Boundary Approximation.

EM: EelectoMagnétique.

CST: Computer Simulation Technology