

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE UNIVERSITE FRERES MENTOURI CONSTANTINE FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



NO d'ordre :

Série :

#### THESE

Présentée pour obtenir le diplôme de

#### **DOCTORAT EN SCIENCES**

Spécialité : ELECTRONIQUE

Option : Micro-Ondes Par :

**MAHRI OMAR** 

THEME

## Modélisation des Antennes Fractales Pour Les Technologies Ultra Large Bande

#### Soutenu publiquement le 23/02/2023

Devant le Jury :

Président : MESSAI Abderraouf Rapporteur : BENSLAMA Malek Examinateurs : FORTAKI Tarek BENATIA Djamel SOLTANI Fouzi Professeur Professeur Professeur Professeur Professeur Univ. Constantine 1 Univ. Constantine 1 Univ. Batna 2 Univ. Batna 2 Univ. Constantine 1

Année Universitaire : 2022 - 2023

### A LA MEMOIRE DE MON PERE

#### A MA MERE.

A MA FAMILLE.

## **REMERCIEMENTS**

Avant tous propos, nous remercions ALLAH, le tout puissant, pour nous avoir donné la santé, le courage, et la force pour réaliser ce travail.

Je tiens à remercier vivement mon directeur de thèse, professeur Malek BENSLAMA de l'université frères Mentouri Constantine 1, pour la confiance qu'il m'a accordée, pour sa patience, sa disponibilité, ses conseils, ses remarques, ses directives scientifiques et pédagogiques qui m'ont beaucoup aidé pendant la réalisation de cette thèse.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude au professeur Abderraouf MESSAI de l'université frères Mentouri de Constantine 1, qui m'a fait l'honneur et le plaisir de présider le jury de ma soutenance.

J'exprime aussi mes sincères remerciements aux professeurs Tarek FORTAKI et Djamel BENATIA de l'université de Batna 2 et au professeur Fouzi SOLTANI de l'université frèresMentouri Constantine 1, pour avoir bien voulu me faire l'honneur d'évaluer ce travail et de faire partie du jury.

Je tiens aussi à remercier infiniment professeur T. A. DENIDNI, CEMT – INRS de Canada, pour avoir mis sous ma disposition de toutes les ressources humaines et matérielles pour réaliser la partie expérimentale de cette thèse, et je n'oublie pas de remercier Dr A. KESAVEN, pour son aide et pour le temps qu'il a consacré à la réalisation expérimentale des prototypes d'antennes et à l'acquisition des différentes mesures avec gentillesse et bienveillance.

Je voudrais remercier profondément Dr Nassima GUEBGOUB pour son soutien constant, pour son sacrifice et pour m'avoir aidé à réaliser un objectif qui me tient depuis longtemps au cœur.

J'adresse également toute ma reconnaissance à toutes les personnes qui de près ou de loin m'ont aidé et soutenu même avec un petit sourire pendant cette période et que je ne peux toutes les énumérer.

## RESUME

L'objectif principal de cette thèse est d'exploiter le concept fractal par ses deux propriétés principales, l'autosimilarité et l'irrégularité pour améliorer la bande passante des antennes et le remplissage d'espace qui provoque la miniaturisation en augmentant la longueur électrique des antennes. Pour cela nous avons opté en premier lieu aux techniques de miniaturisation et d'élargissement de la bande qui sont décrites dans un panorama et récapitulées dans un tableau en soulignant l'usage commun et la spécificité de chaque technique ainsi que leurs avantages et inconvénients. En second lieu et pour concrétiser cet objectif, nous avons proposé la conception et la modélisation d'une nouvelle structure d'antenne planaires performante miniaturisée par la technique fractale destinées aux applications Ultra Large Bande (ULB). La structure du patch représente le résultat de l'application de deux formes fractales, la forme Giuseppe Peano et tapis de Sierpinski. Le double impacte du fractal sur les performances de l'antenne est claire et caractérisé par l'obtention d'une bande passante étirée de 3,1 à 12,2 GHz, relativement égale à 118,95 %, avec une amélioration d'environ 63,51 % par rapport à l'antenne de base, ainsi que la réduction de la taille est caractérisé par le décalage de la fréquence de résonance vers la gauche dans la courbe du coefficient de réflexion. L'antenne a donné une efficacité de rayonnement élevée qui varie de 75 % à 84.9 % dans la bande ULB et bon gain. Toutes ses caractéristiques lui confère à notre antenne la validité d'être adapter aux communications ultralarges bandes (ULB) avec faible cout, encombrement moins, facilité d'intégration dans les systèmes de communication.

L'objectif secondaire est consacré à la résolution du problème d'interférences entre le système ULB et les autres services à bande étroite telque le WIFI, le WiMax, les Hyperlan/2....etc. Pour cela nous avons opté en premier lieu aux techniques de rejection de bandes qui sont passées en revue. Pour rendre concret notre second objectif, nous avons proposé la conception et la modélisation d'une structure d'antenne hexagonale fractale ULB alimentée par une ligne micro-ruban ayant la caractéristique de rejection d'une bande. La rejection est réalisée par l'introduction d'une fente circulaire dans l'élément rayonnant. Les performances simulées et mesurées de notre antenne proposée en termes de rapport d'onde stationnaire, de coefficient de réflexion et diagrammes de rayonnement ont confirmées la compacité et le caractère de rejection de la bande de fréquences WLAN [5.15-5.825] GHz en USA. L'antenne proposée présente une efficacité relativement stable dans toute la bande à l'exception de la bande rejetée où elle ne rayonne quasiment plus.

Les deux structures d'antennes proposées dans cette thèse, sont des monopoles planaires alimentés par des lignes microruban adaptées à 50 Ohm. Les différentes simulations sont réalisées dans l'environnement électromagnétique CST-MS qui modélise les équations de Maxwell par la méthode de la technique d'intégration finie FIT. Les mesures effectuées sur les prototypes fabriquées sont en bon accord avec ceux de la simulation.

**Mots clés:** fractal, tapis de Sierpinski, peano, miniaturisation, antenne fractale, ULB, bande rejetée.

## ABSTRACT

The main objective of this thesis is to exploit the fractal concept by its two main properties, the self-similarity and the irregularity to improve the bandwidth of the antennas and the space filling which causes the miniaturization by increasing the electrical languor of the antennas. For this we first opted for the techniques of miniaturization and enlargement of the band which are described in an overview and summarized in a table highlighting the common use and the specificity of each technique as well as their advantages and disadvantages. Secondly and to achieve this objective, we have proposed the design and modeling of a new high-performance planar antenna structure miniaturized by the fractal technique intended for Ultra Wide Band (UWB) applications. The structure of the patch represents the result of the application of two fractal shapes, the Giuseppe Peano shape and the Sierpinski carpet. The double impact of the fractal on the performance of the antenna is clear and characterized by obtaining a stretched bandwidth from 3.1 to 12.2 GHz, relatively equal to 118.95%, with an improvement of approximately 63.51% compared to the basic antenna, as well as the reduction in size is characterized by the shift of the resonant frequency to the left in the curve of the reflection coefficient. The antenna gave high radiation efficiency which ranges from 75% to 84.9% in the UWB band and good gain. All these characteristics give our antenna the validity of being adapted to ultra-wideband communications (ULB) with low cost, less bulk, ease of integration into communication systems.

The secondary objective is devoted to solving the problem of interference between the UWB system and other narrowband services such as WIFI, WiMax, Hyperlan/2...etc. For this we first opted for band rejection techniques which are reviewed. To make concrete our second objective, we have proposed the design and modeling of a UWB fractal hexagonal antenna structure fed by a micro-strip line having the rejection characteristic of a band. Rejection is achieved by inserting a circular slot in the radiating element. The simulated and measured performances of our proposed antenna in terms of standing wave ratio, reflection coefficient and radiation patterns have confirmed the compactness and rejection character of the WLAN [5.15-5.825] GHz frequency band in the USA. The proposed antenna has a relatively stable efficiency in the whole band except for the rejected band where it hardly radiates anymore.

The two antenna structures proposed in this thesis are planar monopoles fed by microstrip lines adapted to 50 Ohm. The various simulations are carried out in the electromagnetic environment CST-MS which models Maxwell's equations by the method of Finite Intégration Technique FIT. The measurements made on the manufactured prototypes are in good agreement with those of the simulation.

**Keywords:** fractal, Sierpinski carpet, peano, miniaturization, fractal antenna, rejected band, UWB.

### منخص

الهدف الرئيسي من هذه الأطروحة هو استغلال مفهوم الفركتل من خلال خاصيتيه الرئيسيتين ، التشابه الذاتي و عدم الانتظام لتحسين عرض النطاق الترددي للهوائيات ومل، الفراغ الذي يسبب التصغير عن طريق زيادة الطول الكهربائي للهوائيات. لهذا اخترنا أو لاً تقنيات تصغير وتوسيع النطاق الموضحة في نظرة عامة وملخصة في جدول يسلط الضوء على الاستخدام المشترك وخصوصية كل تقنية بالإضافة إلى مز اياها و عيوبها. ثانيًا ، ولتحقيق هذا الهدف ، اقترحنا تصميم وتصنيع هيكل هوائي مستو جديد عالي الأداء واسع النطاق العريض للنواة عامة وملخصة في جدول يسلط الضوء على الاستخدام المشترك وخصوصية كل تقنية بالإضافة إلى مز اياها و عيوبها. ثانيًا ، ولتحقيق هذا الهدف ، اقترحنا تصميم وتصنيع هيكل هوائي مستو جديد عالي الأداء واسع النطاق تم تصغيره بواسطة تقنية الفركتال المخصصة لتطبيقات النطاق العريض للغاية. يمثل هيكل الرقعة نتيجة تطبيق شكلين كسوريين ، شكل بيانو وسجادة سيربينسكي. التأثير المزدوج للفركتل على أداء الهوائي واضح ويتميز بالحصول على عرض نطاق ممتد من 3.1 إلى 2.21 جيجاهرتز ، يساوي نسبيًا الهوائي واضح ويتميز بالحصول على عرض نطاق ممتد من 3.1 إلى 2.21 جيجاهرتز ، يساوي نسبيًا بوجود إزاحة تردد الطنين إلى ماليه الذي يسبيًا الرقعة نتيجة تطبيق شكلين كسوريين ، شكل بيانو وسجادة سيربينسكي. التأثير المزدوج للفركتل على أداء واليوائي واضح ويتميز بالحصول على عرض نطاق ممتد من 3.1 إلى 2.21 جيجاهرتز ، يساوي نسبيًا الهوائي واضح ويتميز بالحصول على عرض نطاق ممتد من 3.1 إلى 2.21 جيجاهرتز ، يساوي نسبيًا بوجود إزاحة تردد الطنين إلى اليسار في منحنى معامل الانعكاس. أعطى الهوائي فعالية إشعاع عالية بتراوح من 75٪ إلى 4.98٪ في النطاق العريض جداً وكسب جيد. كل هذه الخصائص تعطي الهوائي الموائي نصول بي وسهولة نتراوح من 75٪ إلى 4.89% في النطاق العريض جداً وكسب جيد. كل هذه الخصائص تعطي الهوائي الموائي فعالية إلى وسهولي الخاص بنا صلاحية كونه مناسبًا لاتصالات النطاق العريض الغاية بتكلفة منخضنة ، وحم أقل ، وسهولة إلى والمو ألى وسهولة أي انظمة الاتصالات.

الهدف الثانوي مخصص لحل مشكلة التداخل بين نظام النطاق العريض للغاية وخدمات النطاق الضيق الأخرى مثل شبكة الواي فاي الواي ماكس و الهيبارلان. لهذا اخترنا أو لاً تقنيات رفض النطاق التي تمت مراجعتها. لجعل هدفنا الثاني ملموسًا ، اقترحنا تصميم ونمذجة هيكل هوائي سداسي فركتلي عريض النطاق يتغذى بو اسطة خط شريط صغير له خاصية رفض النطاق. يتحقق الرفض بإدخال فتحة دائرية في العنصر المشع.أكد أداء المحاكاة والقياس للهوائي من حيث نسبة الموجة المتوقفة ومعامل الانعكاس ومخططات الإشعاع للهوائي المقترح الخاص بناعلى الإنضاطاق يتحقق الرفض بإدخال فتحة دائرية في العنصر المشع.أكد أداء المحاكاة والقياس للهوائي من حيث نسبة الموجة المتوقفة ومعامل الانعكاس ومخططات الإشعاع للهوائي المقترح الخاص بناعلى الإنضعاط ورفض نطاق تردد الشبكات الراديوية المحلية في الريم. يشع. الهوائي المقترح بكفاءة مستقرة نسبيًا في النطاق بأكمله باستثناء النطاق المرفوض حيث بالكاد يشع. المويذ الموائي المقترح مناعلي الإنضعاط ورفض نطاق تردد الشبكات الراديوية المحلية في المريكا. يتمتع الهوائي المقترح الخاص بناعلى الإنضعاط ورفض نطاق تردد الشبكات الراديوية المحلية في المريكا. يتمتع الهوائي المقترح منعا علي الإنضعان الموحة معامل الانعكاس ومخططات مريكا. يتمتع الهوائي المقترح الخاص بناعلى الإنضعاط ورفض نطاق تردد الشبكات الراديوية المحلية في مريكا. ومنبيًا في النطاق بأكمله باستثناء النطاق المرفوض حيث بالكاد مريكا. يتمتع الهوائي المقترح منعاءة مستقرة نسبيًا في النطاق بأكمله باستثناء النطاق المرفوض حيث بالكاد يشع. الهوائيان المقترحان في هذه الأطروحة هماعبارة عن أحاديان القطب مستويين ذا تغذيه خطوط أمريكا. يتمتع الهوائي المقترحان في هذه الأطروحة هماعبارة عن أحاديان القطب مستويين ذا تغذيه خطوط المريكا. يستعران المقترحان في هذه الأطروحة هماعبارة عن أحاديان القطب مستويين ذا تغذيه خطوط أمريكا. ولم نوائي المقترحان في هذه الأطروحة معاعبارة عن أحاديان القطب مستويين ألية الكهرومغناطيسية ميكروستريب تتكيف مع 50 أوم. يتم إجراء عمليات المحاكاة المحتلفة في البيئة الكهرومغناطيسية (سياستي)الذي يصوغ معادلات ماكسويل بتقنية التكامل المحدود.

القياسات التي تم إجراؤها على النماذج الأولية المصنّعة تتوافق جيدًا مع تلك الخاصة بالمحاكاة.

**الكلمات المفتاحية:** كسورية ، سجادة سيربينسكي ، بيانو ، تصغير ، هوائي كسوري ، نطاق مرفوض، النطاق الواسع جدا

## TABLE DES MATIERES

Table des Matières	i
Liste des Figures	vii
Liste des Tableaux	xii
Liste des Abréviations	xii
Introduction Générale	1

#### <u>Chapitre I :</u> Théorie des antennes et technologie Ultra Large Bande

I.1 INTRODUCTION.	. 6
I.2. DEFINITION D'UNE ANTENNE	. 6
I.3. ANTENNE PATCH MICRORUBAN	. 7
I.3.1 Caractéristiques des antennes	. 9
I.3.1.1 Impédance d'entrée et coefficient de réflexion	10
I.3.1.2. Le rapport d'onde stationnaire ROS	11
I.3.1.3. Le gain et la directivité	11
I.3.1.4. Le rendement de l'antenne	12
I.3.1.5. Diagramme de rayonnement	14
I.4. TECHNOLOGIE ULRA-LARGE BANDE (ULB)	15
I.4.1. Introduction	15
I.4.2. Historique	16
I.4.3. Définition	16
I.4.4. Règlementation de l'ULB	17
I.4.4.1. Réglementation aux Etats-Unis	18
I.4.4.2. Réglementation en Europe	18
I.4.4.3. Règlementation en Asie	19
I.4.5. Caractéristiques de l'ULB	21
I.4.5.1. Faible susceptibilité à l'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples.	21
I.4.5.2. Une sensibilité moindre au brouillage	21
I.4.5.3. Communications protégées	21
I.4.5.4. Faible puissance	21
I.4.5.5. Simplicité relative des systèmes	21
I.4.5.6. Propriétés de pénétration	22
I.4.5.7. Capacité d'un canal de transmission	22

I.4.6. Les systèmes ultra large bande	22
I.4.6.1. Système ULB impulsionnel (IR-UWB)	22
I.4.6.2. Système ULB multi-bande (MC-UWB)	23
I.4.7. Les applications de l'ultra large bande	24
I.4.7.1. Applications liées au radar	24
I.4.7.2. Applications médicales	25
I.4.7.3. Applications liées aux communications	26
I.4.7.4. Localisations et suivi	27
I.4.8. Avantages et inconvénients de l'ULB	28
I.5. LES ANTENNES ULB	28
I.5.1. Les antennes indépendantes de la fréquence	29
I.5.1.1. Les antennes equi-angulaires	29
I.5.1.2. Les antennes log-périodiques	31
I.5.2. Les antennes directive	32
I.5.2.1. Les antennes à transition progressive	32
I.5.2.2. Les antennes cornet	33
I.5.3. Les antennes élémentaires	34
I.5.3.1. Les antennes biconique	34
I.5.3.2. Antenne discône	34
I.5.3.3. Antenne papillon (bow-tie)	35
I.5.3.4. Antenne monopôle plan	36
I.5.3.5. Monopôles imprimés à plan de masse réduit	37
I.6. CONCLUSION	38
Références bibliographiques du chapitre I	39

#### <u>Chapitre II :</u> Contexte générale sur la géométrie fractale

II.1. INTRODUCTION	
II.2. DEFINITIONS	
II.3. PROPRIETES DU FRACTALE	
II.3.1. Dimension fractale	
II.3.2. Autosimilarité	
II.3.3. Irrégularité à toutes les échelles	
II.4. LES PREMIERES MONSTRES	
II.4.1. Une courbe continue sans dérivée	
II.4.2. L'ensemble triadique de Cantor	
II.4.3. Une ligne qui remplit un carré	

II.4.4. Courbe de Von Koch	18
II.4.5. Sierpinski : Triangle, Tapis et d'autres tétraèdres4	19
II.5. FORMES CONTEMPORAINES A LA GEOMETRIE FRACTALE	51
II.5.1. Ensemble de Mandelbrot5	52
II.5.2. Ensemble de Julia	52
II.5.3. Calcul de la dimension de quelques formes fractale5	53
II.6. LES FORMES FRACTALES DANS LE MONDE VIVANT5	54
II.6.1 Le corps humain5	54
II.6.1.1. Les poumons	55
II.6.1.2. Arbre bronchique	56
II.6.1.3. Les Neurones	57
II.6.1.4. Intestin grêle5	58
II.6.1.5. Le réseau sanguin5	58
II.6.1.6. L'ADN	59
II.6.1.7. Le rythme cardiaque, un signal fractal $\epsilon$	50
II.6.2. Les végétaux	50
II.6.3. Les animaux	52
II.7. LES FORMES FRACTALES DANS LE MONDE MORT	53
II.7.1. Les côtes rocheuses	53
II.7.2. Les montagnes	54
II.7.3. Les nuages	55
II.7.4. La galaxie	56
II.7.5. Réseau hydrographique $\epsilon$	56
II.8. Application des fractales $\epsilon$	57
II.9. ANTENNES FRACTALES	58
II.9.1. Introduction	58
II.9.2. Définition	58
II.9.3. Historique	59
II.9.4. Application de la géométrie fractale dans les antennes	59
II.9.5. Choix de la structure dont la géométrie est fractale7	71
II.9.6. Différents types d'antennes fractales	71
II.9.6.1. Antenne fractale de Koch	71
II.9.6.2. Antenne triangle de Sierpinski	72
II.9.6.3. Antenne tapis de Sierpinski	73
II.9.6.4. Antenne fractale triangulaire	73

II.9.6.5. Antenne de Minkowski	. 74
II.9.6.6. Antenne de l'arbre fractal	. 74
II.9.6.7. Antenne de Hilbert	.75
II.9.6.8. Antenne fractale circulaire	. 75
II.10. CARACTERISTIQUES DES ANTENNES FRACTALES	.76
II.11. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES ANTENNES FRACTALES	. 77
II.12. CONCLUSION	. 78
Références bibliographiques du chapitre II	. 79

### <u>Chapitre III :</u> Etude et conception d'une antenne fractale miniature ULB

III.1. INTRODUCTION	. 83
III.2. TECHNIQUES DE MINIATURISATION ET D'ELARGISSEMENT DE LA BANDE PASSANTE DES ANTENNES PLANAIRES	83
III.2.1. Modification géométrique	. 83
III.2.1.1. Insertion des fentes (encoches)	. 83
III.2.1.2. Insertion de court-circuit	. 84
III.2.1.3. Insertion des méandres et des repliements	. 85
III.2.1.4. Changement de plan de masse	. 86
III.2.1.5. Changement de la forme et les dimensions de l'élément rayonnant	. 86
III.2.1.6. Courbes de remplissage par les géométries fractales	. 87
III.2.2. Ajouts d'éléments localisés	. 88
III.2.2.1. Résonateurs couplés	. 88
III.2.2.2. Introduction de charges	. 88
III.2.3. Changement des paramètres du substrat diélectriques	. 90
III.2.3.1. Augmentation de la constante diélectrique	. 90
III.2.3.2. Augmentation de l'épaisseur	. 90
III.2.4. La technique de l'alimentation	. 91
III.2.4.1. Choix de la technique d'alimentation	. 91
III.2.4.2. Décalage de l'alimentation	. 92
III.3. ETUDE ET CONCEPTION D'UNE ANTENNE FRACTALE ULB EN UTILISANT LA FORME DU GIUSEPPE PEANO ET TAPIS DE SIERPINSKI	94
III.3.1. Description de l'antenne	. 94
III.3.1.1. Géométrie de l'antenne de base	. 95
III.3.2. Méthode de conception de l'antenne proposée	. 96
III.3.2.1. Application de la fractale de Giuseppe Peano	. 96

III.3.2.2. Application du tapis Sierpinski	. 100
III.3.3. Résultats de simulation et interprétation	. 101
III.3.3.1. Impédance d'entrée	. 101
III.3.3.2. Distributions de courant de surface	. 102
III.3.3.3. Gain et efficacité	. 103
III.3.4. Réalisation et validation expérimentale de l'antenne proposée	. 103
III.3.4.1. Fabrication	. 103
III.3.4.2. Mesure du coefficient de réflexion et taux d'onde stationnaire (VSWR)	. 106
III.3.4.3. Mesure de Diagrammes de rayonnement	. 107
III.3.5. Comparaison avec d'autres antennes similaires existantes	. 110
III.4. CONCLUSIONS	. 110
Références bibliographiques du chapitre III	. 112

### <u>Chapitre IV :</u> Analyse et conception d'une antenne fractale ULB a bande rejetée

IV.1 INTRODUCTION	. 115
IV.2. PRINCIPE DE LA FONCTION FILTRAGE DANS LES ANTENNES ULB	. 116
IV.3. TECHNIQUE DE SUPRESSION DES BANDES	. 117
IV.3.1. Insertion de fentes	. 117
IV.3.2. Emploi de la structure fractale	. 118
IV.3.3. Emploi de structures métamateriaux	. 119
IV.3.4. Ligne de transmission stop-bande	. 120
IV.3.5 Stub parasite	. 121
IV.3.6. Enlèvement de la structure résonnante à bande étroite	. 121
IV.3.7. Emploi de l'algorithme d'optimisation	. 122
IV.3.8. Les antennes reconfigurables	. 123
IV.3.9. Techniques hybrides	. 124
IV.4. ANALYSE ET CONCEPTION D'UNE ANTENNE FRACTALE ULB A BANE REJETEE	DE . 125
IV.4.1. Conception de l'antenne fractale ULB	. 125
IV.4.1.1. Antenne de base : Antenne hexagonale	. 125
IV.4.1.2. Effet du fractale sur l'antenne hexagonale	. 126
IV.4.1.3. Impédance d'entrée de l'antenne fractale ULB	. 128
IV.4.1.4. Distributions de courant de surface de l'antenne fractale ULB	. 128
IV.4.1.5. Diagramme de rayonnement de l'antenne fractale ULB	. 129
IV.4.2. Conception de l'antenne fractale ULB à rejet de bande	. 131

IV.4.2.1. Ajout d'une fente en forme anneau circulaire sur le patch	131
IV.4.2.2. Etude paramétrique de la fente : effet de la position « c »	131
IV.4.2.3. Effet de la largeur de la fente « w »	132
IV.4.2.4. Effet du rayon extérieur « r »	134
IV.4.3. L'antenne fractale à rejet de bande optimisée	136
IV.4.3.1. Comparaison des performances avant et après rejection de bande	137
IV.4.4. Réalisation et validation expérimentale de l'antenne fractale à rejet de bande	142
IV.4.4.1. Mesure du coefficient de réflexion et le VSWR	142
IV.4.4.2. Mesure du diagramme de rayonnement	144
IV.5. CONCLUSION	145
Références bibliographiques du chapitre IV	146
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	148

# LISTE DES FIGURES

## **CHAPITRE I**

Figure I.1. Principe de transmission par onde électromagnétique	7
Figure I.2. Antenne patch microruban	8
Figure I.3. Puissances mises en jeu durant le processus de rayonnement	13
Figure I.4. Le diagramme de rayonnement	15
Figure I.5. Limites d'émission pour les systèmes ULB en intérieur et en extérieur	18
Figure I.6. Masque FCC pour l'ULB adapté en Europe	19
Figure I.7. Masque d'émission en Asie	20
Figure I.8. Système ULB impulsionnel et système à bande étroite	23
Figure I.9. Principe de la base des systèmes ULB multi-bande.	23
Figure I.10. Application de l'ULB liées au radar	25
Figure I.11. (a) La détection de l'os, (b) Fœtale détecter	26
Figure I.12. Exemple de scénario applicatif multimédia pour les communications UL haut débit	B 27
Figure I.13. Solutions RFID pour localisation d'objets	28
Figure I.14. Antenne spirale logarithmique imprimée	30
Figure I.15. Antenne spirale conique	30
Figure I.16. Antenne spirale d'Archimède à deux brins	31
Figure I.17. (a) Antenne log-périodique trapézoïdale, (b) Antenne log-périodique Circulaire, (c) Antenne dipôle log-périodique	32
Figure I.18. Différents profils d'antennes à transition progressive (TSA)	33
Figure I.19. Exemple de cornet ULB	33
Figure I.20. Antenne biconique.	34
Figure I.21. Antenne discône	35
Figure I.22. Antenne papillon	35
Figure I.23. Exemple de réalisation pratique d'un monopôle circulaire	36
Figure I.24. Géométrie d'un monopole triangulaire	36
Figure I.25. Quelques géométries d'antennes Monopôles planaires ULB	38

## CHAPITRE II

Figure II.1. Exemple d'image fractale produit par ordinateur	. 44
Figure II.2. Irrégularités d'un objet fractal	. 45

Figure II.3. Tracé de la fonction de Weierstrass sur l'intervalle [-2, 2]	46
Figure II.4. Poussière de Cantor	47
Figure II.5. Courbe de Peano	48
Figure II.6. Fractales de Hilbert	48
Figure II.7. Courbe de Von Koch	49
Figure II.8. Flocon de Koch	49
Figure II.9. Triangle de Sierpinski	50
Figure II.10. Tapis de Sierpinski	50
Figure II.11. Pentagone de Sierpinski	50
Figure II.12. Hexagone de Sierpinski	51
Figure II.13. Tétraèdre de Sierpinski	51
Figure II.14. Eponge de Menger-Sierpinski	51
Fig. II.15. Ensemble de Mandelbrot, M	53
Figure II.16. Ensemble de Julia pour c = -0.4+0.6J	53
Figure II.17. Configuration les poumons	56
Figure II.18. Arbre bronchique	57
Figure II.19. Modélisation fractale de neurone	57
Figure II.20. (a) Vue d'ensemble de l'intestin grêle, (b) détail de microvillosité	58
Figure II.21. Une coupe transversale de cœur	59
Figure II.22. Globule fractale du génome	60
Figure II. 23. Le signal fractal du rythme cardiaque	60
Figure II. 24. Exemples de fractales dans les végétaux : (a) arbre, (b) chou-fleur, (c) ch romanesco, (d) fougère	ou- 61
Figure II. 25. Exemples de fractales dans les animaux : (a) Plumes d'oiseaux, (b) Epong de mer, (c) Coquillage Cymbiola Innexa, (d) Corail	ge 63
Figure II.26. Côte rocheuses	64
Figure II.27. Paysage fractal de montagne numérique	65
Figure II.28. Les nuages	65
Figure II.29. La distribution de la matière dans l'univers	66
Figure II.30. Réseau hydrographique-Norvège	67
Figure II.31. (a) Monopôle fractale de Sierpinski proposé par C. Puente, (b) Leur coefficient de réflexion S11	70
Figure II.32. Antenne Island Koch proposée par J. Romeu et al	72
Figure II.33. Antenne Island Koch proposée par I. Kim et al	72
Figure II.34. Antenne fractale de Sierpinski proposée par J. Anguera et al	72
Figure II.35 : Exemple d'un tapis de Sierpinski (version plaquée) à l'itération 3	73
Figure III.36. Exemple d'une antenne fractale triangulaire à l'itération 3	73
Figure II.37. Trois premières itérations de la fractale de Minkowski	74

Figure II.38. Exemple d'une antenne arbre fractal à l'itération 3	. 74
Figure II.39. a) Monopole vertical, b) Hilbert 1, c) Hilbert 2, d) Hilbert 3, e) Hilbert 4, f	)
Hilbert 5	. 75
Figure II.40. Exemple d'une antenne fractale circulaire à l'itération 4	. 76

## CHAPITRE III

Figure III.1. Antenne PIFA avec fentes	. 84
Figure III.2. Antenne PIFA (a) et antenne fil - plaque (b)	. 84
Figure III.3. Impédance des antennes fil – plaque	. 85
Figure III.4. Insertion de repliements	. 85
Figure III.5. Méandres	. 86
Figure III.6. Exemples d'une antenne ULB avec un demi-plan de masse	. 86
Figure III.7. (a) Courbe de Peano, (b) Courbe de Hilbert	. 87
Figure III.8. (a) résonateur juxtaposé, (b) résonateur parasite superposé	. 88
Figure III.9. Phénomènes de rebonds	. 88
Figure III.10. Exemple d'utilisation de la loi Wu et King	. 89
Figure III.11. Bow-tie chargée	. 90
Figure III.12. Antenne planaire avec alimentation de ligne coplanaire(CPW)	. 92
Figure III.13. Le décalage de l'alimentation pour un monopole	. 92
Figure III.14. La fractale de Giuseppe Peano	. 95
Figure III.15. La géométrie proposée	. 95
Figure III.16. (a) Antenne de base, (b) antenne Giuseppe Peano et (c) plan de masse ave une fente	c . 97
Figure III.17. Effet de la fente insérée dans le plan de masse sur le coefficient de réflexie S11 de l'antenne Peano	on . 97
Figure III.18. L'antenne Giuseppe Peano avec escaliers	. 98
Figure III.19. Effet des escaliers d'impédance sur le coefficient de réflexion S11 de l'antenne Peano proposée avec fente dans le plan de masse	. 98
Figure III.20. Effet du paramètre "c" sur la perte de retour de l'antenne Giuseppe Peano.	. 99
Figure III.21. Antenne Giuseppe Peano et tapis de Sierpinski : (a) Itération 0, (b) Itération 1, (c) Itération 2	on 100
Figure III.22. Le coefficient de réflexion des trois itérations de l'antenne Giuseppe Pean et tapie de Sierpinski et l'antenne de base	o 101
Figure III.23. Impédance d'entrée de l'antenne fractale proposée	102
Figure III.24. Courant surfacique de l'antenne fractale proposée : (a) 5,1 GHz, (b) 8 GH (c) 10 GHz	z et 102
Figure III.25. Gain simulé et Efficacité de rayonnement de l'antenne proposée	103

Figure III.26. (a) La machine ProtoMat S103, (b) Logiciel LPKF Circuit Pro 104
Figure III.27. Méthodologie de fabrication de l'antenne 105
Figure III.28. Photographie de Prototype de l'antenne : (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous
Figure III.29. Photographie de l'analyseur de réseau Rohde & Schwarz ®ZNB20 106
Figure III.30. Coefficient de réflexion mesuré et simulé de l'antenne proposée 106
Figure III.31. Taux d'onde stationnaire (VSWR) mesuré et simulé de l'antenne proposée
Figure III.32. Photographie de chambre anéchoïque de l'intérieur
Figure III.33. Diagrammes de rayonnement en champ lointain simulés (ligne continue) et mesurés (ligne pointillée) dans les plans E et H (la ligne rouge indique la copolarisation et la ligne bleue indique la polarisation croisée) de l'antenne proposée à : (a) 5,1 GHz, 109

## CHAPITRE IV

Figure IV.1. Développement d'un système de rejection de fréquence utilisant des filtres coupe-bande : (A) antenne ULB, (B) filtre coupe-bande et (C) Système ULB entaillé 116
Figure IV.2. Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur l'élément rayonnant
Figure IV.3. Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur le plan de masse
Figure IV.4. Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur la ligne d'alimentation
Figure IV.5 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes à proximité de l'élément rayonnant
Figure IV.6. Antenne fractale ULB à fente à fréquence rejetée
Figure IV.7. (a) : Premier prototype méta-matériaux proposé par l'équipe de D. R. Simith [10] ; (b) : Prototype amélioré [11] 119
Figure IV.8. Photo de maquette de l'antenne monopole ULB associée à deux cellules SRRs [15] (a) : vue de dessus; (b) : paramètre S11 simulé et mesuré de l'antenne
Figure IV.9. Divers lignes de transmission stop-bande
Figure IV.10. Conception de bande filtrée avec divers stubs
Figure IV.11. Combinaison d'un élément d'antenne ULB avec les structures résonnantes à bande étroite pour rejeter des bandes de fréquence
Figure IV.12. Antenne log-périodique à fente à fréquence rejetée
Figure IV.13. Antenne fractale ULB à fréquence rejetée utilisant l'algorithme génétique
Figure IV.14. Antenne ULB reconfigurable proposée dans (a) : Géométrie de l'antenne ; (b) : Géométrie de la cellule méta-matériaux à perméabilité négative SRR; (c) : VSWR de l'antenne proposée

Figure IV.15. Techniques hybrides de la bande filtrée
Figure IV.16. L'antenne de base : (a) vue de dessus (b) vue de dessous 125
Figure IV.17. Les trois premières itérations de l'antenne hexagonale (a) Initiateur, (b) Itération 1, (c) Itération 2
Figure IV.18. Comparaison entre les trois itérations de l'antenne fractale ULB en termes de coefficient de réflexion S11
Figure IV.19. Comparaison entre les trois itérations de l'antenne fractale ULB en termes de Taux d'Onde Stationnaire VSWR
Figure IV.20. L'impédance d'entrée de l'antenne Fractale ULB 128
Figure IV.21. Courant surfacique de l'antenne fractale ULB 129
Figure IV.22. Diagramme de rayonnement en Gain de l'antenne fractale dans le plan E, plan H et 3D pour les fréquences : (a) 5.05 GHz, (b) 8.88 GHz, (c) 11 GHz 130
Figure IV.23. Structure de l'antenne fractale ULB à bande rejetée
Figure IV.24. Coefficient de réflexion de l'antenne fractale pour les différentes valeurs de la position c
Figure IV.25. Taux d'onde stationnaire VSWR pour les différentes valeurs de c
Figure IV.26. Coefficient de réflexion S11 pour différents valeurs de l'épaisseur w 133
Figure IV.27. Taux d'onde stationnaire VSWR pour différents valeurs de l'épaisseur w 134
Figure IV.28. Coefficient de réflexion S11 pour les différentes valeurs du rayon r 135
Figure IV.29. Taux d'onde stationnaire VSWR pour les différentes valeurs du rayon r 135
Figure IV.30. Coefficient de réflexion S11 de l'antenne ULB avant et après la rejection de bande
Figure IV.31. Taux d'onde stationnaire VSWR de l'antenne ULB avant et après la rejection de bande
Figure IV.32. Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne ULB avant et après la rejection de bande
Figure IV.33. Le Gain de l'antenne ULB avant et après la rejection de bande
Figure IV.34. L'Efficacité de l'antenne fractale ULB avant et après la réjection de bande
Figure IV.35. Distribution de la densité de courant de l'antenne ULB : (a) avant la rejection ; (b) après la rejection de bande
Figure IV.36. Diagramme de rayonnement de l'antenne ULB : (a) : avant rejection (b) : après la rejection de bande
Figure IV.37. Photographie de Prototype de l'antenne fractale à rejet de bande 142
Figure IV.38. Coefficient de réflexion S11 de l'antenne fractale ULB à rejet de bande simulé et mesuré
Figure IV.39. VSWR de l'antenne fractale ULB à rejet de bande simulé et mesuré 143
Figure IV.40. Gain normalisé mesuré de l'antenne fractale à rejet de bande pour les fréquences: Plan E : (a) 5.6 GHz, (b) 6.5 GHz ; Plan H : (c) 5.6 GHz, (d) 6.5GHz 144

# LISTE DES TABLEAUX

## **CHAPITRE I**

Tableau I.1. Les principaux avantages et inconvénients des antennes patch	microruban9
Tableau I.2. Les avantages et les inconvénients de L'ULB	

## CHAPITRE II

Tableau II.1. Dimensions de c	melanes formes	fractales 54	4
rubleud II.1. Dimensions de c	Juciques tornes		

## CHAPITRE III

Tableau III.1. Avantages et inconvénients des techniques d'amélioration de la bande	
passante et de miniaturisation des antennes planaires	. 93
Tableau III.2. Paramètres géométriques de l'antenne de base	. 96
Tableau III.3. Résumé de l'effet du paramètre "C"	. 99
Tableau III.4. Paramètres optimisés de l'antenne fractale de Giuseppe Peano et tapie de Sierpinski      1	101
Tableau III.5. Comparaison de l'antenne fractale proposée avec ceux de la littérature 1	110

## CHAPITRE IV

Tableau IV.1. Paramètres géométriques de l'antenne hexagonale 125
Tableau IV.2. Les différente valeurs de position c 131
Tableau IV.3. Résultats du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différentes valeurs de « c »
Tableau IV.4. Les différente valeurs de l'épaisseur w
Tableau IV.5. Résultats du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différentes valeurs de w   134
Tableau IV.6. Les différente valeurs du rayon extérieur r1 135
Tableau IV.7. Résultats du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différentesvaleurs de rayon extérieur r136
Tableau IV.8. Paramètres géométriques de l'antenne fractale optimisée à rejet de bande 136
Tableau IV.9. Tableau comparatif entre les paramètres de l'antenne fractale ULB avant et après réjection de bande

# LISTE DES ABREVIATIONS

#### ADN : Acide Désoxyribo-Nucléique

- BLTSA: Bowtie Linearly Tapered Slot Antenna
- BPSK : Binary Phase-shift keying
- CST-MWS : Computer Simulation Technology MicroWave Studio
- CPW : Coplanar Waveguide
- CEPT : European Conference of Postal and Télécommunications
- CSRR : Complementary Split Ring Resonator
- CWSA: Constant Width Slot Antenna
- ECC : Electronic Communications Committee
- EIRP : Effective Isotropic Radiated Power
- ETSI : European Technical Standard Institute
- DGS : Defected Ground Structure
- DSP : Densité Spectrale de Puissance
- FCC : Federal Communications Commission
- GPR : Ground Penetrating radar
- GPS : Global Positioning System
- IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers
- IDA : Infocomm Développement Authority
- LOS : Line Of Sight
- LPD : Low Probability of Détection
- LPI : Low Probability of Interception
- LTSA : Linearly Tapered Slot Antenna
- MMA : Méta-MAtériaux
- MC-UWB : Multi-Carrier UWB
- MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuit
- OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing

- MBOA : Multi-Bande OFDM Alliance
- OOK : On Off Keying
- PAM : Pulse-Amplitude Modulation
- PIFA : Planar Inverted-F Antenna
- PPM: Pulse-Position Modulation
- RFID : Radio-Frequency IDentification
- ROS : Rapport d'Onde Stationnaire
- RTLS : Real Time Localiszation System
- SAR : Synthetic Aperture Radar
- S-DMB : Satellite Digital Multimedia Broadcasting
- SRR : Split Ring Resonator
- TSA : Tapered Slot Antenna
- UFZ : UWB Friendly Zone
- ULB : Ultra Large Bande
- UWB : Ultra Wideband
- VNA : Vectorial Network Analyseur
- Wi-Fi : Wireless fidelity
- WIMAX : Worldwide Interoperability for Microwave Access
- WLAN : Wireless local Area Network
- WPAN : Wireless personal Area Network

# **INTRODUCTION**

# **GENERALE**

## Introduction générale

Depuis 1960 la date de la première utilisation de la technique Ultra Large Bande (UWB, Ultra Wideband) dans les applications du type RADAR, le domaine a connu un spectaculaire développement et surtout grâce aux progrès technologiques liés à l'arrivée de générateurs impulsionnels capables de délivrer des signaux avec un fort contenu spectral étendu et à l'évolution des moyens de mesures tels que les numériseurs temps réels permettant l'acquisition de ces signaux. L'organisme de régulation américain FCC (Fédéral communications Commission) en 2002[1], a notamment encouragé aussi les chercheurs et les constructeurs à envahir ce domaine de communication lorsqu'il a autorisé l'utilisation gratuite de la bande de fréquence [3,1-10,6 GHz] pour les communications sans fil. La technique Ultra Large Bande est alors apparue comme la solution la plus prometteuse pour pouvoir atteindre des débits dépassant le giga bit par seconde, soit plus d'un milliard d'informations binaires par seconde, mais aussi une solution pour pouvoir offrir de nouveaux services en intégrant en plus de la transmission des fonctions de détection et de localisation. Sa nature impulsionnelle et sa largeur de bande lui confèrent en outre une bonne résistance aux brouillages et aux trajets multiples, ce qui la rend très adaptée à une utilisation en intérieur (Indoor).

La technologie ULB a offert des avantages uniques, impossibles à atteindre par la technologie à bande étroite conventionnelle et une configuration matérielle simple [2-4]. Réciproquement, sa faible densité spectrale de puissance lui permet de cohabiter en introduisant peu d'interférences aux systèmes environnants. Enfin, les possibilités de codage offertes autorisant un grand nombre d'utilisateurs en font un candidat idéal pour les réseaux sans fil personnels (WPAN) [5]. C'est pourquoi la technologie ULB semble donc avoir les moyens de révolutionner l'univers des télécommunications à courte portée.

Cette technologie comprend, en plus de toutes les fonctions nécessaires aux transmissions et modulations numériques, des antennes qui permettent d'émettre et de recevoir ces signaux. Il est important d'avoir une connaissance globale de leur fonctionnement lors du choix d'un dispositif rayonnant. La compréhension de ce fonctionnement aidera, d'une part à utiliser l'antenne au mieux de ses performances et d'autre part, à en réaliser une conception optimale. La conception d'une antenne se fait en fonction des contraintes de l'application telle que la bande de fréquence, le gain, le coût, le poids, etc. Avec les techniques de miniaturisation telle que le changement de la forme de l'élément rayonnant de l'antenne imprimée, le développement et l'optimisation d'une antenne microbande compacte à faible cout fait l'objet de notre travail de thèse.

L'inconvénient majeur de cette technologie est sa coexistence avec les systèmes de transmission bande étroite existants. Il constitue en lui-même un chalenge auquel beaucoup de travaux d'études et de recherche (y compris cette thèse) ont été orientées. En effet, par définition, un système ULB doit pouvoir fonctionner sur des fréquences déjà allouées mais à des niveaux de puissance si bas qu'ils sont assimilables ou presque à des bruits blancs par les systèmes bande étroite qui partagent le même spectre de fréquence. Cette définition est purement théorique. En réalité, les sources de perturbation qui affectent, essentiellement les capacités de débits de transmission et augmentent le taux d'erreurs sont multiples, mais les principales sont : le WLAN (5.15-5.85 GHz), le WiMAX (3.3-3.7 GHz), la bande G (3.7-4.2 GHz), HIPERLAN (5.1-5.3 GHz) et les bandes de service par satellite comme la bande de l'union internationale de télécommunication (ITU) de 8 GHz et la bande S-DMB (Satellite Digital Multimedia Broadcasting) de 2.63–2.655 GHz [6]. Il convient alors de trouver des solutions telles que la rejection de bandes supprimant aux antennes ULB le rayonnement sur les bandes étroites rejetées. C'est dans ce contexte que s'inscrit le deuxième travail exposé dans la présente thèse.

L'objectif principal de cette thèse en premier lieu est la conception et la modélisation d'une nouvelle structure d'antenne planaire performante miniaturisée par la technique fractale destinée aux applications Ultra Large Bande (ULB). En deuxième lieu, l'objectif consiste à étudier et à concevoir une antenne planaire de forme fractale ULB qui possède la caractéristique bande rejetée, en ajoutant des fentes sur l'élément rayonnant, l'antenne peut être désadaptée sur une certaine sous bande.

Pour atteindre notre objectif, le premier chapitre de cette thèse est consacré à l'étude des antennes et en particulier les antennes imprimées, à savoir leurs caractéristiques électriques et du rayonnement, leurs avantages et inconvénients. Une définition et un bref historique sur la naissance de la technologie ultra large bande ainsi que les différentes phases de son développement seront passés en revue. Par la suite on a passé à la réglementation et les caractéristiques de l'ULB, les systèmes Ultra Large Bande, les normes, les applications ainsi que les avantages et les inconvénients. Un panorama des antennes existantes ayant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes est décrété tel que les antennes indépendantes de la fréquence qui présentent la propriété d'être dimensionnées identiquement à toutes les fréquences. Ensuite, les antennes élémentaires de forme élargie, les antennes à transition progressive et les antennes cornets.

Le deuxième chapitre portera dans un premier temps sur la présentation de la géométrie fractale, L'historique de sa naissance ainsi que les différentes formes les plus connues, la question de l'existence du fractal dans le monde vivant et le mode mort sera évoqué ainsi que les nombreux domaines d'application du fractal, tel que le dépistage du cancer en médecine, la construction des murs antibruit de nature fractale en architecture...etc. Dans le deuxième temps, nous présentons les antennes fractales en commençant par leurs définitions, historiques et les raisons pour lesquelles il est intéressant de concevoir des antennes dont la géométrie est fractale. Notre présentation sera focalisée sur les différentes structures qui ont été étudiées depuis la naissance de cette technique en 1994 par le chercheur D.H. Werner [7]. Puis, nous mettons en lumière les caractéristiques ainsi que les avantages et les inconvénients de ces types d'antennes.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude et à la conception d'une nouvelle structure d'antenne fractale compact monopôle microruban réalisée par la combinaison de deux géométries fractales, Giuseppe Peano [8] et tapis de Sierpinski [9] pour des applications ultra large bande. Dans ce contexte, nous préférons en premier, de mettre en lumière les différentes techniques d'élargissement de la bande passante et de miniaturisation de la taille des antennes planaires, dont nous montrons l'intérêt et l'usage commun de la technique fractale pour la miniaturisation et l'amélioration de la bande passante des antennes. Pour atteindre à des paramètres optimisés de notre antenne proposée, on effectuera une étude paramétrique dont on respectera des étapes de conception bien définies. Après fabrication de notre prototype, on validera nos résultats de simulation par des résultats de mesures. La concordance de ces résultats approuve que notre antenne soit adaptée aux communications ultra large bande (ULB).

3

Le quatrième et le dernier chapitre de ce manuscrit traite essentiellement la question de la coexistence de la technologie ULB avec les systèmes bande étroite existants. Un panorama sur toutes les techniques existantes de filtrage (rejection) des bandes de fréquences des antennes ultra large bande sera passé en revue [10]. Ensuite on procédera à l'étude et à la conception d'une antenne hexagonale fractale ayant la caractéristique de bande rejetée. On débute par l'étude de l'antenne de base, puis l'effet de la fractale de Koch sur l'adaptation et la bande passante. Dans la deuxième étape, une fente de forme circulaire est introduite dans l'élément rayonnant. L'étude paramétrique des différents paramètres de l'antenne a conduit à la rejection de la bande WLAN aux Etats-Unis (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825). Une fois notre prototype est optimisé, Nous opterons à l'étape de fabrication avec la machine à gravure mécanique. Les mesures effectuées par l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) ainsi que celles du rayonnement effectuées dans la chambre anéchoïde, ont montré bien la bande rejetée au niveau du coefficent de reflexion, rapport d'onde stationnaire, gain, efficacité et rayonnement et même aussi dans la distrubusion de courant.

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

# Références bibliographiques de l'introduction

[1] Federal Communications Commission. First Report and Order. Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems. 2002. http://www.fcc.gov.

[2] D. Chao, X. Yong, and L. Ping, "CPW-fed planar printed monopole antenna with impedance bandwidth enhanced," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.8, pp.1394-97, 2009.

[3] M. Naghshvarian, A. J. Falahati.A, and M. Edwards, "Bandwidth and impedance matching enhancement of fractal monopole antennas using compact grounded coplanar waveguide," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.59, no.7,pp .2480–87, 2011.

[4] B. Ozbakis and A. Kustepeli, "The resonant behavior of the fibonacci fractal tree antennas," Microwave and Optical Technology Letters, vol.50, no.4, pp.1046–50,2008.

[5] H. Ghannoum. " Etude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra Large Bande en présence du corps humain, " HAL archives-ouvertes. 2007.

[6] Zitouni Ahmed, « Etude et conception d'antennes ULB standards et à bandes rejetées », Thèse de doctorat, Université de Abou Bakr Belkaid Tlemcen, juin 2014.

[7] D.H. Werner, « Fractal Radiators », proceedings of the 4<sup>th</sup> annual 1994, IEEE MOHAWK valley section dual-use technologies and applications conference, volume I, Suny institute of technology at Utica/Rome, New York, May 23-26.

[8] Benoit. B. Mandelbrot «The Fractal Geometry of Nature », New York, W.H. Freeman and Company, 1975.

[9] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, X. Garcia, and F. Benitez, « Fractal multiband antenna based on the Sierpinski gasket », Electronics Letters, Vol. 32, No. 1, Jan. 1996, pp. 1-2.

[10] Debatosh Guha, Yahia M.M. Antar, "Microstrip and printed antennas new trends, techniques and applications", John Wiley & Sons Ltd, 2011.

# Chapitre I

# THEORIE DES ANTENNES ET TECHNOLOGIE ULTRA LARGE BANDE

#### I.1 INTRODUCTION

Le développement considérable qu'a connu le domaine de l'électromagnétisme vers la fin du XIXe siècle, à permet l'apparition des premières antennes. Depuis, leurs réalisations n'ont cessé d'évoluer, d'abord, grâce aux progrès scientifiques de l'électromagnétisme, plus tard, sous la pression de nombreuses demandes technologiques dans des domaines d'application variés. L'essor actuel des communications impose des innovations importantes au niveau de la conception des systèmes et des antennes associées, dont les formes aujourd'hui sont très diverses et varient beaucoup selon les utilisations : télécommunications mobiles, radars, satellites, télévision, radiodiffusion, identification, objets communicants, etc. Malgré cette grande diversité, toutes les antennes ont en commun de transformer un signal guidé en un signal rayonnant (ou réciproquement), dans un spectre électromagnétique relativement large allant des ondes radio aux hyperfréquences. Actuellement, la course à l'innovation concernant les systèmes de communication entraine des études poussées dans le domaine des antennes. Il est important d'avoir une connaissance globale de leur fonctionnement lors du choix d'un dispositif rayonnant. La compréhension de ce fonctionnement aidera, d'une part à utiliser l'antenne au mieux de ses performances et d'autre part, à en réaliser une conception optimale.

Dans ce chapitre, nous allons présenter des généralités sur les antennes et en particulier les antennes imprimées (microrubans), leurs différentes caractéristiques. La technologie ULB, les points forts et faibles de cette technologie et les différentes classes des antennes ULB seront évoqués.

#### I.2. DEFINITION D'UNE ANTENNE

Une antenne est un dispositif qui permet de transformer l'énergie électrique en énergie électromagnétique en émission et vice versa en réception afin d'assurer la transmission de l'information. On peut les considérer comme des adaptateurs d'impédance entre l'espace et l'émetteur ou le récepteur. Ainsi, on peut définir une antenne en émission ou en réception selon son mode de fonctionnement. Le rôle de l'antenne d'émission est de transformer la puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en une puissance rayonnée. Dans ce sens, c'est un transducteur [1]. De façon inverse, la puissance rayonnée peut être captée par une antenne de réception. Dans ce sens, l'antenne apparaît comme un

capteur et un transformateur de puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée (figure I.2).



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

Dans la plupart des cas, une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes. On dit que son fonctionnement est réciproque. Dans quelques cas exceptionnels pour lesquels les antennes comportent des matériaux non linéaires ou bien anisotropes, elles ne sont pas réciproques [1] [2]. Du fait de la réciprocité des antennes, il ne sera pratiquement jamais fait de déférence entre le rayonnement en émission ou en réception. Les qualités qui seront annoncées pour une antenne le seront dans les deux modes de fonctionnement, sans que cela soit précisé dans la plupart des cas [3] [4]. L'antenne a plusieurs rôles dont les principaux sont les suivants :

- Permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation;
- Assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées;
- Transmettre le plus fidèlement possible une information. Dans les parties qui suivent nous allons donc préciser les caractéristiques qui définissent une antenne.

#### I.3. ANTENNE PATCH MICRORUBAN

Les antennes microrubans ou imprimées ont été présentées par Munson dans le début des années 70 et sont devenues à la première fois plus courante principalement pour des applications de communication [5, 6]. Ils sont largement répondus dans la région de fréquence micro-ondes en raison de leur simplicité [6]. Une antenne microruban simple se compose d'un patch métallique très mince déposé sur un substrat diélectrique fixé sur un plan de masse métallique (Figure I.2).



Figure I.2. Antenne patch microruban [6]

Le patch est généralement fabriqué à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or, et il peut prendre n'importe quelle forme possible. L'élément rayonnant et les lignes d'alimentation sont habituellement photos gravées sur le substrat diélectrique.

Les paramètres physiques et géométriques liés à cette structure sont :

- ✓ La permittivité relative de diélectrique ( $\varepsilon_r$ ).
- ✓ La tangente des pertes  $(tg\delta)$  dans ce même substrat, avec dominance des pertes par effet joule.
- ✓ L'épaisseur du diélectrique (elle doit rester faible par rapport à la longueur d'onde à transmettre).
- ✓ Les dimensions de l'élément rayonnant (L, W).

Les substrats exploités dans la conception des antennes patchs sont nombreux. Leurs permittivités relatives varient de 1 à 12 ( $1 < \varepsilon_r < 12$ ). Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grande épaisseur et de basse permittivité ( $\varepsilon r < 3$ ) et une faible perte diélectriques ( $tg\delta < 10^{-3}$ ) dans le but d'avoir une grande efficacité, une large bande passante. Mais dans ce cas la perte par onde de surface augmente et l'antenne devient de plus en plus encombrante. [7] Les matériaux les plus couramment utilisés sont des composites à base de téflon ( $2 < \varepsilon r < 3$ ,  $tg\delta = 10^{-3}$ ) du polypropylène ( $\varepsilon r = 2.18$ ,  $tg\delta = 3.10-4$ ) ainsi que des

mousses synthétiques ( $\varepsilon r = 1.03$ ,  $tg\delta = 10^{-3}$ ). Au contraire, l'utilisation de minces substrats de permittivités élevées est conseillée pour les circuits micro-ondes parce qu'elle minimise les ondes de surfaces, les radiations non désirées et le volume de l'antenne. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause de la grande perte dans le substrat.

Les antennes patch ou microruban ont plusieurs avantages qui les rendent attrayantes pour beaucoup d'applications. Elles couvrent une large gamme de fréquence de 100 MHz à 100 GHz. D'autre part, comme rien n'est jamais parfait, on peut citer quelques inconvénients dans Le tableau I.1 qui récapitule les principaux avantages et inconvénients.

Avantages	Inconvénients
Faible poids.	Faible efficacité de rayonnement.
Conforme sur les surfaces planaires et non-planaires (avec les substrats minces).	Possibilité de fonctionnement en faible puissance.
Facile à fabriquer.	Faible pureté de polarisation.
Mécaniquement robuste.	Effet de couplage du rayonnement de l'alimentation.
Souple en termes de fréquence de résonance.	Largeur de bande de fréquence très étroite (en général seulement une fraction d'un pour cent ou à la plupart des quelques pour cent).
Facile à intégrer avec les circuits	
MMICs (monolithic microwave	Le gain légèrement inférieur comparé aux
integrated circuit) sur un même	antennes conventionnelles à micro-ondes.
substrat.	

Tableau I.1. Les principaux avantages et inconvénients des antennes patch microruban

#### I.3.1 Caractéristiques des antennes

Dans les communications sans fil, chaque application met en relief certaines Caractéristiques des antennes. D'une manière générale, une antenne utilisée dans un type d'application ne peut pas l'être dans d'autres. Une antenne peut être caractérisée par [8]:

#### I.3.1.1 Impédance d'entrée et coefficient de réflexion :

Une chaine de transmission radiofréquence est toujours composée au minimum d'un générateur et d'une charge. Lorsque l'antenne est utilisée en émission, le générateur est constitué par le circuit de sortie de l'émetteur et la charge par l'antenne qui rayonne les signaux électromagnétiques. A l'inverse en mode réception, l'antenne constitue le générateur qui collecte les signaux électromagnétiques et le circuit d'entrée du circuit récepteur constitue la charge [9]. La réponse fréquentielle d'une antenne est caractérisée par l'évolution en fréquence de son impédance d'entrée. Celle-ci s'écrit:

$$Zin(\omega) = R(\omega) + jX(\omega)$$
 (I.1)

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

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

On définit le coefficient de réflexion  $\Gamma$  par:

$$\frac{Zin(\omega) - Z_0}{Zin(\omega) + Z_0}$$
(I.2)

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

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

$$RL = -20log|\Gamma| \tag{I.3}$$

Plus simplement, le coefficient de réflexion est un paramètre qui permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident. Il permet de caractériser l'adaptation de l'antenne au circuit qui la précède. Plus l'antenne est adaptée plus le coefficient de réflexion est faible. Ainsi, avec un coefficient de réflexion à -10 dB, 90% de la puissance est transmise à l'antenne. Dans toute la suite de cette thèse on considérera qu'une bonne adaptation se traduit par un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB.

#### I.3.1.2. Le rapport d'onde stationnaire ROS

Une antenne reliée à une ligne de transmission et rayonnant en espace libre peut être considérée comme un dispositif de couplage entre une onde guidée le long de la ligne et une onde rayonnée dans l'espace. Les lignes de transmission permettent aux ondes électromagnétiques de se propager dans les deux directions. Quand la source, la ligne de transmission et la charge ont toutes la même impédance, l'onde électromagnétique se propage de la source à la charge sans aucune perte du signal. Par contre, si la source n'a pas la même impédance que les autres éléments de la chaîne de transmission, une partie de l'onde sera réfléchie et renvoyée vers la source. Le rapport d'onde stationnaire ou ROS tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux éléments (ligne de transmission et antenne). Lorsque l'adaptation n'est pas parfaite, la partie de l'onde réfléchie se superpose à l'onde incidente pour ne former qu'une seule onde, appelée onde stationnaire. Par conséquent, La tension est maximale lorsque les ondes incidente et réfléchie sont en phase et minimale lorsqu'elles sont en opposition de phase. L'équation donnant le ROS peut être facilement écrite en fonction du coefficient de réflexion.

$$ROS = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \tag{I.4}$$

Le ROS indique donc directement à quel point l'adaptation d'impédance est bien faite ou non. Lorsque l'impédance est parfaitement adaptée, le coefficient de réflexion est nul et le ROS égal à 1. Au contraire, dans le cas où une impédance de charge donnerait un facteur de réflexion qui tendrait vers l'unité, ce qui signifierait que toute la puissance serait réfléchie, on mesurerait un ROS qui tendrait vers l'infini [10].

#### I.3.1.3. Le gain et la directivité

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

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{Pa/4\pi}$$
(I.5)

Enfin, le gain d'une antenne peut se définir comme le rapport de la densité de puissance rayonnée par l'antenne sur la densité de puissance rayonnée par l'antenne isotrope de référence, dans la même direction, les deux antennes étant alimentées par la même puissance d'excitation. Le gain maximal est relevé sur les diagrammes de rayonnement mesurés en chambre anéchoïque.

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

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{Pr/4\pi}$$
(I.6)

#### I.3.1.4. Le rendement de l'antenne

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

$$\eta_{\text{ray}} = \frac{G}{D} \tag{I.7}$$

On distingue l'efficacité rayonnée de l'efficacité totale. Alors que l'efficacité totale prend en compte les pertes de désadaptation, l'efficacité rayonnée dépend uniquement de la structure géométrique de l'antenne. Elle est fixée par les dimensions, la forme, l'épaisseur et la largeur de métallisation, mais aussi par les pertes dans le substrat diélectrique. Elle représente bien un paramètre intrinsèque à l'antenne. Le rendement de l'antenne ( $\eta_{ray}$ ) ou encore efficacité de rayonnement d'antenne est donc aussi défini comme le rapport de la

puissance utile rayonnée et de la puissance acceptée par l'antenne [11]. Avant de définir les différentes efficacités, il convient de considérer une antenne comme un système dont nous étudions la conservation de l'énergie. La puissance fournie à l'antenne est dissipée par les pertes dans l'antenne et rayonnée dans l'espace libre. Une partie de cette puissance est réfléchie (P<sub>reflechie</sub>) et n'entre pas dans la structure de l'antenne contrairement à l'autre partie qui est injectée (P<sub>injectée</sub>) dans la structure de l'antenne.

La puissance sortant de ce système, est la puissance rayonnée par l'antenne(Pr). La puissance acceptée (Pacceptée) est égale à la puissance injectée moins la puissance des pertes (Ppertes) dans la structure de l'antenne. On peut donc distinguer les différentes puissances mises en jeu dans le processus de rayonnement comme indiqué ci-dessous (Figure I.3).



Figure I.3. Puissances mises en jeu durant le processus de rayonnement [10]

Le rendement d'une antenne est très important et caractérise globalement son comportement mais il peut être très difficile à déterminer. Par exemple, les antennes imprimées ont souvent une très bonne efficacité de rayonnement mais les pertes dues au réseau d'alimentation, au matériau (ou substrat) et aux ondes de surface réduisent considérablement le rendement d'antenne [9]. L'efficacité de rayonnement,  $\eta_{ray}$ , se traduit donc aussi par le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance d'alimentation. Elle est donc définie par l'expression:

$$\eta_{\rm ray} = \frac{Pr}{Pa} \tag{I.8}$$

#### I.3.1.5. Diagramme de rayonnement

La répartition dans l'espace de l'énergie rayonnée ou reçue est caractérisée par le diagramme de rayonnement de l'antenne qui peut être :

a) Soit représenter par la répartition de la puissance par unité d'angle solide dans la direction d'angle solide  $P(\theta,\phi)$  (W /m<sup>2</sup>).

Le diagramme de rayonnement en puissance est défini par le rapport:

$$u(\theta,\varphi) = \frac{P(\theta,\varphi)}{Pmax}$$
(I.9)

Où : Pmax est la densité de puissance maximale mesurée

#### b) Soit tracer en fonction du champ rayonné $E(\theta,\phi)$ (V / m)

Les propriétés des ondes planes permettent d'écrire :

$$P(\theta, \varphi) = \frac{1}{2} \frac{|E|^2}{120\pi} \left(\frac{w}{m^2}\right)$$
(I.10)

Donc, le diagramme de rayonnement en champ est déterminé à partir de la racine carrée de la densité de puissance :

$$r_{champ}(\theta,\varphi) = \sqrt{r(\theta,\varphi)}$$
(I.11)

Il suffit, donc, de connaître l'un de ces deux diagrammes, qui sont souvent exprimés en dB : [12]

$$r_{dB}(\theta,\varphi) = 10\log_{10}(r(\theta,\varphi)) \tag{I.12}$$


Figure I.4. Le diagramme de rayonnement [12]

#### I.4. TECHNOLOGIE ULRA-LARGE BANDE (ULB)

#### I.4.1. Introduction

Les communications sans fil ont connues aujourd'hui un immense développement. Grâce à la forte demande du haut débit et l'épuisement des bandes de fréquence disponibles. La technologie ultra large bande (ULB) semble une solution très prometteuse.

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 présentées. 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 [13].

#### I.4.2. 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 [14].

En 1998, la FCC (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 [15]. 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] définie une DSP (densité spectrale de puissance) inférieure à -41,3 dBm/MHz. Cette DSP correspond à une puissance de champ rayonnée de 500  $\mu$ 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 [19].

#### I.4.3. 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 biphasé : modulation à deux états de phase, similaire à la BPSK mais en mode impulsif [20].

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 : La largeur de bande fractionnelle :

$$LBf = \frac{FH - FL}{Fc} \tag{I.13}$$

et la fréquence centrale  $F_C$ :

$$Fc = \frac{FH + FL}{2} \tag{I.14}$$

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 [21].

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 ULB 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.

#### I.4.4. Règlementation de l'ULB

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 [13].

#### I.4.4.1. Réglementation aux Etats-Unis

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.5 représente le spectre d'émission imposé par la FCC pour les systèmes opérant en intérieur et en extérieur [22].



Figure I.5. Limites d'émission pour les systèmes ULB en intérieur et en extérieur [13]

#### I.4.4.2. Réglementation en 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) qui a pour rôle d'étudier l'impact des systèmes ULB sur les systèmes qui existent déjà et de prendre la décision sur les réglementations du spectre [8]. Par rapport à la réglementation américaine, une proposition plus restrictive a été adoptée par le CEPT en mars 2006 [13].

Le masque d'émission proposé par l'ECC (Electronic Communications Committee) est décrit sur la Figure I.5. 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 environnent) 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 [22]. 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 [13].



Figure I.6. Masque FCC pour l'ULB adapté en Europe

#### I.4.4.3. Règlementation en 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. 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.7), et légèrement plus large puisqu'il était compris entre 2,2 et 10,6 GHz [23].

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 [23].

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 [13].



Figure I.7. Masque d'émission en Asie [13]

#### I.4.5. Caractéristiques de l'ULB

## I.4.5.1. Faible susceptibilité à l'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples

Dans le cas des communications ULB, le signal transmis possède une grande largeur de bande et une impulsion de durée de transmission très courte (< nanoseconde), alors les impulsions réfléchies ont une probabilité extrêmement faible d'entrer en collision avec les impulsions du LOS (line of sight), donc ils peuvent être résolues et additionnées de manière constructive pour donner un gain comparable à celui d'une propagation par trajet unique direct [24, 22].

#### I.4.5.2. Une sensibilité moindre au brouillage

La FCC a fixé pour l'ULB un niveau bas de densité spectrale de puissance en émission (PIRE maximal par MHz : -41.3 dBm). Grâce à cette caractéristique l'interférence avec les autres systèmes est réduite.

#### I.4.5.3. Communications protégées

Les signaux UWB peuvent être transmis à un niveau de densité spectrale de puissance semblable ou inférieur au bruit de fond des récepteurs de radiocommunication classique, et peuvent être transmis avec un code de synchronisation unique à des millions de bits par seconde. Ces caractéristiques permettent la transmission protégée de signaux avec une faible probabilité de détection (LPD) et une faible probabilité d'interception (LPI) [13].

#### I.4.5.4. Faible puissance

La caractéristique la plus importante de la technologie UWB est sans nul doute la faible puissance utilisée. Elle permet de ne pas interférer avec d'autres systèmes à bande étroite .Elle permet ainsi d'améliorer l'utilisation d'un spectre des fréquences très occupé en permettant un « **partage de ce spectre** » avec d'autres systèmes sous licence.

#### I.4.5.5. Simplicité relative des systèmes

La transmission ULB est sans porteuse, donc les données ne sont pas modulées avec une onde sinusoïdale, comme pour la technologie à bande étroite et à large bande. La transmission sans porteuse exige moins de composants RF. Pour cette raison l'architecture des émetteurs/récepteurs ULB est plus simple. Ce qui pourrait se traduire par des coûts inférieurs de l'équipement [13].

#### I.4.5.6. Propriétés de pénétration

Les systèmes ULB peuvent pénétrer de façon efficace dans différents matériaux. Les basses fréquences incluses dans la large gamme du spectre de fréquence de l'ULB ont des longueurs d'onde relativement grande, ce qui permet aux signaux ULB de pénétrer dans de variété de matériaux, Cette propriété rend la technologie ULB viable pour des communications à travers les murs et des radars à pénétration au sol (Ground Penetrating radar GPR) ainsi que le domaine médicale [25].

#### I.4.5.7. Capacité d'un canal de transmission

D'après le théorème de Shannon, la capacité C d'un système, en fonction de la largeur de bande B et le rapport signal sur bruit *SNR* est donné par la formule suivante :

$$C = B \log 2(1 + SNR) \tag{I.15}$$

D'après l'équation (I.15), la capacité d'un système croit linéairement avec la bande passante et seulement logarithmiquement avec le SNR. Pour augmenter la capacité, il vaudra mieux augmenter la bande passante que le SNR ce qui est réalisé par l'ULB [26].

#### I.4.6. Les systèmes ultra large bande

Dans le domaine des transmissions ULB, deux systèmes sont en concurrence. Il s'agit d'une part des systèmes radio-impulsionnelles, et d'autre part des systèmes multi-porteuses.

#### I.4.6.1. Système ULB impulsionnel (IR-UWB)

Il est fondé sur l'émission d'impulsion de très courte durée, il s'agit de l'approche mono-bande ou en anglais IR-UWB (Impulse Radio). Ces impulsions sont émises sous forme de train d'impulsions. Une simple répétition de ces impulsions à intervalle de temps régulier et sans modulation ne contient aucune information. Cependant, pour pouvoir établir une transmission de valeur, il faut coder ces trains d'impulsions. Ainsi un même code est attribué à chaque utilisateur bénéficiant d'un canal et qui ne peut être détecté que par le récepteur respectant le même code. Ce canal est alors transparent à tout autre usager ou système de communications. Pratiquement, les symboles sont composés d'une ou plusieurs trames. Les modulations généralement utilisées sont les modulations classiques suivantes qui peuvent être binaires ou M-aires : PAM, OOK, PPM, BPSK, ou encore par une combinaison de modulations en phase et en amplitude.



Figure I.8. Système ULB impulsionnel et système à bande étroite

#### I.4.6.2. Système ULB multi-bande (MC-UWB)

Il est fondé sur l'utilisation simultanée de plusieurs porteuses MC-UWB (pour Multi-Carrier UWB), il s'agit de l'approche multi-bande où la bande de fréquence [3.1-10.6] GHz est subdivisée en 14 sous-bandes de 528 MHz. Qui sont réparties en cinq groupes différents comme montre la figure I.9 la modulation utilisée dans chaque sous-bande est l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui a été proposée par le groupe MBOA (Multi-Bande OFDM Alliance) [22].



Figure I.9. Principe de la base des systèmes ULB multi-bande.

#### I.4.7. Les applications de l'ultra large bande

Il existe trois grandes catégories d'applications principales pour les systèmes ULB : la détection, la géolocalisation, et les communications sans fil. Les deux premières ne demandent pas un gros débit d'information, mais nécessitent une bonne précision sur de grandes distances et une robustesse aux trajets multiples, tandis que les communications sans fils peuvent tirer profit des très hauts débits à courte portée par la technologie ULB. Les bandes de fréquences pour ces applications sont :

- Bande de fréquence >1GHz : radar
- Bande 1.99-10.6 GHz : applications médicales (imagerie)
- Bande 3.1-10.6 GHz : système de communications sans fil et application liées à la localisation.
- Bande 1-11 GHz : application multimédia (3G, 4G, Wimax....etc.) [22].

#### I.4.7.1. Applications liées au radar

De nos jours les systèmes radars doivent être capables de détecter plusieurs types de cibles (véhicules, cibles humaines, mines, armes,...). De plus elles peuvent être dissimulées ce qui rend leur détection encore plus difficile (végétation, bâtiments, sols,... etc.).

Les systèmes radars doivent généralement être les plus discrets possibles afin de ne pas être détectables. Leur encombrement doit être limité afin de pouvoir être intégré et embarqué sur des systèmes aéroportés tout en étant capable de détecter, localiser et identifier les cibles et leurs déplacements. Enfin ils doivent avoir une bonne résolution. Cette résolution est définie en distance par :

$$\Delta R = \frac{C}{2Bp_{Radar}} \tag{I.16}$$

 $Bp_{Radar}$ : la bande passante du Radar

*C* : la célérité de la lumière [19].



Figure I.10. Application de l'ULB liées au radar [24]

Le principe général du système d'émission consiste en l'association d'un générateur délivrant une impulsion ultra rapide et d'une antenne adaptée permettant le rayonnement de tout le contenu spectral de l'impulsion. L'impulsion rayonnée reproduit alors approximativement le signal d'entrée. Le signal temporel réfléchi par la cible est très différent de l'impulsion émise. Les modifications de l'allure de l'impulsion réfléchie par rapport à celle émise apparaissent sur le spectre fréquentiel. Au niveau de la réception, un oscilloscope (ou échantillonneur) couple a une deuxième antenne de réception permet l'acquisition du signal dans le domaine temporel. Le passage dans le domaine fréquentiel (si nécessaire) se fait par transformée de Fourier [19].

#### I.4.7.2. Applications médicales

Les impulsions électromagnétiques ULB peuvent pénétrées à travers le corps humain et par conséquent elles peuvent être employées pour la formation d'image médicale. Le corps et le tissu de masse différente ont des indices de réflexions différents. Les signaux ULB étant des impulsions de courte durée, peuvent facilement exploiter la différence dans des indices de réflexion pour donner une image plus claire des organes, y compris des mouvements. Plusieurs organes peuvent êtres sondés par ULB tels que : les cordes vocales, les vaisseaux sanguins, les intestins, le cœur, les poumons, la poitrine, la vessie et le fœtus (figure I.11) [25].



Figure I.11. (a) La détection de l'os, (b) Fœtale détecter

#### I.4.7.3. Applications liées aux communications

La technologie ULB permet la transmission de données sans fil entre un hôte (par exemple, un pc de bureau) et des périphériques associes tels que les claviers, souris, imprimante, etc. ce transfert de données peut aller de 100 kbps pour une souris sans fil à 100 Mbps pour le partage de fichiers ou le téléchargement des images et des fichiers. Des applications supplémentaires concernent la diffusion du contenu multimédia numérique entre les appareils électroniques (téléviseurs, magnétoscopes numériques, audio cd / dvd et un lecteur mp3, et ainsi de suite).

En résume, la technologie ULB est considérée comme ayant un fort potentiel pour des applications qui à ce jour n'ont pas été remplies par d'autres technologies sans fil à courte portée actuellement disponibles, telles que, 802.11 LAN et PAN Bluetooth (Figure I.12).

Les nouvelles applications ULB sont prévues également pour les réseaux de capteurs. Ces réseaux combinent faible consommation d'énergie, communications à bas et moyen débit (50 kbps à 1 Mbps) avec une portée maximale de 100 m avec des capacités de positionnement.



Figure I.12. Exemple de scénario applicatif multimédia pour les communications ULB haut débit

#### I.4.7.4. Localisations et suivi

Comme le GPS, l'Ultra large bande peut être utilisé pour localiser ou détecter un objet ou une personne. Traditionnellement, dans un entrepôt industriel, pour localiser un objet spécifique sur une palette spécifique dans un conteneur spécifique, on utilise la technologie d'identification par radiofréquences ou RFID (Radio-Frequency IDentification). Mais cette technologie n'est pas robuste dans un environnement multi-trajet, ce qui peut causer des mauvaises lectures d'objets, des abandons d'objets et donc de nombreuses erreurs. Il faut ajouter aussi que cette technologie a une précision relativement faible (de moins de 30 cm). La technologie ULB est quant à elle beaucoup plus robuste dans un environnement complexe. Aujourd'hui il existe un système ULB de localisation commercial, fonctionnant dans Ultra bande Large (figure I.13) [22].

Concernant les personnes, le système de localisation en temps réel RTLS (Real Time localiszation system) est basé sur la technologie Ultra - large bande (UWB) et permet de localiser et suivre des personnes avec une précision de 5 - 30 cm à l'intérieur et à l'extérieur des bâtiments. Le système est caractérisé par une haute précision et suffisamment robuste pour les environnements industriels. Ce type de précision est inaccessible aux systèmes à base de GPS à l'intérieur d'un bâtiment [27].



Figure I.13. Solutions RFID pour localisation d'objets [27]

#### I.4.8. Avantages et inconvénients de l'ULB

Le tableau I.2 récapitule les avantages et les inconvénients de l'Ultra Large Bande.

AVANTAGES	INCONVENIENTS	
- Débit important pour un Wireless Local Area	- Possibilité d'interférence :	
<ul> <li>Network (WLAN).</li> <li>Bonne capacité de pénétration dans les murs et obstacles.</li> <li>Précision temporelle élevée.</li> <li>Possibilité d'une architecture commune pour les applications de communications, de localisation et de radar.</li> </ul>	l'inconvénient principal de l'UWB se	
	base sur un fait disant qu'elle interfère avec certains standards tels que le GPS à cause de la bande de fréquence 3.1 GHz et 10.6	
		GHz.
		- Réduction des évanouissements causés par
	les trajets multiples.	faible densité spectrale, la portée du
- Consommation électrique maitrisable.	signal UWB se limite à quelques dizaines	
	de mètres.	

Tableau I.2. Les avantages et les inconvénients de L'ULB

#### **I.5. LES ANTENNES ULB**

Après avoir présenté la technologie Ultra Large Bande (ULB), il est très indispensable de s'intéresser aux antennes ULB qui représentent les dispositifs principaux de n'importe quel système sans fil. Dans cette partie, on va présenter les différents types d'antennes ULB qui sont couramment utilisées. Ces antennes ont été classées selon certaines

propriétés: particularités géométriques ou spécificité du diagramme de rayonnement (antenne omnidirectionnelle ou directive).Toutes ces antennes possèdent des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences. Les antennes ULB peuvent être réparties en trois classes différentes.

#### I.5.1. Les antennes indépendantes de la fréquence

Les antennes indépendantes de la fréquence ont été définies par Rumsley et Dyson en 1957. Ces antennes sont caractérisées par les angles géométriques formant la structure de l'antenne, leurs caractéristiques en termes de diagramme de rayonnement et d'impédance d'entrée restent virtuellement inchangées sur une bande de fréquence quasiment infinie. En effet, il est connu que si l'on multiplie toutes les dimensions de l'antenne par un facteur  $\alpha$ , l'ensemble de ses performances restent inchangées, seule la fréquence de fonctionnement augmente du même facteur  $\alpha$  [25].

Ces antennes peuvent être divisées en deux catégories :

- les antennes log-périodiques.
- les antennes équi-angulaires.

#### I.5.1.1. Les antennes equi-angulaires

#### a) Antennes spirales logarithmiques

L'antenne spirale logarithmique (figure I.14) est une structure définie uniquement par les angles. De plus, à chaque fréquence, seule une certaine région de l'antenne correspondant à une longueur d'onde participe au rayonnement, ce qui atténue fortement les courants au-delà de cette région, elle remplit donc bien les conditions de dessin d'une antenne indépendant de la fréquence [28].

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.

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. Les antennes spirales créent des champs maximaux dans les directions normales au plan de la spirale, ce qui implique un rayonnement bidirectionnel, mais assez peu directif avec des gains typiquement de 4 dB. A une fréquence, seule une partie de la spirale rayonne. La zone se trouvant plus au centre se comporte alors comme une ligne d'alimentation [28].



Figure I.14. Antenne spirale logarithmique imprimée

#### b) Antennes spirales coniques

L'antenne spirale conique (figure I.15) est la version à 3 dimensions de l'antenne spirale logarithmique, le principe de fonctionnement équi-angulaire est donc le même, et l'antenne est dimensionnée identiquement sur une très large bande de fréquence [25].



Figure I.15. Antenne spirale conique

#### c) Antennes à spirale d'Archimède

Cette antenne formée de deux spirales (figure I.16) possède un rayonnement analogue à celui de la spirale logarithmique. Ce type d'antenne est plus utilisé que les antennes à spirale logarithmique car, à performance égale (même bande passante), cette structure est plus compacte que la spirale logarithmique: L'étalement linéaire des brins de la spirale permet de faire plus de tours par unité de surface que l'antenne équi-angulaire. Sa bande passante est de plusieurs octaves et est limitée par les rayons externes de la spirale, sa polarisation est circulaire et son diagramme de rayonnement bidirectionnel [29]. En général, pour une spirale à deux brins, le deuxième brin est obtenu par une rotation de 180° du premier.



Figure I.16. Antenne spirale d'Archimède à deux brins

#### I.5.1.2. Les antennes log-périodiques

Il existe trois types d'antenne log-périodique :

- Antenne log périodique trapézoïdale
- Antenne log périodique circulaire
- Antenne dipôle log périodique

Le concept d'antenne log-périodique a été introduit par Duhamel et Isbell en 1958. Ce type d'antenne est conçu à l'aide de deux paramètres : le taux de périodicité  $\tau$  et l'angle  $\alpha$ . Le taux de périodicité est le rapport de la distance entre deux éléments rayonnant (*Rn* et *Rn*+1) (Figure I.17). La périodicité des éléments s'effectue en  $ln(\tau)$ , d'où le nom donné à ces antennes. Plus ce taux se rapproche de 1, plus l'antenne peut être considérée comme indépendante en fréquence. La dimension maximale des antennes log-périodique est égale à  $\lambda/2$ . L'angle  $\alpha$  (défini en figure I.17) définit la longueur maximale et minimale des éléments rayonnants de l'antenne. La directivité de l'antenne peut être augmentée avec la diminution de  $\alpha$  et l'augmentation de  $\tau$ . L'antenne est alimentée en son centre par une ligne bifilaire d'impédance caractéristique de 50 Ohms. Le comportement de ces antennes est dispersif, leur centre de phase se déplaçant en fonction de la fréquence [30].



Figure I.17. (a) Antenne log-périodique trapézoïdale, (b) Antenne log-périodique Circulaire, (c) Antenne dipôle log-périodique

Les antennes log-périodique sont constituées d'éléments rayonnants dont les dimensions se déduisent les unes des autres par des homothéties de rapport  $\tau$ . La longueur de ces éléments le long de l'antenne est définie par les deux angles  $\alpha$  et  $\beta$  présentés en Figure I.17. La largeur et la position des éléments se déduisent du rapport :

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{r_{n+1}}{r_n}$$
(I.17)

La taille des éléments est égale à  $\lambda/4$ . Le rayonnement de cette antenne s'effectue de manière bidirectionnelle par rapport au plan de l'antenne. La polarisation est linéaire suivant la direction des dents de l'antenne. Dans le cas de l'antenne dipôle log-périodique l'angle  $\beta$  est nul, ses éléments rayonnants sont de simples dipôles demi-onde à diamètre constant et son rayonnement est omnidirectionnel dans le demi-espace contenant l'antenne [30].

#### I.5.2. Les antennes directive

#### I.5.2.1. Les antennes à transition progressive

Les antennes à fente à transition progressive (TSA Tapered Slot Antenna) 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 50 $\Omega$ , à l'impédance en espace libre,  $120\pi \Omega$ . L'avantage de ces structures est qu'elle ne présente pas de structures résonnantes et qu'elles sont facilement imprimables sur substrat. L'antenne la plus connue de cette catégorie est l'antenne **Vivaldi** proposée en 1979 par Gibson, 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. 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 [31-32].

Le profil de ces ouvertures peut prendre différentes formes comme il est montré sur la figure I.18 : profil linéaire (antennes LTSA), profil constant (antennes CWSA), profil linéaire par morceau (BLTSA) ou encore profil exponentiel (antenne Vivaldi).



Figure I.18. Différents profils d'antennes à transition progressive (TSA)

#### I.5.2.2. Les antennes cornet

Avec des caractéristiques intrinsèques larges bande, les antennes cornets (figure I.19) sont très peu dispersives. Cependant, elles sont encombrantes et leur coût de production est élevé [33].



Figure I.19. Exemple de cornet ULB

#### I.5.3. Les antennes élémentaires

Cette catégorie d'antennes ULB est sûrement la plus représentée et utilisée en télécommunications. Elles représentent une évolution de simples dipôles ou monopôles qui ont des comportements très bien étudiés et développés dans plusieurs ouvrages. En effet, l'une des caractéristiques principales des dipôles est la variation de leur bande passante qui augmente en fonction du diamètre et de la surface de leur cylindre rayonnant. Cette particularité a abouti à plusieurs formes géométriques d'antennes, évasées, coniques, rondes, elliptiques, triangulaires et rectangulaires. Ces antennes sont relativement compactes, ont des caractéristiques de rayonnement omnidirectionnel, et suivent les principes de dimensionnement des antennes monopôles et dipôles [28].

#### I.5.3.1. Les antennes biconique

Les antennes biconiques ont été imaginées en 1943 par Schelkunoff. Le concept de l'antenne biconique est basé sur le fait qu'un dipôle construit à l'aide d'un fil épais offre une bande passante plus grande que s'il est construit avec un fil fin. Ce concept peut être étendu pour obtenir une bande passante encore plus importante en utilisant des conducteurs évasés. La structure biconique est montrée sur la figure I.20. Ces antennes sont très peu directives et présentent donc de faibles gains, inferieurs à 5dB. Leur diagramme de rayonnement est très proche de celui des dipôles [22].



Figure I.20. Antenne biconique.

#### I.5.3.2. Antenne discône

La figure I.21 illustre l'antenne discône qui est à propos une antenne biconique dont l'un des cônes est remplacée par un plan de masse infini qui peut être circulaire ou rectangulaire remplaçant le second cône de l'antenne biconique. Ce qui fait que la structure totale de l'antenne est constitué d'un disque et d'un cône d'où vient son appellation [28].

Le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel dans le plan horizontal, mais favorise le demi-espace contenant le cône en élévation, ce qui permet d'avoir une directivité plus importante que l'antenne biconique. Son gain est légèrement plus élevé que celui d'une antenne biconique finie du fait de l'utilisation d'un plan de masse fini [25].



Figure I.21. Antenne discône.

#### I.5.3.3. Antenne papillon (bow-tie)

L'antenne papillon d'après la figure I.22 représente est la version plane de l'antenne biconique. Elle dévoile 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  $\lambda/2$ . Le diagramme de l'antenne présente un rayonnement de type dipôle, omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à celui de l'antenne. Les gains obtenus sont compris entre 0 et 3 dB [30].



Figure I.22. Antenne papillon.

#### I.5.3.4. Antenne monopôle plan

#### a) Monopole circulaire/ elliptique

C'est la première antenne large bande du type monopoles plans qui a été conçue et réalisée en 1992 par Honda (figure I.23).



Figure I.23. Exemple de réalisation pratique d'un monopôle circulaire.

Le monopole circulaire plan est de forme circulaire avec un plan de masse de dimensions

supérieures à une longueur d'onde maximale pour éviter les réflexions qui proviennent du plan de masse. L'élément peut être de forme elliptique, cependant un fort rapport d'ellipticité dégrade la bande passante de l'antenne. L'antenne planaire de forme elliptique a été la première antenne large bande commercialisée [22].

#### b) Le monopôle triangulaire

La version planaire de l'antenne conique est le monopôle triangulaire, elle est constituée d'un élément rayonnant en forme de triangle plat monté sur un plan de masse. Le diagramme de rayonnement de cette antenne est à peu près omnidirectionnel dans le plan azimutal, même si l'absence de symétrie de révolution amène quelques variations dans ce plan par rapport au monopôle conique [25]. La géométrie d'un monopole triangulaire est donnée dans la figure I.24.



Figure I.24. Géométrie d'un monopole triangulaire

#### c) Monopôle trapézoïdal

Le monopôle trapézoïdal est proposé comme étant une variation d'un monopôle carré dont on fait varier les largeurs de l'élément rayonnant. De même, que pour les autres monopôles, les dimensions du plan de masse doivent également être suffisantes afin de ne pas dégrader les performances de l'antenne en termes de bande passante ou de rayonnement [29].

#### d) Monopôle papillon

Le monopôle papillon est également une variation autour du monopôle carré afin d'augmenter la bande passante, l'élément rayonnant est pincé à mi-hauteur dessinant la forme du papillon [29].

#### I.5.3.5. Monopôles imprimés à plan de masse réduit

Dès lors que l'on réduit la taille du plan de masse, le principe des images n'est plus adapté à la compréhension de ces antennes. Le plan de masse devient une partie intégrante de l'antenne et peut si l'on y prend pas garde, lui aussi rayonner. La famille des antennes monopôles imprimées permettent, de son côté, d'avoir une large bande passante tout en gardant des performances en rayonnement stable et des diagrammes de rayonnement omnidirectionnels. La technologie imprimée permet d'avoir plus de liberté sur la forme géométrique des éléments rayonnants et de leur plan de masse. Cela permet d'ajouter des paramètres dans la conception afin d'augmenter la bande passante, contrôler la directivité ou aussi de réduire l'encombrement de l'antenne. Grace à leur faible encombrement, les antennes monopôles planaires peuvent être facilement intégrées dans des circuits RF ainsi que des dispositifs ULB et en raison de leur facilité de fabrication [30, 34]. La figure I.25 montre des dessins typiques proposés avec différentes formes de polygones (rectangulaires, trapézoïdale, circulaires, elliptiques ... etc.) pour les applications ULB.

Il existe principalement deux modes d'alimentation pour ces antennes : par ligne micro-ruban ou par guide coplanaire. En réalité la longueur de ces lignes d'alimentation influe sur les performances de l'antenne. En plus, L'adaptation d'impédance est fortement tributaire de la distance entre la partie rayonnante et le plan de masse. Une des techniques employées pour optimiser la bande passante d'adaptation de l'antenne est de modifier à

l'aide des marches d'escaliers (steps) ou d'encoches (notches) la partie de l'antenne en regard du plan de masse (figure I.25).



Figure I.25. Quelques géométries d'antennes Monopôles planaires ULB

Dans le cadre de cette thèse, nous avons choisi d'utiliser le monopôle imprimé à plan de masse réduit afin de concevoir des nouvelles géométries d'antennes compactes pour les applications ULB.

#### **I.6. CONCLUSION**

Ce premier chapitre a fait l'objet de généralités sur les antennes et le rôle important qu'occupent dans une chaine de transmission. Nous avons étudié brièvement et en particulier les antennes imprimées dont nous avons présenté leurs définitions, leurs avantages et inconvénients. Après, les caractéristiques électriques d'une antenne (impédance d'entrée, coefficient de réflexion, rapport d'onde stationnaire) et de rayonnement (gain, efficacité, diagramme de rayonnement) ont été présenté.

Nous avons étudié aussi dans ce chapitre la technologie Ultra Large Bande (ULB), en passant par sa définition, sa réglementation, ses caractéristiques, les nombreux domaines d'application tels que la localisation et la suivie des personnes Indoor et Outdoor (à l'intérieur et l'extérieur) des bâtiments ou des usines, ses avantages et ses inconvénients. Nous avons aussi focalisé notre étude sur l'état de l'art des antennes ULB, leurs classes ainsi que leurs caractéristiques. Dans le cadre de notre contribution de recherche, nous avons choisi d'appliquer le concept fractal sur les antennes imprimées ULB et de bénéficier de ces avantages tels que l'élargissement de la bande passante et la réduction de la taille de l'antenne. Donc dans le second chapitre, nous nous intéresserons à l'étude théorique de la géométrie fractale et les antennes fractales.

### Références bibliographiques du chapitre I

[1] Odile Picon et Coll : « Théorie des antennes, conception et application». Paris; Dunod-2009 ( ISBN 978-2-10-054245-1).

[2] C .A Balanis : «Antenna theory: analysis and design», Arizona State University, John Wiley and Sons, Inc-1997.

[3] Fabien Ferrero: «Reconfiguration dynamique d'antennes imprimées en directivité et polarisation»; Thèse de doctorat de l'université de Nice-Sophia Abtipolis, spécialité électronique-2007.

[4] Xin Wang, Lan Yao, Fujun Xu, Dongchun Zhou et Yiping Qiu: «Design and characterization of conformal microstrip antennas integrated into 3D orthogonal woven fabrics »; Journal of Engineered Fibers and Fabrics-2012, Vol 7-issue 2.

[5] C .A. Balanis: « Antenna theory analysis and design », Hoboken, New Jersey, John Wiley and Sons, Inc, 2005.

[6] John L. Volakis: « Antenna engineering », HANDBOOK, Université Stuttgart, 2007.

 [7] J.J. LEE, << Numerical methods makes lens antennas practical >>, MicroWave, Vol.21, N°9, September 1982 – pp 81-84.

[8] Paul F. Combes « Micro-ondes, Circuits passifs, Propagation, Antennes cours et exercices », (2<sup>eme</sup> édition) DUNOD, 2001.

[9] F.M Mbango: «Contribution à la caractérisation de matériaux utilisés en microélectronique radiofréquence». Grenoble; Thèse de l'université Joseph FOURIER-2008.

[10] BENAMARA .H, SMAIL .D « Conception d'antennes pour le système de mesure de distance (DME) » Master, Université saad dahleb blida-1-2019.

[11] A.Pelov: ‹‹Mobility models for wireless networks››; Thèse de doctorat de l'université de Strasbourg-2009.

[12] MAZOUZ .I, MZARA .T « Etude et conception d'une antenne ultra large bande à double bandes rejetées en utilisant la géométrie Fractale » Mémoire de Master, Université Ziane Achour de Djelfa, 2019.

[13] Sultane Samia, « Etude et caractérisation d'antennes imprimées pour système ultralarge bande », Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider, Biskra, Novembre 2015. [14] K, Siwiak, « Ultra-wideband radio: A new pan and positioning technology » IEEE Vehicular Technology Society News, February 2002, pp 4 – 9.

[15] E. Docket n° 98-153 – « Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Federal Communications Commission » en Feb 14, 2002.

[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] FCC - « First report and order »- ET Docket No. 98-153. Rapport, Federal Communication Commission, April 2002.

[19] Guillaume Clementi, "Conception et Caractérisation Fréquentielle et Temporelle d'Antennes Réseaux Planaires à Très Large Bande Passante", Thèse de doctorat, LEAT, Sophia Antipolis, Novembre 2011.

[20] https://fr.wikipedia.org/wiki/Ultra\_wideband.

[21] 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.

[22] Laurence Babour, "Etude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsionnel", Thèse de doctorat de l'institut Polytechnique de Grenoble, Mai 2009.

[23] Philippe Lombard, "Etude 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, Décembre 2007.

[24] Kebbab Radhwane, "Conception d'antennes ultra large bande en technologie imprimée", Thèse de magister télécommunication, Université de Abou Bakr Belkaid-Tlemcen, 2010.

[25] Zitouni Ahmed, "Etude et conception d'antennes ULB standards et à bandes rejetées",Thèse de doctorat, Université de Abou Bakr Belkaid-Tlemcen, juin 2014.

[26] Tahri Tarik, " Systèmes radars coopératifs multi-modes pour la détection, l'identification des obstacles sur les voies, la localisation et la transmission de données trains infrastructures", Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, Septembre 2014.

[27] http://www.woxuuwb.com/real-time-location-system/uwb-rtls.html

[28] N. Fortino, "Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour les systèmes ULB impulsionnels", Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, 2006. [29] Barkat Abdelmounaim, "Conception d'antennes ultra large bande (ULB) pour imagerie micro-onde", Mémoire magister, université Abou Bakr Belkaid de Tlemcen, 2013.

[30] H. Nikookar and R. Prasad, "Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications", Springer Science & Business Media B.V. 2009.

[31] Jérémy Valleau, "Miniaturisation d'antennes très large bande pour applications spatiales", Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Décembre 2016.

[32] Xavier Begaud, "Ultra Wide Band Antennas", 1st ed. Wiley. 2013.

[33] Amina. Larouci, Soundous Rania. Maamri, "Conception et simulation d'une antenne imprimée planaire avec une bande rejetée", Mémoire Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, Juin 2018.

[34] B. I. Lembrikov, "Novel Applications of the UWB Technologies", Edition Boris Lembrikov, Second Edition, 2016.

# **CHAPITRE II**

## CONTEXTE GENERALE SUR LA GEOMETRIE FRACTALE

#### **II.1. INTRODUCTION**

Depuis que la géométrie a été axiomatisée par les éléments du mathématicien grecque Euclide (environ trois siècles avant JC), qui est basées sur cinq postulats essentiels : les points, les segments, les droites, les demi-droites, et leurs propriétés d'incidence (la **règle**), ainsi que les cercles (le **compas**). Les mathématiciens se sont largement intéressés aux ensembles et aux fonctions auxquels les méthodes de calcul de ces modèles peuvent être appliquées. Par contre les objets et les formes qui ne sont pas suffisamment lisses ou réguliers ont eu tendance à être ignorés et ne méritant pas d'être étudiés. Certes, ils étaient considérés comme des curiosités individuelles et rarement pensés comme une classe à laquelle une théorie générale pourrait s'adresser en vigueur.

Ces dernières décennies, cette attitude a changé. On s'est rendu compte que beaucoup de formes et objets qui sont régis à des fonctions non lisses et irrégulières peuvent être étudiés, et vaut la peine d'être étudiés, avec les travaux effectués par plusieurs mathématiciens du siècle dernier ou du début du siècle : l'ensemble de Cantor, décrit par Georg Cantor en 1872, les courbes de Peano et d'Hilbert, imaginées par Giuseppe Peano en 1890 et David Hilbert en 1891, les fonctions de Weiertrass, décrites par Karl Weiertrass en 1815, la courbe de Koch, décrite par Helge Von Koch en 1904, le tapis et le tamis de Sierpinski imaginés par Waclaw Sierpinski en 1916, ou l'ensemble de Julia décrit par Gaston Julia en 1918. Ces objets considérés par plusieurs comme des «monstres» seront plus tard, la source d'inspiration de Mandelbrot qui l'amènera à fonder une nouvelle branche des mathématiques soit la géométrie fractale [1].

Le mérite de Mandelbrot est d'avoir introduit le concept de géométrie fractale pour la première fois dans la première édition de son livre « les objets fractals : forme hasard et dimension » paru en 1975 [2]. Et aussi d'avoir trouvé ce qu'il y avait de commun à des choses aussi diverses que certaines figures géométriques insolites, la longueur des côtes, la distribution des galaxies et beaucoup des choses encore. Donc, son mérite fut de faire tous ces rapprochements et de développer un domaine mathématique complètement récent, destiné à décrire plusieurs structures ou phénomènes naturels. Mandelbrot a donc abordé toutes sortes de sujets dont beaucoup avaient été étudiés par d'autres, mais il fut le premier à présenter l'existence des « fractals », à apporter aux mathématiques l'émergence de ce concept, à découvrir et à analyser théoriquement les lois générales qui les rapprochent et surtout à montrer que nous sommes, en fait, entourés naturellement d'objets fractales.

#### **II.2. DEFINITIONS**

D'après B. Mandelbrot, les objets fractals (1975) [2] :

*Définition 1* : Le terme « fractal » signifie fractionné à l'infini, du latin (« fractus » dérivé du verbe « frangere », briser). Une définition à la fois précise et générale d'un objet fractal est difficile ; nous le définirons avec Mandelbrot comme un ensemble qui présente des irrégularités à toutes les échelles.

*Définition 2 :* Fractal, (pl. fractals), adj. se dit d'une figure géométrique ou d'un objet naturel qui présente la même irrégularité à toutes les échelles et dans toutes ses parties. On dit que cet objet est auto-similaire ou symétrique par changement d'échelle (cela fait appel à la notion d'homothétie interne qui est la répétition de formes, de structures, à plusieurs niveaux d'agrandissement).

#### **II.3. PROPRIETES DU FRACTALE**

#### **II.3.1.** Dimension fractale

Dans la géométrie euclidienne, on sait qu'un point a une dimension nulle (D=0), qu'une droite a pour dimension D=1, que la dimension d'une surface est D=2 et que celle d'un volume est D=3. Nous sommes donc habitués à des objets dont la dimension (D) est un nombre entier 1, 2 ou 3. Mais il n'est pas précisé quelle serait la dimension d'une série de points sur une ligne, une courbe irrégulière et plane, une surface pleine de convolutions. La dimension fractale est donc un nombre qui mesure le degré d'irrégularité ou de fragmentation d'un objet ou qui mesure la rugosité d'une surface. La dimension fractale est une fraction ou un nombre irrationnel ( $\pi$ , 1.23, etc.) ou un entier (Peano).

Certains mathématiciens se sont rendu compte qu'il existait des solutions plus sophistiquées pour définir ou expliquer cette dimension non entière. Le travail fondamental est celui de Félix Hausdorff (1919), approfondi ensuite par Besicovitch en 1935 [2]. Pour des fractales constituées de N copies d'une certaine forme originale, construites à chaque itération et pondérées par un facteur de similarité S, la relation de la dimension fractale est définie par [3,4] :

$$D = \frac{\log N}{\log(\frac{1}{5})} \tag{II.1}$$

#### II.3.2. Autosimilarité

Une autre propriété des fractales est l'autosimilarité [5, 6], c'est à dire qu'une fractale est semblable quelle que soit l'échelle à laquelle on la regarde. La courbe de Von Koch figure II.7, est une illustration de cette notion « Remarque capitale, à n'importe quel grossissement qu'on examine la "courbe" on observera les mêmes détails » Ceci est une propriété importante de toute structure fractale désignée par les termes **autosimilarité, homothétie interne** ou encore **invariance d'échelle.** 

Cette propriété s'explique par le fait que toute image fractale est engendrée par un processus d'itération théoriquement infini. Cependant dans de nombreuses fractales obtenues à partir de fonctions mathématiques, les détails sont simplement similaires sans être strictement identiques. Il en est de même pour les structures fractales observées dans les objets naturels.

Les images fractales théoriques ont donc une propriété que ne montre aucune autre figure géométrique ou aucune courbe mathématique : on peut zoomer dedans à l'infini, on observera toujours de nouveaux détails. C'est cet aspect particulier de la notion d'infini qui rend les fractals si fascinants et qui a contribué à leur popularité. Cette propriété est largement exploitée par les créateurs d'images fractales calculées par ordinateur figure II.1.



Figure II.1. Exemple d'image fractale produit par ordinateur

44

#### II.3.3. Irrégularité à toutes les échelles

Un objet est irrégulier à toutes les échelles si, même en le regardant de plus en plus près (par exemple avec un zoom), il apparaît toujours irrégulier (non lisse) (figure II.2). Les courbes différentiables n'ont pas cette propriété. Si on regarde de plus en plus près une courbe différentiable, au bout de quelques agrandissements, la portion de la courbe regardée a l'allure d'une droite (en fait, elle finit par se confondre avec sa tangente près du point regardé).



Figure II.2. Irrégularités d'un objet fractal

#### **II.4. LES PREMIERES MONSTRES**

Durant près de 50 ans, les mathématiciens ont créé plusieurs figures aux propriétés non-intuitives, généralement dans le but de trouver des contre-exemples à des croyances mathématiques. Ces objets considérés par plusieurs comme des «monstres» seront plus tard, la source d'inspiration de Mandelbrot qui l'amènera à fonder une nouvelle branche des mathématiques soit la géométrie fractale [2].

#### II.4.1. Une courbe continue sans dérivée

La première courbe débuta en 1875 lorsque *Karl Weierstrass* donne le premier exemple explicite de fonction continue n'ayant de dérivée en aucun point [2].

$$W_0(t) = (1 - w^2)^{1/2} \sum_{n=0}^{\infty} w^n \exp(2\pi i b^n t)$$
(II.2)

Où  $b > 1 \in \mathbb{R}$  et *w* s'écrit soit  $w = b^H$  avec 0 < H < 1 soit  $w = b^{D-2}$  avec 1 < D < 2[18][5]. Cette fonction W0(t) à la caractéristique d'être continue partout mais nulle part dérivable.





Comme la Figure II.3 le montre la fonction de Weierstrass présente une autosimilitude : chaque zoom (cercle rouge) est similaire au tracé global.

#### II.4.2. L'ensemble triadique de Cantor

L'ensemble de Cantor (ou ensemble triadique de Cantor, ou poussière de Cantor) est un sous-ensemble remarquable de la droite réelle construit par le mathématicien allemand Georg Cantor défini en 1877 et publié en 1883 [7, 8].

Il s'agit d'un ensemble fermé de [0,1], d'intérieur vide. Il sert d'exemple pour montrer qu'il existe des ensembles non dénombrables mais négligeables au sens de la mesure de Lebesgue. C'est aussi le premier exemple de fractale (bien que le terme ne soit apparu qu'un siècle plus tard), et il possède une dimension fractionnaire au sens de Hausdorff.

Il admet enfin une interprétation en terme de développement des réels en base 3. Pour cette raison, il est souvent noté K<sub>3</sub>. On le construit de manière itérative à partir du segment [0,1] en enlevant le tiers central ; puis on réitère l'opération sur les deux segments restants, et ainsi de suite. On peut voir les quatre premières itérations du procédé sur le schéma de la figure II.4 :

 	Itération 0
 	Itération 1
 <u> </u>	Itération 2
 	Itération 3

Figure II.4. Poussière de Cantor

#### II.4.3. Une ligne qui remplit un carré

En 1890 Peano et Hilbert construisirent presque simultanément une courbe qui remplit un carré. Dans le premier cas, Peano a proposé une série de courbes semblables. Sa construction la plus célèbre consiste tout d'abord à tracer une diagonale du carré. Pour réaliser la deuxième étape, on subdivise le carré initial en neuf carrés congrus et on parcourt tous les carrés en passant par une de leurs diagonales d'un seul trait de crayon tel qu'illustré a la figure II.5.

On reprend ensuite chacun des petits carrés qu'on subdivise à nouveau et on trace le même parcours. Le carré est entièrement recouvert lorsque le processus itératif tend à l'infini. Pour ce qui est de la construction proposée par Hilbert [9], on commence par diviser le carré initial en quatre carrés congrus et on relie le point central de chacun dans le sens horaire sans revenir au premier point. Ensuite, chaque carré est divisé à nouveau pour former quatre groupes de quatre carrés. De la même façon, on relie les points centraux de façon à ce que le dernier point du groupe 1 soit relié avec le premier point du groupe 2 et ainsi de suite.

En répétant cette itération jusqu'à l'infini on arrive à recouvrir le carré initial avec une courbe Comme le montre la figure II.6. Notons que dans les deux cas, la transformation de la courbe vers le carré est continue et surjective mais elle n'est pas injective. D'ailleurs, il ne peut en être autrement puisque, suite à la démonstration de Cantor, Marcio Netto [2] prouva qu'une transformation bijective de l'intervalle [0, 1] vers le carré ne pouvait pas être continue [1,2].



Figure II.5. Courbe de Peano



Figure II.6. Fractales de Hilbert

#### II.4.4. Courbe de Von Koch

Bien que la fonction proposée par Weierstrass soit exacte, elle paraissait assez compliquée pour que certains mathématiciens continuent d'espérer que ce dernier ait fait une erreur. Or, en 1904, Von Koch proposa une construction extrêmement simple aboutissant à une courbe continue qui n'a pas de tangente [10,11]. Pour y arriver, on prend un segment de longueur *l* et on remplace son tiers central par un « pic » formé de deux segments de longueur *l*/3. On refait le même processus pour chacun des quatre nouveaux segments et ainsi de suite. A l'infini, on obtient une courbe exclusivement formée de « pics » qui on le sait, n'admettent pas de tangente.

La courbe de Koch a une longueur infinie parce qu'à chaque fois qu'on applique les modifications ci-avant sur chaque segment de droite, La longueur totale augmente d'un tiers. La surface délimitée par la courbe est cependant finie (car elle est contenue dans le demi-cercle dont le diamètre est le segment initial). Si on a choisi l'unité d'aire de telle sorte que le triangle construit à la première itération soit d'aire 1, alors l'aire de chacun des quatre triangles construits lors de la seconde itération est 1/9 : on a donc augmenté l'aire totale de 4/9. Pour l'itération n, on ajoute  $4^{n-1} \times \left(\frac{1}{9}\right)^{n-1}$ 

La surface totale s'obtient finalement en sommant une série géométrique :

$$\sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{4}{9}\right)^n = \frac{1}{1-\frac{4}{9}} = \frac{9}{5}$$

La courbe de Koch constitue un exemple de courbe continue mais non dérivable en chacun de ses points (figure II.7) [12,13].

Enfin, il existe une généralisation en deux dimensions de cette configuration telle le flocon de Koch formé de trois courbes de Koch. On commençant par un triangle équilatéral appelé initiateur, ensuite, on applique la loi de la courbe sur chaque côté du triangle pour l'itération 1 et de la même façon pour les autres itérations formant ce qu'on appelle flocon de neige (figure II.8).



Figure II.7. Courbe de Von Koch



Figure II.8. Flocon de Koch

#### II.4.5. Sierpinski : Triangle, Tapis et d'autres tétraèdres

Le dernier « monstre » est apparu en 1915 qui représente le cas de Sierpinski : en premier lieu le tamis de Sierpinski (Sierpinski Gasket) [14]. Cette construction consiste à prendre un triangle quelconque et à lui retirer le triangle formé par les points milieux de ses
trois côtés. Pour chacun des trois triangles ainsi formés, on retire le triangle central de la même façon et on poursuit le procédé jusqu'à l'infini (figure II.9). Ce même processus peut être généralisé à tous les polygones convexes réguliers. En prenant un carré et en lui retirant toujours le carré central, on obtient le tapis de Sierpinski (Sierpinski Carpet) (figure II.10). En appliquant cette idée a un pentagone mais en y ajoutant un pentagone inversé au centre pour chaque itération, on retrouve le pentagone de Durer tel que présenté sur la figure II.11. Pour ce qui est de l'hexagone, il génère une figure "qu'on appelle parfois le « napperon de Koch » puisque la frontière de son centre est constituée de trois courbe de Koch bout à bout formant ce qu'on appelle le « flocon de Koch » (figure II.12) [15,16].

Enfin, il existe des généralisations en trois dimensions de ces figures telle l'éponge de Menger (1926) qui consiste en un cube dont les faces sont des carpettes de Sierpinski (figure II.14), aussi le tétraèdre de sierpinski qui consiste en un pyramide de trois faces chacune des faces représente un triangle de Sierpinski (figure II.13) [17, 18].



Figure II.9. Triangle de Sierpinski



Figure II.10. Tapis de Sierpinski



Figure II.11. Pentagone de Sierpinski



Figure II.12. Hexagone de Sierpinski



Figure II.13. Tétraèdre de Sierpinski



Figure II.14. Eponge de Menger-Sierpinski

#### **II.5. FORMES CONTEMPORAINES A LA GEOMETRIE FRACTALE**

En 1975 Mandelbrot a donné un nom aux « monstres » mathématiques, il a étudié leurs propriétés communes par la création du mot « fractale » en donnant une définition bien précise et qu'une fractale peut combiner les caractéristiques suivantes :

- ses parties ont la même structure que le tout, à ceci près qu'elles le sont à une échelle différente et peuvent être légèrement déformées ;
- 2. sa forme est extrêmement irrégulière ou fragmentée et le reste a toutes les échelles ;
- 3. elle contient des éléments discernables dans une large gamme d'échelles.

Mandelbrot avec sa génie à remarquer que les fractales sont présentes de façon universelle dans la nature. Ainsi, il a constaté que les nuages ne sont pas des sphères, les montagnes des cônes, ni les iles des cercles et leur description nécessite une géométrie bien adaptée [2, 12].

#### II.5.1. Ensemble de Mandelbrot

Un des objets mathématiques les plus fascinants et les plus complexe est l'ensemble de Mandelbrot, qui est devenu l'icône des fractales. Il est l'objet de recherches actives depuis une trentaine d'années. L'objet est très simple à définir. Fixons une constante  $c \in \mathbb{C}$ . À partir de cette constante nous définissons une suite  $(Z_n(c))_{n \in N}$  par récurrence :

$$\begin{cases} Z_0(c) = 0 \\ Z_{n+1}(c) = Z_n(c)^2 + c \end{cases}$$
(II.3)

Il est plus facile de définir l'ensemble de Mandelbrot M par son complémentaire :

$$C \setminus M = \{ c \in \mathcal{C} \mid \lim |Z_n(c)| = +\infty \}$$
(II.4)

Donc l'ensemble des valeurs  $c \in \mathbb{C}$  pour lesquels la suite des modules de  $Z_n(c)$  ne tend pas vers l'infini est *l'ensemble de Mandelbrot.* Ce dernier a donc trouvé un algorithme permettant de visualiser sur l'écran de son ordinateur les points d'affixe c du plan complexe vérifiant la relation précédente. La partie noire de la figure II.15 représente l'ensemble de Mandelbrot. Le caractère fractal, c'est-à-dire irrégulier et fragmenté, de la frontière de l'ensemble saute immédiatement aux yeux. On remarque aussi sur la figure que l'ensemble est symétrique par rapport à l'axe des réels et la structure est autosimilaire sur la frontière [13,19].

#### II.5.2. Ensemble de Julia

En 1918, Gaston Maurice Julia (né en 1893 à Sidi Bel Abbès - Algérie) présente son "Mémoire sur l'itération des fonctions rationnelles". Il découvre les ensembles de Julia, sousensembles du plan complexe  $\mathbb{C}$  [15,19]. Ces ensembles sont basés sur le même principe que l'ensemble de Mandelbrot, sauf qu'ici le paramètre c est constant et la suite est initialisée avec les coordonnées Z<sub>0</sub> qui représente l'affixe du point courant:

$$\begin{cases} Z_0(c) = Z_0 \\ Z_{n+1}(c) = Z_n(c)^2 + c \end{cases}$$
(II.5)

Il y a donc un ensemble de Julia pour chaque valeur du paramètre c (Figures II.16).



Fig. II.15. Ensemble de Mandelbrot, M



**Figure II.16.** Ensemble de Julia pour c = -0.4+0.6J

#### II.5.3. Calcul de la dimension de quelques formes fractale

Le tableau II.1 récapitule les dimensions de quelques formes fractales.

Objet fractal	Forme	Dimension fractale
La poussière de Cantor		(N=2), (s = 1/3). D = log 2 / log 3 = 0.6309
La courbe de Koch	no transfer	$(N=4)$ , $(s = 1/3)$ et $\theta=60^{\circ}$ D=log(4)/log(3)=1.26
Le triangle de Sierpinski		(N=3), (s = 1/2) D = log 3 / log 2 = 1.58
Le tapis de Sierpinski		(N=8), (s = 1/3). D = log(8)/ log(3) = 1.89
Flocon de Von Koch		D= 1.2618
Tétraèdre de Sierpinski	R. A.	D= log(4)/ log(2) =2
Eponge de Menger		$d = \log(20) / \log(3) \approx 2,726833$

 Tableau II.1. Dimensions de quelques formes fractales.

#### **II.6. LES FORMES FRACTALES DANS LE MONDE VIVANT**

#### II.6.1 Le corps humain

Le nombre de possibilités d'applications de la géométrie fractale en biologie est immense. Cependant on ne peut pas parler de fractales parfaites car le phénomène d'autosimilarité, n'est pas infini comme dans les modèles théoriques mathématiques. Malgré tout à l'intérieur de notre corps on trouve de multiples structures considérées comme fractales : les poumons, les voies respiratoires, l'intestin grêle, le réseau sanguin, le réseau des neurones dans le cerveau [20].

#### II.6.1.1. Les poumons

Les bronches et les bronchioles des poumons présentent une structure arborescente. Les ramifications de cet "arbre" sont régies par un désordre orchestré par certaines lois : les arborescences de petites tailles sont semblables à celles de tailles supérieures, on a donc un phénomène d'autosimilarité.

Le poumon a donc une architecture fractale. Toutefois on peut se demander pourquoi les poumons sont fractals. L'examen de la ramification des bronches dans les poumons peut nous apporter une réponse concrète. En effet, ce sont les poumons qui assurent les échanges gazeux par l'intermédiaire d'une surface dont l'aire doit être la plus grande possible pour un encombrement minimum et donc un volume limité.

Ainsi, si l'on utilisait, par exemple, la géométrie d'une sphère pour augmenter l'aire, on augmenterait son rayon et son volume et on ne respecterait plus la contrainte d'une surface d'échanges importante pour un volume limité (et assez petit) car chez l'homme adulte la surface d'échanges est d'environ 100m2 ce qui correspondrait à une sphère peu viable de 2.8 m de rayon ! La surface occupée par nos poumons est infime par rapport à la surface d'échanges gazeux qu'ils permettent. Ainsi la structure arborescente des bronches et donc la structure fractale de celle-ci permettent d'accroître cette surface d'échanges. Les bronches ont donc une surface énorme à l'intérieur du volume restreint de la cage thoracique.

Les fractales interviennent dans la structure des poumons mais aussi dans leur fonctionnement. En effet la formation aléatoire de jonctions entre les cellules des capillaires pulmonaires crée un ensemble de passages de tailles hétérogènes, comparable à un objet fractal. Ce modèle de géométrie non euclidienne donc "désordonnée", permet une description précise du contrôle des échanges de macromolécules entre le sang et les tissus [21].



Figure II.17. Configuration les poumons

#### II.6.1.2. Arbre bronchique

Un aspect de l'appareil respiratoire est le réseau des bronches responsable de la conduction de l'air extérieur jusque dans les alvéoles pulmonaires ou se passent les échanges gazeux entre l'air et le sang lors de l'inspiration, et de son expulsion lors de l'expiration. Les bronches sont des tubes creux qui se ramifient comme les branches d'un arbre et qui permettent de distribuer l'air de façon homogène aux deux poumons.

Cet air rentre dans l'organisme lors de l'inspiration par le nez ou la bouche, passe par le larynx puis par la trachée qui descend à l'intérieur du thorax. La trachée se divise ensuite en deux bronches principales, une pour chaque poumon. Les bronches se divisent ensuite environ 25 fois pour amener l'air jusqu'aux alvéoles pulmonaires. Les bronches et les bronchioles des poumons présentent une structure arborescente, à chaque étape une bronche donnée se divise en deux bronches possédant une taille 15% plus petite.

Les ramifications de cette « arbre » montrent le phénomène d'auto similarité car les arborescences de petites tailles sont semblables à celles de tailles supérieures. Voici la comparaison d'un arbre bronchique avec un arbre modélisé grâce à un logiciel mathématique se basant sur un système fractal, la similitude est frappante [22].



Figure II.18. Arbre bronchique

#### II.6.1.3. Les Neurones

On entend par structure fractale dans la nature des motifs particuliers dont la reproduction récursive génère une autosimilarité entre les différentes échelles d'observation. Ces structures occupent pour un volume fini un espace maximal, sans interférence entre les éléments du motif de la fractale. Dans le corps humain, on découvre régulièrement de nouvelles preuves montrant que notre organisme est fractal. Le premier organe identifié comme tel fut le système pulmonaire. Cette organisation permet principalement de pousser les capacités d'échanges à leur maximum en intégrant une surface la plus grande possible dans un volume faible [21].



Figure II.19. Modélisation fractale de neurone [23]

(b)

#### II.6.1.4. Intestin grêle

Chez l'Homme, la surface externe de l'intestin grêle est d'environ 0,5 m<sup>2</sup>, sa surface interne est de 300 m<sup>2</sup>, le gain de surface d'échange est ici évident. Dimension fractale de ce système est d'environ 2,7.



Figure II.20. (a) Vue d'ensemble de l'intestin grêle, (b) détail de microvillosité [19, 23]

#### II.6.1.5. Le réseau sanguin

(a)

Le réseau sanguin, les vaisseaux coronaires, de l'aorte aux capillaires, forme un continuum. Il se divise à maintes reprises pour devenir si étroit que les cellules sanguines sont contraintes de circuler en file indienne. Leur ramification est de nature fractale. Aucune cellule n'est jamais éloignée de plus de trois à quatre cellules d'un capillaire. Pourtant les vaisseaux et le sang n'occupent que très peu d'espace. La dimension fractale de ce système est d'environ 2,7. L'arborescence vasculaire créée une structure qui semble de longueur infiniment grande à l'intérieure d'un volume fini, autrement dit une très grande surface d'échange à l'intérieur d'un volume limité.

Le réseau vasculaire est une organisation fractale, un labyrinthe complexe de bifurcations identiques entre elles sur des échelles de plus en plus petites. Il apparaît ainsi un motif géométrique qui se répète sur des échelles différentes, il y a donc bien autosimilarité. Quelle que soit l'échelle à laquelle on regarde cette structure, l'aspect paraît identique [23].



Figure II.21. Une coupe transversale de cœur

#### II.6.1.6. L'ADN

L'ADN est organisé en double hélice, mais cette double hélice n'est parfaitement replié sur elle-même, chaque génome mesure environ deux mètres de long, mesure bien trop importante pour être contenu dans les cellules humaines qui occupe une place d'un centième de millimètre. Des scientifiques ont ainsi mit en évidence la structure en trois dimensions de l'ADN répondant ainsi, en partie, à la question que soulève le stockage d'environ trois milliard de paires de bases d'ADN par de si petits éléments. Mais au delà de toutes ces avancées, les scientifiques ont établit que le génome adoptait une organisation fractale.

Cette architecture, appelé "globule fractale", permet aux cellules de stocker l'ADN le plus efficacement possible tout en évitant les nœuds et enchevêtrements qui pourraient interférer avec la capacité des cellules de lire leur propre génome.

De plus, de par sa structure fractale, l'ADN peut facilement se dérouler et s'enrouler s'il s'agit de la réplication de la cellule ou de la répression du gène. Si le contenu de l'ADN humain était mis sous forme d'une encyclopédie, il faudrait à peu près 500 volumes de 800 pages chacun [22].



Figure II.22. Globule fractale du génome

#### II.6.1.7. Le rythme cardiaque, un signal fractal

Beaucoup de scientifiques étaient réticents et ne croyaient pas à l'aboutissement des recherches. Et disaient qu'elles n'avaient aucuns rapports avec la cardiologie. En réalité s'en est bien. Ary GOLBERGER découvre que **le rythme cardiaque de tout sujet sain obéit à un schéma fractal qui lui est propre**. Cette spécificité permettra peut être un jour aux cardiologues de déceler certaines pathologies. Car le rythme cardiaque d'un sujet atteint ne sera pas ordonné et n'obéira à aucun schéma fractal [22].



Figure II. 23. Le signal fractal du rythme cardiaque

#### II.6.2. Les végétaux

La nature cache un grand nombre de plantes ayant des formes irrégulières et ayant les caractéristiques d'autosimilarité. Par exemple, la structure d'un arbre offre une surface très grande permettant d'optimiser le processus de photosynthèse sans que l'arbre n'ait à augmenter en volume, ce qui lui demanderait beaucoup trop d'énergie pour survivre. De la même façon, le réseau de racines possède une forme fractale qui favorise l'absorption de l'eau et des minéraux dans le sol. De plus, la forme adoptée par les branches protège l'arbre contre les rafales de vent. Ainsi, avec ses nombreuses ramifications, pour une fréquence donnée, seule une partie de l'arbre entre en résonnance ce qui limite la sollicitation de l'arbre en entier [19].

Le chou romanesco et le chou-fleur figurent parmi les plus belles formes de cette catégorie. A l'œil nu, ils ont la forme d'une section de sphère entourée de feuilles. Cependant si l'on regarde de plus près leurs surfaces, on peut noter que celles-ci sont constituées de cônes qui se juxtaposent de manière enroulée en spirales, formant ainsi des volutes qui constituent elles-mêmes des cônes similaires aux premiers, mais d'échelle plus grande [20].

La feuille de fougère est composée de feuilles plus petites elles-mêmes composées de feuilles plus petites de même forme, et ainsi de suite... [23].



(d)

Figure II. 24. Exemples de fractales dans les végétaux : (a) arbre, (b) chou-fleur, (c) chouromanesco, (d) fougère

#### II.6.3. Les animaux

On trouve aussi le principe d'autosimilarité ou l'invariance d'échelle dans le monde des animaux. Par exemple, la plupart des plumes d'oiseaux ont une structure fractale qui permet d'avoir un meilleur appui sur l'air (ou, chez les canards par exemple, d'obtenir une sorte d'imperméabilité à l'eau). La plume en elle-même est constituée d'une tige, le long de laquelle se répartissent les poils. Cependant, sur la Figure II.25 (a), on distingue que les poils eux-mêmes sont pourvus de micro-poils, eux-mêmes très finement hérissés, ce qui permet à la plume dans son ensemble d'avoir une structure extrêmement dense, aux fils nombreux et entrecroisés.

L'éponge de mer présente en effet des particularités étonnantes qui suggèrent la notion de fractale : une infime partie prélevée sur l'éponge et grossie plusieurs fois est semblable à l'éponge tout entière. De plus, l'éponge est un animal à la morphologie singulière: divisée en plusieurs portions, elle continue de vivre, et chaque partie reste en vie indépendamment des autres.

Sa dimension est également fractale comme il est montré sur la figure II.25. (b). Les motifs dessinés sur le coquillage Cymbiola Innexa ressemble aux triangles de Sierpinski.

Ce phénomène serait dû à deux types de molécules interviennent lors de la formation de ce coquillage. Ces motifs servent tout simplement de camouflage pour le coquillage figure II.25.(c).

Parmi les animaux qui présentent une structure fractale on trouve aussi le corail. On peut percevoir chez lui (*ANIMAL* de la famille des Cnidaires) une certaine forme d'autosimilarité fractale (voir la Figure II.25 (d)). Le corail est à la base une particule initiale à laquelle s'agrègent des sédiments et minéraux apportés aléatoirement par le courant des mers [19-23].



Figure II. 25. Exemples de fractales dans les animaux : (a) Plumes d'oiseaux, (b) Eponge de mer, (c) Coquillage Cymbiola Innexa, (d) Corail

#### **II.7. LES FORMES FRACTALES DANS LE MONDE MORT**

#### II.7.1. Les côtes rocheuses

Le phénomène géologique qui aboutit à la morphologie de la Bretagne par exemple, suit un processus aléatoires, c'est-à-dire non contrôlés, en cela, la côte de Bretagne est un exemple de fractal aléatoire. Nombre très grand de processus qui déterminent la morphologie d'une côte empêche une explication exhaustive, mais on peut attribuer l'ensemble de ces processus au phénomène de l'érosion. L'érosion est la dislocation, le déplacement et le transport de matériaux, sous forme de solution ou de particules. L'énergie nécessaire peut être produite par les gouttes de pluie, le ruissellement de l'eau, le vent, les vagues, ou simplement la gravité (comme dans les glissements de terrain). La géomorphologie montre que parmi les différents processus agissant à la surface de la Terre, la pluie et les rivières sont les agents érosifs les plus violents. Par contraste, bien que l'action des vagues sur une côte rocheuse puisse être souvent impressionnante, l'érosion des côtes est généralement très lente. C'est cette lenteur qui peut expliquer l'importance du détail présent dans la morphologie des côtes. Chaque baie, chaque cap est le résultat de millions d'années d'érosion, qui intègre finalement chaque baie à une nouvelle baie, qui sera elle-même intégrée à un nouveau détail du relief de la côte. C'est ce processus lent d'érosion qui donne le caractère fractal aléatoire aux côtes rocheuses [24-26].



Figure II.26. Côte rocheuses

#### **II.7.2.** Les montagnes

B. Mandelbrot dans « Les Objets Fractals » de 1975[1], présente plusieurs figures de relief montagneux produits à partir de fractales. La ressemblance avec les montagnes réelles est étonnante, et c'est encore le caractère universel de la dimension fractale qui va permettre de modéliser d'une façon nouvelle le relief montagneux. En fait, la modélisation fractale d'un relief montagneux va reprendre les mêmes explications développées pour la modélisation d'une côte rocheuse, à la différence que la dimension fractale sera située entre 2 et 3. En effet, un relief montagneux est représenté par un polygone (dimension 2) très compliqué qui peut tendre à remplir complètement l'espace (dimension 3). La notion de complexité donnée par le nombre D reste la même que pour les côtes rocheuses. Mandelbrot montre que la valeur de D est en fait comprise entre 2,1 et 2,5 pour modéliser l'ensemble des montagnes que l'on peut trouver sur terre, selon leur complexité et leur relief. La modélisation du relief montagneux est à associer au mouvement brownien fractionnaire qui correspond au trajet aléatoire d'un objet en fonction du temps. Un relief montagneux correspond donc à un objet fractal aléatoire déterminé par les mêmes paramètres de l'érosion décrits auparavant, où la tectonique des plaques joue un rôle important. C'est l'ensemble des processus aléatoires de l'érosion qui donne le caractère fractal, c'est à dire sa complexité dans le détail, à un relief montagneux. La modélisation fractale du relief montagneux a trouvé une application très efficace dans le modélisme artistique et cinématographique d'un paysage montagneux, cette technique est très utilisée pour la conception de paysages artificiels dans les films, dessins animés et jeux vidéo [20].



Figure II.27. Paysage fractal de montagne numérique

#### II.7.3. Les nuages

Il existe un rapport très serré entre paysage montagneux et géométrie des nuages dans le ciel. Les nuages suivent aussi une construction fortement liée au hasard étant donné le très grand nombre de paramètres incontrôlables qui entrent en jeu dans leur formation. Ainsi, en utilisant le même codage numérique ayant permis le dessin de la montagne ci-dessus mais en changeant la palette de couleurs, on obtient le dessin très réaliste (et beaucoup utilisé dans la reconstitution de paysages) suivant [18, 21]:



Figure II.28. Les nuages

#### II.7.4. La galaxie

Il a été démontré que la distribution des galaxies inclut une large zone d'homothéties internes: les étoiles se regroupent en amas d'étoiles qui forment des galaxies et celles-ci s'associent en amas de galaxies. Cependant, en ne se basant que sur la géométrie classique, les théoriciens trouvent beaucoup plus simple de supposer que la distribution de la matière stellaire est uniforme plutôt que de tenir compte de cette irrégularité. Heureusement, le modèle fractal semble permettre de décrire adéquatement la répartition des étoiles dans l'univers [20, 21].



Figure II.29. La distribution de la matière dans l'univers

#### II.7.5. Réseau hydrographique

La propriété des objets fractals est aussi observable dans les réseaux hydrographiques. On distingue ainsi un type de réseau arborescent, où la rivière est alimentée par plusieurs cours d'eau, qui eux même sont alimentées par des cours d'eau plus important, tel qu'un lac, ou encore la mer. Des recherches ont été entreprises pour utiliser en modélisation cette caractéristique quantitative des bassins versants. Le caractère fractal reflète une invariance d'échelle qui se traduit par des lois de puissance. Le calcul d'indices hydro morphologique permet de dégager des grandeurs significatives portant sur la hiérarchie, la densité et la structure des réseaux, et de définir des types d'organisation de l'écoulement utiles en modélisation hydrologique. La nécessité de simuler le fonctionnement hydrologique de bassins sans détailler le fonctionnement hydraulique du réseau interne, permet de créer de modèles qui permettent de concevoir ce qu'est la morphologie d'un réseau

telle que celle d'un réseau d'assainissement. L'une des représentations fractales les plus fascinantes de réseau hydrographique se trouve au sud de la Norvège [22].



Figure II.30. Réseau hydrographique-Norvège

#### **II.8.** Application des fractales

Depuis la contribution de Mandelbrot, les fractals sont devenus une véritable notoriété, ils sont tout d'abord utilisés pour décrire les objets irréguliers qui existent dans la nature, puis à nos jours les possibilités qu'offrent les fractals dans les avancées mathématiques, physiques, technologiques, médecines, informatiques, astronomies, arts, sont devenues nombreuses. Nous énoncerons quelques-uns d'entre eux parmi les plus importants [2] :

- En médecine, pour le dépistage du cancer.
- En biologie, pour caractériser la texture du noyau, analyser les statistiques fractales des forêts, étudier les algorithmes génétiques des répartitions des structures des plantes, bactéries, feuilles, branches d'arbre.
- En architecture, par la construction des murs antibruit de nature fractale afin de réduire les bruits sonores.
- En l'informatique, dans le domaine du traitement et la compression ou le codage d'images.
- En économie, pour des préventions boursières à long terme.
- En géologie, pour la recherche de nappes de pétrole ainsi que l'étude du relief, des côtes, des cours d'eau, les structures des roches, les inondations, des tremblements de terre.

- En météorologie, telles décrire les phénomènes atmosphériques, l'étude de la distribution des galaxies, pour analyser et caractériser les nuages.
- Dans l'imagerie radar par le dé-bruitage des images SAR.
- Dans la construction des antennes de forme fractale pour diminuer leur taille et augmenter leurs performances [27].

#### **II.9. ANTENNES FRACTALES**

#### **II.9.1. Introduction**

Les fractals sont devenus une des voies d'unification [28] des principes de la science, mais Indépendamment de l'infographie, les applications technologiques de ces formes géométriques ont été lentes. Pendant la décennie passée, cependant, les chercheurs ont commencé à appliquer les fractals à un sujet notoirement délicat : conception d'antenne. Les antennes semblent assez simples, mais la théorie qui s'y trouve derrière, basé sur les équations de Maxwell de l'électromagnétisme, est presque impénétrable. En conséquence, des ingénieurs d'antenne sont réduits à l'épreuve et à l'erreur, la plupart du temps au dernier moment.

Les Fractals apportent de l'aide de deux manières. D'abord, elles peuvent améliorer les performances des rangées d'antenne. Beaucoup d'antennes qui ressemblent à une unité simple, incluant la plupart des antennes de radar, sont réellement des choix de jusqu' à milliers de petites antennes. Traditionnellement, les différentes antennes sont aléatoirement dispersées ou régulièrement espacées. Mais Dwight Jaggard de l'université de la Pennsylvanie, Douglas Werner d'université de l'Etat de la Pennsylvanie et d'autres ont découvert qu'un arrangement fractal peut combiner la robustesse d'un choix aléatoire et de l'efficacité d'une rangée régulière.

#### III.9.2. Définition

Une antenne fractale est une antenne qui utilise une géométrie fractale ou une conception autosimilaire pour augmenter la longueur ou le périmètre d'un matériau (de la structure externe ou sur les sections intérieures) pouvant transmettre ou recevoir un rayonnement électromagnétique dans une zone de surface totale spécifiée [29]. Les fractales

sont des solutions efficaces pour augmenter le périmètre d'une surface. Il est évident que le périmètre d'une antenne est un facteur crucial dans la détermination de la fréquence de résonance. Une antenne fractale avec un périmètre donné couvre une surface inférieure à celle d'une antenne comparable carrée [17]. Ce sont des antennes très spéciales qui permettent avec une forme fractale d'aboutir à un fonctionnement multi-bande.

#### II.9.3. Historique

Historiquement avant même la découverte des fractales par Mandelbrot, des antennes fractales étaient déjà utilisées. En effet, durant les 50 dernières années, des antennes « à périodes logarithmiques », ont été utilisées sans que l'on se rende compte que l'on manipulait les fractales. En 1988, Nathan Cohen développa une antenne « à rang logarithmique » où il a installé une station de radio amateur à sa demeure, et ce n'est qu'en 1995, qu'il a fait le lien entre ces antennes et les fractales. Mais l'expression « antennes fractales » a été publiée pour la première fois en 1994 par D.H. Werner [30]. Plus tard, une série d'articles a été publiée par Cohen [31, 32] où il a présenté une introduction sur l'application de ces géométries fractales pour les antennes en se basant sur les fractales de type dipôle et courbe.

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

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

#### II.9.4. Application de la géométrie fractale dans les antennes

Les antennes classiques, telles que celles utilisées pour la radiodiffusion en FM, doivent avoir une longueur suffisante pour transmettre et recevoir des signaux à pleine capacité - environ 1,5 mètre pour une antenne radio standard. Les schémas d'auto-répétition en fractales permet d'intégrer l'antenne dans un espace restreint. Par ailleurs, il est possible de combiner plusieurs antennes pour recevoir des signaux sur différentes bandes de fréquence comme la Wi-Fi, le GPS ou le Bluetooth. En plus, les téléphones mobiles actuels permettent aux utilisateurs du monde entier de communiquer quel que soit l'endroit où ils se trouvent et de se connecter à Internet. La taille compacte de ces gadgets est rendue possible par de minuscules et très puissantes antennes basées sur les principes de la géométrie fractale. Mises au point par l'ingénieur catalan Carles Puente Baliarda, en 1996, les antennes fractales ont permis à des millions de personnes dans le monde de communiquer entre elles [33](figure II.31).



Figure II.31. (a) Monopôle fractale de Sierpinski proposé par C. Puente [33], (b) Leur coefficient de réflexion S11

L'invention de Puente B. a ouvert la voie à la révolution de «l'Internet n'importe où» avec des appareils extrêmement compacts et mobiles. Lorsqu'on compare la taille et la capacité des téléphones d'il y a 20 ans avec les appareils actuels, l'impact des antennes fractales ne fait plus aucun doute. Les premiers téléphones mobiles étaient dotés d'antennes d'au moins 15 cm de long, mais grâce aux antennes fractales, la taille et les performances des téléphones ne sont plus soumises à des contraintes spatiales. A présent, l'autosimilarité et la fragmentation infinie de la géométrie fractale sont devenues des candidates encourageantes pour réaliser des antennes compactes, donc elles sont utiles dans divers dispositifs de communication modernes tels que les téléphones cellulaires et les dispositifs de communication sans fil. Ces dernières années, la géométrie fractale a été largement appliquée pour réaliser des antennes miniatures, des antennes bi-bandes, des antennes multibandes et aussi des antennes large-bandes [34].

#### II.9.5. Choix de la structure dont la géométrie est fractale

Il existe deux raisons pour lesquelles il est intéressant de concevoir des antennes dont la géométrie est fractale : La première raison est que l'on s'attend à ce qu'une antenne autosimilaire (c'est-à-dire, une antenne qui contient plusieurs copies d'elle-même à différentes échelles) fonctionne de façon identique pour plusieurs longueurs d'onde différentes. Dans ce cas, les paramètres du rayonnement de l'antenne sont similaires pour plusieurs bandes de fréquence.

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

#### II.9.6. Différents types d'antennes fractales

Dans le contexte des « antennes fractales » un très grand nombre de structures fractales ont été étudiées, un état de l'art sur les activités de recherches abordant ce type d'antenne est présenté ci-dessous :

#### II.9.6.1. Antenne fractale de Koch

Cette antenne a fait l'objet de plusieurs recherches Par exemple, dans les articles [35, 36] les auteurs ont posés les particularités et les performances de cette géométrie sous formes de monopôle et de dipôles. Gianvittorio a présenté dans [37] des boucles de Koch nommées les flocons de Koch (Island Koch) dans le but de la miniaturisation où il a montré les avantages offerts par ces boucles en ce qui concerne l'adaptation d'impédance et la réduction

de la taille de la boucle. Cette antenne a été aussi développée même sous la forme d'une antenne fractale patch [38, 39].



Figure II.32. Antenne Island Koch proposée par J. Romeu et al [38]



Figure II.33. Antenne Island Koch proposée par I. Kim et al [39]

#### II.9.6.2. Antenne triangle de Sierpinski

Le triangle de Sierpinski est une structure auto-similaire et cette propriété géométrique à toute échelle laisse supposer un fonctionnement identique à de multiples fréquences. En 1996, C. Puente et son équipe inventent les premières antennes fractales pour les télécommunications mobiles [40-42]. Ils ont étudies ce type d'antenne sous formes de monopôles. Dans la référence [43], on trouve également des recherches plus approfondies basées sur ce type d'antenne mais sous formes de patch.



Figure II.34. Antenne fractale de Sierpinski proposée par J. Anguera et al [43]

#### II.9.6.3. Antenne tapis de Sierpinski

Un autre type d'antenne fractale est le tapis de Sierpinski (figure II.35). Il peut être de type dipôle, monopole ou encore plaquée. Cette antenne fractale présente l'avantage d'être très compacte. Toutefois, elle présente des bandes passantes relativement étroites (moins de 2 %) et nécessite de soigner la position du point d'excitation [17, 2].





#### **II.9.6.4.** Antenne fractale triangulaire [44]

L'antenne fractale triangulaire, représentée par la figure II.36, est excitée à partir de l'un de ses sommets. Elle présente une réponse fréquentielle comportant plusieurs résonances distribuées log-périodiquement. L'agencement de quelques résonances fait surgir des facteurs de réduction utiles dans la construction de cette antenne. Les diagrammes de rayonnement sont faiblement similaires avec une apparition de directions aveugles aux fréquences élevées (effet de réseau).



Figure III.6. Exemple d'une antenne fractale triangulaire à l'itération 3

#### II.9.6.5. Antenne 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 lorsqu'on augmente le nombre d'itération tout en restant confiné dans un espace réduit. D'où leur intérêt pour la conception des antennes cadres résonnantes car le fait d'accroître le périmètre avec les fractales permet d'élever l'impédance d'entrée de l'antenne, ce qui est très avantageux du point de vue de l'adaptation d'impédance entre les lignes de transmission et les antennes cadres réduites [37]. Ce type d'antenne a été étudié par N. Cohen comme dipôle et courbe, aussi il a été utilisé pour la conception des réseaux d'antennes par Gianvittorio [37].



Figure II.37. Trois premières itérations de la fractale de Minkowski

#### II.9.6.6. Antenne de l'arbre fractal

Figure II.38. Exemple d'une antenne arbre fractal à l'itération 3

Les arbres fractals, sont des géométries inspirées de la nature, où dans [37, 45], les auteurs ont montré que ces formes peuvent réaliser des antennes à large bande et à dimensions réduites C'est une antenne multi-bande à profil très simple. Un exemple d'une telle structure à la troisième itération est donné par la figure II.38. Le rapport des fréquences de résonance est directement lié au rapport des longueurs de branches. Un inconvénient majeur de cette antenne est la polarisation alternée aux différentes fréquences de fonctionnement. Coté rayonnement, l'autosimilarité des diagrammes est moyenne.

#### II.9.6.7. Antenne de Hilbert

Ces antennes sont des antennes fractales dont la géométrie est basée sur la fractale de Hilbert. Dans les articles [46, 47], on trouve des études basées sur ce type d'antenne sous la forme d'un monopôle. Une autre étude a été élaborée dans le but de connaître la différence entre les fractales aléatoire et déterministe par Steven Best [48].



Figure II.39. a) Monopole vertical, b) Hilbert 1, c) Hilbert 2, d) Hilbert 3, e) Hilbert 4, f) Hilbert 5 [46]

#### II.9.6.8. Antenne fractale circulaire [49]

Cette antenne est conçue en utilisant le théorème des cercles de Descartes et un processus itératif auto-similaire. L'antenne résultante (figure II.40) est multi-bande avec des fréquences de résonance distribuées log-périodiquement. Cette antenne est compacte, présente un profil relativement simple et une bonne directivité. Cependant, aux fréquences

de fonctionnement élevées, un effet réseau apparaît et les diagrammes de rayonnement ne sont pas auto-similaires. Notons par ailleurs un rapport possible entre fréquences de fonctionnement limité et peu flexible.



Figure II.40. Exemple d'une antenne fractale circulaire à l'itération 4

#### **II.10. CARACTERISTIQUES DES ANTENNES FRACTALES**

Les antennes fractales sont associées à de nombreuses caractéristiques, dont les principales sont [29] :

Elles ont une structure fine à des échelles arbitrairement petites;

□ Elles sont trop irrégulières pour être facilement décrits dans la géométrie euclidienne traditionnelle;

□ Elles sont auto-similaires; alors que le degré de similitude dépend de la forme des fractales;

□ Surface occupée très réduite : la compacité résulte du caractère irrégulier des formes fractales;

□ Formation par itération;

Dimension fractionnaire;

□ La dimension de Hausdorff de la géométrie utilisée est plus grande que sa dimension topologique.

#### **III.11. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES ANTENNES FRACTALES**

L'utilisation des caractéristiques des antennes fractales dans la conception d'antennes peut céder les avantages suivants [50]:

• Miniaturisation : il est évident qu'une antenne rayonne seulement quand sa taille est correspondante à la fraction de la longueur d'onde du rayonnement de transmission. Les dimensions fractionnaires des fractales peuvent être utilisées pour concevoir des antennes électriquement très longues mais physiquement courtes.

• Antenne à large bande : En raison de la propriété d'autosimilarité des fractales, un objet fractal peut être décrit comme un cluster, qui est à nouveau constitué de plus petits clusters identiques à la géométrie entière. Ainsi, dans toute la géométrie, on peut trouver un nombre infini de copies similaires, ce qui explique pourquoi les antennes fractales peuvent être utilisées pour des applications multi bandes et large bandes.

• Impédance d'entrée : Généralement, les petites antennes sont de mauvais radiateurs avec une faible impédance d'entrée et une réactance d'entrée négative significative, ce qui entraîne des difficultés pour adapter l'impédance d'entrée de l'antenne au réseau correspondant. Cependant, les petites antennes fractales ont une résistance d'entrée relativement plus grande et une réactance d'entrée plus petite que les petites antennes traditionnelles. Par conséquent, le coût associé à l'adaptation d'impédance d'entrée peut être réduit.

• **Directivité :** En introduisant la géométrie fractale dans la conception des antennes, on peut produire une amélioration dans leurs directivités.

Néanmoins, les antennes fractales présentent certains inconvénients à savoir:

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

#### **II.12. CONCLUSION**

La découverte des formes fractales dans la nature constitue une forme d'universalité insoupçonnée jusqu'alors, qui permet de comparer et de modéliser des objets, de résoudre des problèmes jusqu'à présent ouverts, comme par exemple la simple caractérisation d'une côte rocheuse, la croissance des plantes (choux, fougères, arbres,...) et l'organisation du poumon, on observe des phénomènes et des géométries très similaires du point de vue de leur complexité et de leur dimension fractale. On peut donc s'attendre à trouver des formes fractales dans la nature là où l'abondance de facteurs incontrôlables rend aléatoire un processus : c'est le cas de l'érosion pour les côtes rocheuses et les montagnes, mais aussi pour le trajet emprunté par des molécules d'eau, d'oxyde de manganèse, etc. (phénomène de diffusion). C'est pourquoi la géologie rassemble de nombreux exemples de formes fractales.

On a commencé ce chapitre par une présentation des principes fondamentaux de la théorie de fractale, on partant par son historique qui est représenté par les premières formes monstres jusqu'à la naissance de la géométrie fractale. Les propriétés fondamentales, ainsi que les différentes structures géométriques sont exposées. Ensuite nous avons évoqué l'existence du fractale autour de nous, que ce soit dans le monde vivant tel que le corps humain, les animaux et les végétaux, ainsi que dans le monde mort tel que les côtes rocheuses, les montagnes, les nuages, les galaxies et le réseau hydrographique. Les différentes domaines d'application du fractale ont été décrits.

En fin nous avons terminé ce chapitre par un état de l'art sur les antennes fractales, leurs caractéristiques ainsi que leurs points forts et faibles.

### Références bibliographiques du chapitre II

[1] Benoit. B. Mandelbrot, « Les Objets fractals : forme hasard et dimension », Flammarion, Paris 1975.

[2] J. LAJOIE, « La Géométrie Fractale », exigence partielle de la maitrise en mathématiques et informatique appliquées, Université Du Québec, Juin 2006.

[3] K.J. Vinoy «Fractal shaped antenna elements for wide- and multi- band wireless applications », A PHD thesis in Engineering science and mechanics, University of Pennsylvania, August 2002.

[4] Benoit. B. Mandelbrot «The Fractal Geometry of Nature », New York, W.H. Freeman and Company, 1975.

[5] https://www.futura-sciences.com/comprendre/c/jean-pierre-louvet.php

[6] BITCHIKH Mounira, « Conception et Réalisation d'Antennes Fractales Multi-bandes », Mémoire de Magister en Télécommunication, Ecole Militaire Polytechnique (EMP) Bordj El Bahri-Alger 2008.

[7] Ameziane Djamel, « Etude et Optimisation d'Antennes Fractales Plaquées », Mémoire de Magister en Télécommunications, Université TLEMCEN, Mai 2009.

[8] Cantor G., « Uber unendliche, lineare Punktmannigfaltigkeiten V », Mathematische Annalen 21 (1883) pp. 545-591.

[9] Hilbert D., « "Uber die stetige Abbildung einer Linie auf ein Fl"achenst"uck », Mathematische Annalen 38 (1891) pp. 459-460.

[10] Von Koch H., « Sur une courbe continue sans tangente obtenue par construction géométrique ´élémentaire », Arkiv f<sup>.</sup> or matematik 1, (1904) pp. 681-704.
[11] Von Koch H., « Une méthode géométrique élémentaire pour l'étude de certaines questions de la théorie des courbes planes », Acta Mathematica 30 (1906) pp. 145-174.

[12] Belgheddouche Mohamed « Compression d'images par Les fractales », Mémoire de master en recherche opérationnelle Université SAAD DAHLAB- Blida 1, Département de Mathématique 2014.

[13] Kenneth Falconer « Fractal Geometry Mathematical Foundations and Applications », University of St Andrews, UK, Wiley 2014 Third Edition. [14] Sierpinski W, « Sur une courbe cantorienne dont tout point est un point de ramification », C.R. Académie des Sciences de Paris 160, (1915) p. 302.

[15] Nigel Lesmoir-Gordon, Will Rood and Ralph Edney, « Introducing Fractals A Graphic Guide », Icon Books Ltd, London 2014.

[16] Mathias Caroline, « Construction d'un tétraèdre de Sierpinski avec des tickets de métro », Collège La Guinette, Villecresnes 2016.

[17] Hafedh Ben Ibrahim Gaha , « Analyse et conception des antennes fractales – Applications aux télécommunications large bande », Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse INP (France) et de l'école nationale d'ingénieurs de Tunis de l'université Tunis El-Manar (Tunisie), 18 juillet 2007.

[18] Encyclopédie des Formes Mathématiques Remarquables,

https://mathcurve.com/index.htm

[19] AISSAOUI Djelloul, « Etude et Conception D'antennes Fractales Pour Des Applications Ultra-Large-Bande », Thèse de doctorat, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen 2017.

[20] http://www.polyhedra-world.nc/stuff/AMC/Les formes fractales dans la nature.pdf

[21] MESSAOUDI Soumya et BOUAICHA Khadidja, « Fractalisation d'un Ecoulement Convectif au-dessus d'une Source de Chaleur », Master en Physique énergétique et énergies renouvelables, Université Ahmed Draïa Adrar, 2019.

[22] https://lesfractales.weebly.com/corps-humain.html

[23] PAOLI Benjamin, VAUTHIER Tom, FRAPPIER Louis, KENDE Mathias, « les fractales », article scientifique, Université de Lille. France. 2003.

[24] Projet : STPI1/P6-3/2009 – 005, bibliographie, informatique « Réalisation d'un documentaire illustré sur les fractales dans la nature : recensement, analyse mathématique et illustrations », Institut National Des Sciences Appliquées De Rouen, 2009.

[25] Mandelbrot B. – « How long is the coast of Britain? Statistical self-similarity and fractional dimension », Science, vol. 155, p. 636-638, (1967).

[26] L. F. Richardson, « in Genieral Systems », Year-book 6, 139 (1961).

[27] Djellouli Yassine, Zenazel Imad Eddin Med, « Conception d'une antenne monopole fractale », Mémoire de master, Institut d'Aéronautique et des Etudes Spatiales, Université SAAD DAHLEB - BLIDA 01, 2021.

[28] http://WWW.sciam.c0m/1999/0799issue/0799techbus3.html

[29] S. Hebib, « Nouvelle Topologie d'Antenne Multi-Bandes pour Application Spatiales »,Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, France, 2008.

[30] D.H. Werner, « Fractal Radiators », proceedings of the 4 th annual 1994, IEEE MOHAWK valley section dual-use technologies and applications conference, volume I, Suny institute of technology at Utica/Rome, New York, May 23-26.

[31] N. Cohen, « Fractal antennas, part 1 », communications quarterly, summer 1995.

[32] N. Cohen, « Fractal antennas, part 2 », communications quarterly, summer 1996.

[33] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, X. Garcia, and F. Benitez, « Fractal multiband antenna based on the Sierpinski gasket », Electronics Letters, Vol. 32, No. 1, Jan. 1996, pp. 1-2.

[34] Constantine A. Balanis, « Antenna Theory Analysis And Design », John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 2016.

[35] C.Puente, J. Romeu, R. Pous and A. Cardama, "The Koch monopole: a small fractal antenna", IEEE transactions on antennas and propagation, AP-48, 11, November 2000, pp 1773-1781.

[36] P. Tang, "Scaling property of the Koch fractal dipole", IEEE international symposium on antennas and propagation digest volume 3, Boston, Massachusetts, July 2000, pp 150-153.

[37] John Gianvittorio, "Fractal antennas Design, characterisation, and applications", A thesis submitted in partial satisfaction of the requirements for the degree master of science in electrical engineering, university of California, Los Angeles, 2000.

[38] J. Romeu, C. Borja, S. Blanch, and J. Girona, "High directivity modes in the Koch island fractal patch antenna", IEEE antennas and propagation digest, Vol. 3, Salt Lake city, Utah, July 2000, pp 1696-1699.

[39] I. Kim, T. Yoo, J. Yook, and H.Park, "The Koch island fractal microstrip patch antenna", IEEE Tran. On antennas and propagation, Vol. 2, Boston, Massachussetts, July 2001, pp 736-739.

[40] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, X. Garcia, and F. Benitez, "Fractal multiband antenna based on the Sierpinski gasket", Electronics Letters, Vol. 32, No. 1, Jan. 1996, pp. 1-2.

[41] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, and A. Cardama, "On the behavior of the Sierpinski multiband antenna", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 46, pp. 517–524, Apr. 1998.

[42] C. P. Baliarda, C. B. Borau, M. N. Rodero, and J. R. Robert, "An iterative model for fractal antennas: application to the Sierpinski gasket antenna", IEEE trans. Antennas propagation, Vol. 48, May 2000, pp 713–719.

[43] J. Anguera, and al, "Miniature wideband stacked microstrip patch antenna based on the Sierpinski fractal geometry", IEEE antennas and prop. Inter. Symp. Digest Vol. 3, Salt Lake city, Utah, July 2000. pp 1700-1703.

[44] J. Chang, S. Jung, S. Lee, "Triangular Fractal antenna," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 27, no. 1, Oct. 2000, pp. 41-46.

[45] Puente, Claret, J, Sagues, F, Romeu. J, Lopez-Salvans, M.Q, and Pous, R: "Multiband properties of a fractal Tree antenna generated by electrochemical deposition", electron. Lett, 1996, pp 2298-2299.

[46] J. Anguera, C. Puente and J. Soler, "Miniature monopole antenna based on the fractal Hilbert curve", IEEE antennas and prop. Inter. Symp. Digest, Vol. 4, Texas, June 2002. pp 546-549.

[47] K.J. Vinoy, K.A. Jose, V.K. Varadan, and V.V. Varadan, "Hilbert curve fractal antennas with reconfigurable characteristics" in: IEEE- MTT international symposium, Phoenix May 20-25, 2001, Digest, Vol. 1, pp 381-384, 2001.

[48] S. R. Best, « The fractal loop antenna: a comparison of fractal and non-fractal geometries », IEEE international symposium on antennas and propagation digest, volume 3, Boston, Massachusetts, July 2001.

[49] J. C. Liu, D. C. Chang, D. Soong, C. H. Chen, C. Y. Wu, L. Yao, "Circular Fractal antenna approaches with Descrates circle theorem for multiband/wideband application," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 44, no. 5, Mar. 2005, pp. 404-408.

[50] Ombeni Kanze Kennedy, "Design and Analysis of Fractal Antennas for Wideband Applications", A thesis for the degree of Bachelor of technology, India, May-2014.

# CHAPITRE III

## ETUDE ET CONCEPTION D'UNE ANTENNE FRACTALE MINIATURE ULB

#### **III.1. INTRODUCTION**

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons présenter un aperçu général sur les méthodes et les techniques existant pour augmenter (élargir) la bande passante et réduire (miniaturiser) la taille des antennes ou encore diminuer les rayonnements parasites.

Généralement la réduction de taille entraine une diminution du gain et l'augmentation de la bande passante nécessite une augmentation de la taille de l'antenne. Des techniques d'optimisations ont été principalement développées pour les télécommunications mais leurs principes restent utilisables à tous types d'applications.

#### III.2. TECHNIQUES DE MINIATURISATION ET D'ELARGISSEMENT DE LA BANDE PASSANTE DES ANTENNES PLANAIRES

Généralement, les techniques utilisées pour miniaturiser les antennes patch, sont les mêmes utilisées pour élargir la bande passante c. à d. ont l'aspect commun. Mais ces techniques restent toujours fonction de deux facteurs, le bon choix au bon endroit. Parmi ces techniques on peut citer :

#### III.2.1. Modification géométrique

#### **III.2.1.1.** Insertion des fentes (encoches)

Cette technique utilise le principe de Babinet, basé sur le rayonnement des fentes. Cette méthode introduit une deuxième résonance donc une autre bande d'adaptation, l'avantage est de ne pas augmenter l'encombrement de l'antenne par rapport à la méthode précédemment citée. Une autre conséquence de cette fente est l'augmentation des longueurs électriques.

Dans des cas plus complexes comme le montre la figure III.1, on crée de multiples résonances selon différentes longueurs électriques (le trajet de l'onde est rallongé), l'antenne devient alors ULB par de multiples résonances mais ces résonances rayonnent dans des directions différentes [1].



Figure III.1. Antenne PIFA avec fentes [1]

#### **III.2.1.2. Insertion de court-circuit**

Un court-circuit rajouté à l'élément rayonnant, peut être réalisé soit par une languette, soit par un fil de court-circuit. Le but est d'obtenir une deuxième résonance sur l'antenne beaucoup plus basse que le mode fondamental.

Par exemple ici, un court-circuit est rajouté à une antenne plaquée pour former l'antenne PIFA (Planar Inverted Folded Antenna) [2].



Figure III.2. Antenne PIFA (a) et antenne fil - plaque (b)

Typiquement, les dimensions pour une antenne PIFA respectent :  $d \ll \lambda$  et  $h+L=\lambda/4$ . Le court-circuit introduit une self qui entre en résonance avec la capacité formée par le toit de l'antenne et crée une nouvelle zone d'adaptation.

L'adaptation s'obtient lorsque la partie imaginaire de l'impédance d'entrée se trouve autour de X(f)=0 et R(f)=50 $\Omega$  pour un générateur idéal 50 $\Omega$ . Cette méthode permet donc de rajouter aisément une bande d'adaptation en dessous de la bande de travail habituelle d'une antenne et ceci en conservant l'encombrement de l'antenne initiale.


Figure III.3. Impédance des antennes fil – plaque

#### III.2.1.3. Insertion des méandres et des repliements [1]

Une méthode consiste à replier l'élément rayonnant et ainsi à obtenir une plus grande longueur électrique pour un encombrement total donné (figure III.4).



Figure III.4. Insertion de repliements

Cette catégorie de structure apporte de nombreuses résonnances, elle est généralement utilisée dans les systèmes multi-bandes. Cette même technique, appliquée sur les antennes planaires est basée sur l'utilisation de méandres (figure III.5). Ce type d'antenne est large bande et multi-résonnante.

Ces méthodes ont un inconvénient majeur : elles changent le sens du courant et donc la polarisation du rayonnement. L'antenne, même adaptée, ne possède pas des caractéristiques de rayonnements optimales.



Figure III.5. Méandres

#### III.2.1.4. Changement de plan de masse

Cette technique est simple et très utilisée pour la conception des antennes ULB. Dans cette technique on peut modifier les dimensions du plan de masse (demi-plan de masse) et peut aussi créer des défauts DGS (Defected Ground Structure) ou des encoches dans le bord supérieur de demi-plan de masse pour améliorer la bande passante de l'antenne [3].



Figure III.6. Exemples d'une antenne ULB avec un demi-plan de masse

#### III.2.1.5. Changement de la forme et les dimensions de l'élément rayonnant

Le choix de la forme et les dimensions de l'élément rayonnant jouent un rôle très important sur la largeur de bande. L'effet de l'élément rayonnant sur la bande passante est lié au facteur de qualité, puisqu'il y a certaines formes qui ont un facteur de qualité très faible et la largeur de bande a une relation inversement proportionnelle avec le facteur de qualité. Si le facteur de qualité est faible, la bande passante sera grande.

$$LB = \frac{ROS - 1}{Q\sqrt{ROS}} \tag{III.1}$$

Avec LB est la largeur de bande, Q le facteur de qualité qui est le rapport de l'énergie stockée sur la puissance perdue et ROS le rapport d'onde stationnaire [4].

#### III.2.1.6. Courbes de remplissage par les géométries fractales

Une autre technique pour optimiser le remplissage de la sphère de Chu [2], toujours à base de courbes, consiste à remplir une surface plane par un enchevêtrement de courbes. Cette technique a notamment été étudiée par Hilbert [5] et Peano [6] qui sont tous deux des mathématiciens et qui ont déni deux types de ces courbes, comme présenté sur les Figure III.7.

Il paraît encore une fois évident qu'une telle technique augmente la longueur électrique pour une dimension donnée et diminue ainsi la fréquence de résonance de l'antenne structurée. Ces réexions ont mené à l'utilisation d'une forme particulière de courbes de remplissage en l'électromagnétisme : les fractales.



Figure III.7. (a) Courbe de Peano, (b) Courbe de Hilbert

Les dimensions fractionnaires des fractales peuvent être utilisées pour concevoir des antennes électriquement très longues mais physiquement courtes. L'utilisation des géométries fractales est l'une des meilleures solutions pour rendre les antennes miniaturisées.

#### III.2.2. Ajouts d'éléments localisés

#### III.2.2.1. Résonateurs couplés

Selon un principe similaire aux antennes fils-plaques, il est possible d'ajouter des résonateurs à une antenne existante en couplant celle-ci avec une autre antenne. Ces résonateurs-ci fonctionnent principalement par couplage capacitif.



Figure III.8. (a) résonateur juxtaposé, (b) résonateur parasite superposé

La juxtaposition de deux résonances permet d'élargir grandement la bande passante. Si les résonances sont suffisamment proches, on peut obtenir une antenne ULB ; dans le cas contraire on a une antenne multi-résonante. Ces éléments parasites influent énormément sur le diagramme de rayonnement mais élargissent la bande d'adaptation [7].

#### **III.2.2.2. Introduction de charges**

Pour les antennes à ondes progressives alimentées par des sources impulsionnelles des phénomènes de rebonds existent en extrémité, l'onde de retour est la part de l'onde incidente qui n'a pas pu être rayonnée, en général de contenu spectral basses fréquences. Cette réflexion peut dégrader la forme du rayonnement et être néfaste pour le générateur.





Wu et King [8] ont développé une méthode d'absorption des courants sur une surface (figure III.10). Cette méthode a été adaptée à la réduction des rebonds sur les antennes à ondes progressives. Elle a été utilisée avec succès sur les antennes ciseaux et 4 brins filaires [8]. Les valeurs des résistances à répartir sur une longueur L sont déterminées par la relation suivante :

$$Z(\rho) = \frac{Z_0}{1 - \frac{\rho}{L}} \tag{III.2}$$

Avec L : Longueur de la partie d'antenne chargée résistivement

ρ : Position de la résistance

Z0 : Valeur de la première résistance (très faible, de l'ordre de l'Ohm), la plus éloignée de l'extrémité de l'antenne.

Les résistances doivent être placées sur une longueur suffisamment grande ( >  $\lambda/4$ ) pour être efficaces. Les charges résistives ne sont pas les seules utilisables, une combinaison d'effet capacitif et résistif peut être mis en place afin d'améliorer le rayonnement d'une antenne; l'exemple de la bow-tie [9] est illustré figure III.1.1.



Les résistances ont pour rôle de dissiper le courant incident (I+) par effet joule pour limiter le courant de retour (I-).

Figure III.10. Exemple d'utilisation de la loi Wu et King

La figure III.11 représente une demi-antenne Bow-Tie, les coupes cylindriques (Slot) participent à l'ajout d'un effet capacitif sur l'antenne. Des absorbants hyper fréquence sont ensuite rajoutés sur les parties métalliques de l'antenne pour jouer le rôle des résistances.



Figure III.11. Bow-tie chargée

#### III.2.3. Changement des paramètres du substrat diélectriques

La méthode par changement des paramètres du substrat diélectriques est une méthode simple et plus facile lorsqu'il s'agit d'élargir la bande d'antenne. Elle est basée sur l'utilisation des substrats épais et faire une variation sur la constante diélectrique (permittivité).

#### III.2.3.1. Augmentation de la constante diélectrique

L'utilisation d'un substrat à forte constante diélectrique n'a qu'un seul objectif : augmenter la longueur électrique guidée. Cependant il augmente aussi très fortement le facteur de qualité qui est défini par la relation :

$$Q = \frac{f_c}{BP_{-3dB}} = \frac{\sqrt{f_L f_H}}{f_H - f_L}$$
(III.3)

Où  $f_L$  et  $f_H$  sont respectivement la fréquence basse et haute délimitant la bande passante de l'antenne.

Or si Q augmente, alors la bande passante diminue [2] si bien que cette technique de miniaturisation n'est pas utilisable dans notre application.

#### III.2.3.2. Augmentation de l'épaisseur

La couche intermédiaire entre le patch et le plan de masse, est le substrat (diélectrique). L'importance de ce diélectrique réside dans son influence directe sur la fréquence de résonance, la bande passante, et par conséquent le rayonnement de l'antenne, car une partie importante des ondes susceptibles de se propager est retournée dans ce dernier, il s'agit des ondes guidées. La sélection du matériau du substrat est basée sur les caractéristiques désirées de ce dernier pour des performances optimales selon la spécification et les classes des fréquences. Le facteur de qualité peut être écrit sous la forme :

$$Q = \frac{\omega E_{stock\acute{e}e}}{P_{perdue}} \tag{III. 4}$$

Où  $\omega$  représente la pulsation,  $E_{stockée}$  représente l'énergie stockée et  $P_{perdue}$  représente la pulsance perdu.

L'énergie stockée augmente avec l'augmentation de la constante diélectrique er et la réduction de l'épaisseur du substrat, ce qui fait augmenter Q et diminue la largeur de bande de l'impédance. La largeur de bande varie de façon non linéaire avec l'épaisseur du substrat à cause des autres facteurs, tels que les pertes de rayonnement et les pertes résistives. En pratique, l'augmentation de l'épaisseur est une mauvaise méthode pour incrémenter la largeur de bande de l'impédance [10].

#### III.2.4. La technique de l'alimentation

#### III.2.4.1. Choix de la technique d'alimentation

Le type d'alimentation joue un rôle important pour obtenir une antenne à une bande large, donc le choix des méthodes d'alimentations peut contribuer à l'élargissement de la bande passante. La technique de couplage par fente ou la méthode d'ouverture couplée est utilisée dans les antennes multicouches large bande, cette méthode est efficace pour rendre la bande plus large.

Aussi la technique de ligne coplanaire CPW (Coplanar Waveguide) qui est utilisée au sens large pour réaliser des antennes ULB en raison de l'aptitude à élargir la bande de fréquence de l'antenne de manière remarquable [11].



Figure III.12. Antenne planaire avec alimentation de ligne coplanaire(CPW)

#### II.2.4.2. Décalage de l'alimentation

Cette technique montre que le décalage du point d'alimentation de l'antenne monopole augmente d'une manière significative la largeur de bande de cette antenne [12]. On parle ici beaucoup plus sur l'alimentation par ligne microruban.



Figure III.13. Le décalage de l'alimentation pour un monopole

Ils existent d'autres techniques Dans la littérature comme l'évasement symétrique, le monopole croisé et le monopole à 3 plaques [13-15]. On trouve aussi des techniques pour réduire la longueur d'onde guidée, telque l'emploi des matériaux magnétiques, magnétodiélectriques et Métamatériaux (MMA) [16].

Le tableau III.1. Récapitule presque toutes les techniques qui font miniaturiser la taille ou élargir la bande passante des antennes micro-rubans, ou qui font les deux en même temps, ainsi que leurs avantages et inconvénients.

N °	Technique	Miniaturisation de la taille	Elargissement de la bande passante	inconvénients
1	Insertion des fentes [13]	Oui	169 % de bande contre 68% pour le monopole initial	Instabilité du diagramme de rayonnement- IDR
2	Insertion de courts- circuits [13]	-Diminution de 50% de la taille -Fort courant sur le court-circuit	Oui	-Diminution de l'efficacité à bande identique - IDR
3	Insertion des méandres et des repliements	Oui	Oui	
4	Changement de plan de masse	Oui	Oui [14]	
5	Changement de l'élément rayonnant	Oui	Oui [14]	
6	fractales	Oui	Oui	
7	Ajouts des Résonateurs couplés [15]	Oui	Oui	IDR
8	Introduction de charges [7]	Oui	Oui	Phénomènes de rebonds IDR
9	Augmentation de la constante diélectrique	Oui	non	Diminution de la bande
10	Augmentation de l'épaisseur du substrat	Non	Oui [10]	Augmentation des dimensions
11	Choix de la technique d'alimentation	Non	CPW, couplage par Fente, la méthode d'ouverture couplée	
12	Décalage de l'alimentation [14]	Non	129 % de bande passante contre 68% pour le monopole initial [15]	IDR
13	Emploi des Matériaux magnétiques	Oui [16]	Oui	
14	Emploi des Matériaux magnéto-diélectriques	Oui [16]	Oui	
15	Emploi des Métamatériaux	Oui [16]	Oui	
16	Evasement symétrique [15]	Non [14]	<ul> <li>-169 % de bande passante contre 68% pour le monopole initial</li> <li>- Stabilité de DR</li> </ul>	IDR
17	Monopole croisé [15]	Non	-111 % de bande passante /169% pour monopole à évasement symétrique	Difficulté de fabrication
18	Monopole à 3 plaques [15]	Non	- SDR - 122% de bande passante contre 68% pour le monopole initial	Difficulté de fabrication

**Tableau III.1.** Avantages et inconvénients des techniques d'amélioration de la bande

 passante et de miniaturisation des antennes planaires

#### III.3. ETUDE ET CONCEPTION D'UNE ANTENNE FRACTALE ULB EN UTILISANT LA FORME DU GIUSEPPE PEANO ET TAPIS DE SIERPINSKI

Dans un système de télécommunications, les antennes sont devenues des dispositifs à part entières qui nécessitent une étude très spécifique et particulière. Tout en cherchant à optimiser les paramètres et à améliorer les performances radio de l'antenne, il est nécessaire de l'adapter aux dernières applications et de répondre aux exigences d'intégration dans l'architecture des terminaux [17]. La technologie émergente de radiocommunication UWB qui exploite le principe des liaisons radio pulsées très courtes sans porteuse offre des avantages intéressants par rapport aux techniques actuelles de transmission d'informations et pourrait révolutionner le domaine des télécommunications. Depuis plusieurs années, le déploiement de ces technologies, notamment dans les applications grand public, nécessite l'utilisation d'antennes miniatures à haut débit et à faible coût [18, 19].

De plus, la conception d'une antenne à profil bas et de taille compacte avec de bonnes caractéristiques est une tâche laborieuse pour les chercheurs. De nos jours, les structures fractales sont une bonne solution pour obtenir une antenne compacte à profil bas avec des caractéristiques multibandes et/ou large bande en raison de ses deux propriétés les plus courantes : l'autosimilarité et le remplissage d'espace [20]. Les discontinuités dues à la forme compliquée et irrégulière du fractale augmentent la bande passante et le rayonnement effectif de l'antenne. La propriété d'autosimilarité d'une fractale provoque un comportement multibande et/ou large bande, ainsi que la propriété de remplissage d'espace conduit à une réduction de taille [21].

#### III.3.1. Description de l'antenne

Dans cette deuxième partie, une nouvelle structure d'antenne fractale compact monopôle microruban réalisée par la combinaison de deux géométries fractales, Giuseppe Peano et tapis de Sierpinski sera proposée. La forme fractale de Giuseppe Peano est appliquée le long des bords d'un patch carré rayonnant, ainsi que la structure fractale du tapis de Sierpinski est gravée sur sa surface. L'antenne est alimentée par une ligne microruban avec une fente symétrique sur le bord supérieur du plan de masse partiel. La conception, la modélisation et Les simulations des résultats ont été faites avec le simulateur CST-MWS (Computer Simulation Technology MicroWave Studio) [22], qui est considéré parmi les meilleurs logiciels pour l'analyse et la conception des antennes planaires et filaires. La structure fractale de Sierpinski a été inventée par le mathématicien polonais Sierpinski. Il existe plusieurs variantes de cette géométrie, parmi lesquelles on trouve le tapis et le tamis de Sierpinski qui est apparu en premier lieu en 1915 [23, 24]. Les itérations de la géométrie du tapis de Sierpinski sont exposées dans le deuxième chapitre. En 1890, Giuseppe Peano a introduit une nouvelle fonction fractale pour la propriété de remplissage d'espace d'une structure connue sous le nom de Giuseppe Peano [25].



Figure III.14. La fractale de Giuseppe Peano



Figure III.15. La géométrie proposée

Ce concept de structure fractale a été introduit dans l'ingénierie des antennes à des fins de miniaturisation [26, 27]. La procédure récursive de la fractale de Giuseppe Peano est appliquée le long des bords d'un carré rayonnant jusqu'à la deuxième itération comme représenté sur la figure III.14 [28, 29]. Comme le montre la figure III.15, les deux géométries fractales sont appliquées sur le patch rayonnant de l'antenne proposée [30].

#### III.3.1.1. Géométrie de l'antenne de base

La géométrie de l'antenne de base est sous forme d'une antenne monopôle carrée imprimée sur un substrat diélectrique de type FR-4 avec une taille de  $30 \times 30 \times 1,5$  mm3 (Ws × Ls × h). La permittivité du substrat est  $\varepsilon_r = 4,3$  et sa tangente de perte est de 0,025. La longueur Lp et la largeur Wp du patch sont calculées à l'aide des équations (III.5) à (III.9). Le plan de masse partielle a une longueur réduite à 12,5 mm (Lg) et la même largeur que le substrat. La ligne d'alimentation microruban est conçue pour être adapté à 50 Ohm avec une largeur Wf = 3 mm et une longueur L = 13,5 mm.

$$Wp = \frac{C}{2f0\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}}} \tag{III.5}$$

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{Wp} \right]^{\frac{1}{2}}$$
(III.6)

$$L_{eff} = \frac{C}{2f0\sqrt{\varepsilon_{reff}}}$$
(III.7)

$$\Delta Lp = 0.412 h \frac{\left(\varepsilon_{reff} + 0.3\right) \left(\frac{Wp}{h} + 0.246\right)}{\left(\varepsilon_{reff} - 0.258\right) \left(\frac{Wp}{h} - 0.8\right)}$$
(III.8)

$$Lp = L_{p\,eff} + 2\Delta Lp \tag{III.9}$$

Où, c = Vitesse de la lumière dans l'espace libre ; h = Hauteur du substrat ;  $\varepsilon_r$  = Permittivité relative du substrat ; Wp= Largeur du patch ; Lp = Longueur du patch ;L<sub>p eff</sub> = Longueur efficace ;  $\Delta$ Lp = Extension de longueur ; $\varepsilon_{reff}$  = Constante diélectrique effective ; f<sub>0</sub>= fréquence de résonance.

Paramètre	Dimension (mm)	Paramètre	Dimension (mm)
Ls	30	Lp	14
Ws	30	Wp	14
L	13.5	Wf	3
Lg	12.5	h	1.5

Les paramètres de l'antenne de base sont récapitulés dans le tableau IV.2.

Tableau III.2. Paramètres géométriques de l'antenne de base

#### III.3.2. Méthode de conception de l'antenne proposée

#### III.3.2.1. Application de la fractale de Giuseppe Peano

Dans cette section, la géométrie fractale de Giuseppe Peano sera appliquée aux bords du patch carré de l'antenne de base, avec le paramètre d qui est choisi d'une manière esthétique dont la valeur a été tombée sur d = 0,5 mm. De plus, une fente rectangulaire symétrique de dimensions optimisées ( $14 \times 0,5$ ) mm<sup>2</sup> (N×S) sera retirée du milieu du bord supérieur du plan de masse, comme le montre la Figure III.16. La figure III.17 montre clairement l'effet de la fente insérée dans le plan de masse de l'antenne Peano par rapport à l'antenne de base. Par conséquent, une bande passante de 3,28 GHz à 11,62 GHz est atteinte.



Figure III.16. (a) Antenne de base, (b) antenne Giuseppe Peano et (c) plan de masse avec une fente



Figure III.17. Effet de la fente insérée dans le plan de masse sur le coefficient de réflexion S11 de l'antenne Peano

#### a) Effet des escaliers sur l'antenne Peano

Pour améliorer encore la bande passante à l'entrée, l'extrémité inférieure du patch est coupée de manière particulière des deux côtés pour générer des pas (escaliers) d'impédance appropriés ayant les dimensions a1 = 1 mm, a2 = 4 mm, a3 = 0,5 mm, b = 0,5 mm, c = 0,5 mm, comme le montre la Figure III.18. Par conséquent, une bande passante de 3,1 GHz à 12,1 GHz est obtenue, comme illustré à la Figure III.19 [31].



Figure III.18. L'antenne Giuseppe Peano avec escaliers





#### b) Effet du paramètre "C" sur l'antenne Giuseppe Peano

Après avoir étiré les fréquences inférieures de la bande passante en ajoutant des escaliers d'adaptation (Figure III.18), nous pouvons contrôler les fréquences supérieures de la bande passante par la variation du paramètre "C" comme indiqué sur la figure III.20.



Figure III.20. Effet du paramètre "c" sur la perte de retour de l'antenne Giuseppe Peano

Afin de faciliter l'étude, nous pouvons résumer l'effet des escaliers introduites par le paramètre "C" dans le tableau III.3.

Paramète ''C'' (mm)	Fréquences de resonance (GHz)	S11 (dB)	Bande de Fréquence (GHz)	Bande Passante (%)	
0.5	5.24	-35	[2 12 12 07]	117.84	
0.5	10.86	17.3	[3.12-12.07]		
	5.34	-26.95		118.5	
0.75	8.59	-21.92	[3.17-12.39]		
	10.76	21.97			
	5.39	-22.1		119.55	
1.00	8.93	23.29	[3.23-12.83]		
	10.71	32.62			

Tableau III.3. Résumé de l'effet du paramètre "C"

D'après le Tableau III.3, on peut remarquer facilement que la longueur "C" peut être utilisée pour contrôler les fréquences les plus élevées de la bande UWB, donc à chaque fois on augmente le paramètre « C », on aura un élargissement de la bande du côté des fréquences supérieurs de la bande. Nous avons évité le cas C = 1 mm (le meilleur cas), pour éviter les chevauchements des fentes avec les frontières de patch générées par l'application du tapis Sierpinski. Alors on prend le cas C = 0.75 mm.



#### III.3.2.2. Application du tapis Sierpinski

Figure III.21. Antenne Giuseppe Peano et tapis de Sierpinski : (a) Itération 0,

#### (b) Itération 1, (c) Itération 2

La figure III.21 montre les trois premières itérations de tapis de Sierpinski appliquées sur le patch Giuseppe Peano rayonnant de l'antenne proposée. On peut voir sur la figure III.22 que l'insertion des trois premières itérations du fractale n'affecte pas de manière significative la largeur de bande de l'antenne.

Par contre la réduction de l'antenne et très claire d'après le décalage du premier pic de résonance vers la gauche des trois itérations seulement (c-a-d obtentions des fréquences de résonances moins qu'on ne peut pas les trouver qu'avec des longueurs grandes) par rapport à l'antenne de base.

Par conséquent, la configuration finale de l'antenne proposée (Itération 2) occupe environ 9,1 GHz, soit relativement 118,95 %, couvrant une bande passante allant de 3,1 à 12,2 GHz par rapport à celle de l'antenne de base de 5,78 GHz s'étendant de 3,34 à 9,12 GHz. La bande passante a augmenté d'environ 63,51 %.





#### III.3.3. Résultats de simulation et interprétation

A partir des études menées précédemment, nous pouvons déduire les paramètres optimisés de l'antenne fractale de Giuseppe Peano et tapie de Sierpinski, qui sont montrés dans le tableau ci-dessous.

Paramètre	Dimension (mm)	Paramètre	Dimension (mm)
a1	1	С	0.75
a2	4	d	0.5
a3	0.5	Ν	14
b	0.5	S	0.5

 Tableau III.4. Paramètres optimisés de l'antenne fractale de Giuseppe Peano et tapie de Sierpinski

#### III.3.3.1. Impédance d'entrée

La figure III.23 représente la variation de l'impédance d'entrée simulée de l'antenne proposée en fonction de la fréquence. La courbe montre que la partie réelle de cette caractéristique est normalisée à 50 Ohms et sa valeur varie de 32 à 70 Ohms dans toute la gamme de fréquences ULB (3,1 à 12,2 GHz). Tandis que la partie imaginaire oscille presque autour de la ligne zéro, ce qui signifie une bonne adaptation de l'antenne conçue sur toute la bande de travail.



Figure III.23. Impédance d'entrée de l'antenne fractale proposée

#### **III.3.3.2.** Distributions de courant de surface

La figure III.24 montre la répartition du courant sur la surface de l'antenne. Les distributions de courant sont calculées pour les fréquences 5.1 GHz, 8 GHz et 10 GHz.





#### III.3.3.3. Gain et efficacité

La figure III.25 présente les résultats simulés de l'antenne fractale UWB proposée en termes de gain et d'efficacité de rayonnement. Dans la bande de fréquence inférieure (de la gamme ULB), le gain d'antenne varie de 1,1 dB à 2,41 dB, ce qui est acceptable en raison de la très petite taille de l'antenne. Ainsi, il est clair que le gain est plus élevé à des fréquences plus élevées, par opposition à une plage de fréquences plus basses. Un gain de plus de 2,41 dB est obtenu et le pic est proche de 5,2 dB à 12 GHz. L'efficacité du rayonnement varie entre 67 % et 84,9 % dans la bande opérationnelle de l'antenne. En général, les résultats montrent toujours un accord satisfaisant de l'antenne proposée pour le fonctionnement dans les communications Ultralarges bande.





#### III.3.4. Réalisation et validation expérimentale de l'antenne proposée

Après avoir conçu et simulé notre antenne dans l'environnement CST à travers l'étude de leurs caractéristiques électriques et de rayonnement, on a voulu valider nos résultats avec la mesure, pour cela on a procédé à la fabrication de prototype de l'antenne étudiée.

#### **III.3.4.1.** Fabrication

Le prototype de l'antenne fractale ULB proposé est fabriqué au sein du laboratoire des circuits imprimés du département d'électronique et télécommunications (Université 08

Mai 1945-Guelma), à l'aide d'un traceur de carte de circuit imprimé de type LPKF ProtoMat S103 qui est basé sur des technologies standardisées de gravure mécanique, cette machine est doté d'un logiciel qui s'appelle Circuit Pro.

#### a)- Description du matériel

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



Figure III.26. (a) La machine ProtoMat S103, (b) Logiciel LPKF Circuit Pro

Tous les graveurs de circuits imprimés LPKF sont équipés de puissants logiciels systèmes permettant la conversion des données de topologie dans les circuits imprimés : ils récupèrent les données des logiciels de conception, les éditent pour la production, les décomposent en étapes de procès, et guident les utilisateurs, étape par étape, dans le processus de fabrication.

Le LPKF Circuit Pro est capable d'importer tous les formats d'échange de données, offre un grand éventail d'options d'édition et permet de contrôler les graveurs de circuits imprimés. En outre, le logiciel a la possibilité de produire des stencils pour des vernis épargnes et des calques d'assemblage. Le LPKF Circuit Pro Lite est une version simplifiée du LPKF Circuit Pro pour les graveurs de circuits imprimés LPKF d'entrée de gamme [32].

#### **b)-** Etapes de fabrication

Les précisions des dimensions des antennes sont très critiques en hyperfréquences. Par conséquent, la machine de gravure Laser LPKF ProtoMat S103, illustrée dans la figure III.26 (a), est utilisée pour fabriquer le prototype de l'antennes proposée. Le processus de fabrication qu'on a suivi est décrit selon l'organigramme ci-dessous :



Figure III.27. Méthodologie de fabrication de l'antenne

La structure fabriquée est illustrée sur la Figure III.28.



Figure III.28. Photographie de Prototype de l'antenne : (a) Vue de dessus, (b) Vue de

dessous

#### III.3.4.2. Mesure du coefficient de réflexion et taux d'onde stationnaire (VSWR)

Le coefficient de réflexion du prototype fabriqué a été mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (Rohde & Schwarz R & S®ZNB20) (VNA : Figure III.29) avec une plage de 100 KHz à 20 GHz disponible au laboratoire de télécommunications du département d'électronique et télécommunications (Université 08 Mai 1945-Guelma).



Figure III.29. Photographie de l'analyseur de réseau Rohde & Schwarz ®ZNB20



#### Résultats et discussion



La comparaison des caractéristiques du coefficient de réflexion simulé et mesuré est illustrée sur la Figure III.30. Elle montre une très bonne précision entre elles. Le petit écart peut être dû à une erreur de fabrication et à un mauvais effet de soudure. Le rapport d'ondes stationnaires mesuré et simulé (VSWR) est tracé pour prouver que l'antenne couvre une large bande passante pour VSWR < 2, comme indiqué sur la Figure III.31. Les valeurs de VSWR simulées et mesurées sont en bon accord.





#### III.3.4.3. Mesure de Diagrammes de rayonnement

Les mesures des caractéristiques de rayonnement de l'antenne ont été effectuées dans une chambre anéchoïque également appelée chambre morte (ou chambre sourde), au sein du laboratoire RF de l'institut national de la recherche scientifique INRS à Montréal, Canada (Figure III.32).

La chambre anéchoïde est une salle d'expérimentation qui contient des absorbants micro-ondes fixés sur les murs, le toit et le plancher pour éviter les reflets EM. Les formes tronconiques des absorbants assurent une bonne adaptation d'impédance. Des feuilles d'aluminium sont utilisées pour protéger la chambre des interférences électromagnétiques externes [33]. La chambre anéchoïque est caractérisée par un émetteur qui contient l'antenne référence, dans notre cas l'antenne référence est une antenne cornet fonctionne sur une bande très large entre 1 GHz et 18 GHz avec un VSWR inférieur à deux, un gain varié entre 4 dB

et 15 dB avec une polarisation linéaire, le récepteur contient l'antenne de test. L'émetteur et le récepteur sont séparés par une distance pour assurer les conditions de champs lointains. La chambre anéchoïque est reliée à un analyseur de réseaux pour présenter les résultats [14].



Figure III.32. Photographie de chambre anéchoïque de l'intérieur

#### - Résultats et discussion

Les diagrammes de rayonnement représentent l'intensité relative de l'antenne dans les différents rayonnements et les directions de réception. Les diagrammes de rayonnement en champ lointain de copolarisation et de polarisation croisée de l'antenne proposée dans le plan H et le plan E à 5,1 GHz, 8 GHz et 10 GHz sont illustrés à la Figure III.33.

D'une manière générale, on peut noter que l'antenne proposée présente un rayonnement entre omnidirectionnel et bidirectionnel avec une grande stabilité pour les basses fréquences et une légère dégradation pour les hautes fréquences.





(a)













(c)

**Figure III.33.** Diagrammes de rayonnement en champ lointain simulés (ligne continue) et mesurés (ligne pointillée) dans les plans E et H (la ligne rouge indique la copolarisation et la ligne bleue indique la polarisation croisée) de l'antenne proposée à : (a) 5,1 GHz,

(b) 8 GHz, (c)10 GHz

#### III.3.5. Comparaison avec d'autres antennes similaires existantes

Une étude comparative de l'antenne proposée avec d'autres antennes planaires en termes de taille, de bande de fonctionnement, gain maximal et efficacité est résumée dans le tableau III.5. Le résultat comparatif révèle que l'antenne fractale proposée est moins encombrante par rapport à ces travaux et couvrant ainsi une bande passante ultra large. Les caractéristiques de gain et d'efficacité montrent que cette antenne est mieux adaptée pour les applications UWB.

Ref.	Taille de l'antenne (mm ×mm)	Bande passante (GHz)	Bande passante (%)	Gain Max (dB)	Efficacité (%)
[34]	34×43	[2.99-12]	120	5.5 dB à 10.6 GHz	
[35]	41×50	[3-11.4]	116.66	5.27 dB à 10 GHz	
[36]	45×45	[2.7-10.9]	120	7.5 dB à 10 GHz	95 % à 9 GHz
[37]	30×35	[6.75-11.69]	53.58	2.37 dB	
[38]	72×72	[1.27–4.67]	11.44	5.7 dB à 3.5 GHz	
Ce travail	30×30	[3.1-12.2]	118.95	5.2 dB à 12 GHz	85 % à 6.2GHz

Tableau III.5. Comparaison de l'antenne fractale proposée avec ceux de la littérature

#### **III.4. CONCLUSIONS**

En règle générale, la miniaturisation des antennes entraîne une diminution de la bande passante et de l'efficacité du rayonnement. Alors, il faut obtenir le meilleur compromis entre le volume occupé par l'antenne, son gain et sa bande passante qui seront fortement dépendants des exigences fixées par l'application envisagée.

Dans ce chapitre, Nous avons passé en revue les techniques d'élargissement de la bande passante et les techniques de miniaturisation de la taille des antennes planaires, dans une première partie. Pour cela nous avons recueilli un grand nombre de techniques trouvées dans la littérature avec leurs avantages et inconvénients. Le tableau III.1 montre bien l'intérêt et l'usage commun de la technique fractale pour la miniaturisation et l'amélioration de la bande passante des antennes.

Des fois l'application d'une seule forme fractale sur les antennes pour améliorer leurs performances ne suffît pas. Soit, elle doit nous conduit à des paramètres médiocres, soit elle n'apporte rien de nouveau en question de performance. La combinaison de deux géométries fractales au plus dans la conception d'une antenne semble une solution prometteuse [29, 30].

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons combiné entre deux types de formes fractales, Giuseppe Peano et tapie de Sierpinski dans la conception d'un monopole planaire afin d'obtenir en plus des meilleurs paramètres d'antennes en terme de taille, coût, gain et efficacité de rayonnement. La largeur de la bande de l'antenne fractale a été améliorée en utilisant les escaliers « steps » sur le patch et la fente insérée sur le plan de masse partielle. L'antenne proposée a été étudiée, analysée et optimisée dans l'environnement CST Microwave Studio. Les résultats obtenus ont indiqué que notre antenne est miniaturisée et que la bande passante a été étirée de 3,1 à 12,2 GHz, relativement 118,95 %, montrant ainsi une amélioration d'environ 63,51 % par rapport à l'antenne de base, avec une meilleure adaptation d'impédance (entre 37 et 64,6 Ohms). L'antenne a offert un gain moyen de 3.46 dB sur toute la bande avec un pic d'environ 5,20 dB autour de 12 GHz. Une efficacité de rayonnement élevée a été obtenue, variante de 75 % à 84.9 % dans la bande ULB. Un prototype est fabriqué et soumis à une série de mesures. Un bon accord entre les résultats de simulation et de mesure est obtenu. Le diagramme de rayonnement mesuré et simulé a démontré un comportement omnidirectionnel et bidirectionnel dans les deux plans E et H et dans toute la bande de fonctionnement. En conclusion, les résultats de performances simulées et mesurées montrent que l'antenne proposée est mieux adaptée aux communications ultralarges bandes (ULB).

### Références bibliographiques du chapitre III

[1] X. Begaud, "Antennes large Bande, indépendantes de la fréquence", GDR ondes, Octobre 2006.

[2] J-Y. Dauvignac, N. Fortino, S. Tourette, G. Kossiavas, P. Ciais, "Miniaturisation des antennes UWB planaires", GDR ondes, Octobre 2006.

[3] J. Pourahmadazar, Ch. Ghobadi, J. Nourinia, N. Felegari, and H. Shirzad. "Broadband CPW-Fed Circularly Polarized Square Slot Antenna with Inverted-L Strips for UWB Applications" IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, VOL. 10, pp. 369-372, 2011.

[4] H. Oraizi1, and N. V. Shahmirzadi. "Frequency- and time-domain analysis of a novel UWB reconfigurable microstrip slot antenna with switchable notched bands", IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 11, pp. 1127-1132, 2017.

[5] Benoit. B. Mandelbrot, "The Fractal Geometry of Nature", New York, W.H. Freeman and Company, 1975.

[6] Nigel Lesmoir-Gordon, Will Rood, "Introducing Fractals A Graphic Guide", Icon Books Ltd, London 2013.

[7] Adrien GODARD « Conception et Réalisation d'un Radar Ultra Large Bande impulsionnel agile (300mhz-3ghz) », Thèse de doctorat, Université de limoges, octobre 2009.

[8] Y. Chevalier, Y. Imbs, B. Beillard, J. Andrieu, M. Jouvet, B. Jecko, M. Legoff, and E. Legros, "A new broad band resistive wire antenna for ultra-wide band applications", EUROEM'98 Tel Aviv, Israël, June 1998.

[9] A.A. Lestari, A. G. Yarovoy, L.P. Ligthart, "RC-Loaded Bow-Tie Antenna for Improved Pulse Radiation", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, n°10, October 2004.

[10] Ben Moussa .H, Mokdadi .S, Aouine S, « Conception et simulation d'une antenne large bande », Mémoire Master, Université Hamma Lakhdar El-Oued, 2021.

[11] A. Bekasiewicz, S. Koziel. "Structure and EM-driven design of novel compact UWB slot antenna", IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 11, Iss. 2, pp. 219–223, 2017.
[12] R. Zaker, and A. Abdipour, "A Very Compact Ultrawideband Printed Omnidirectional Monopole Antenna", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, VOL. 09, pp. 471-473, 2010.

[13] Kebbab Radhwane, « Conception d'antennes ultra large bande en technologie imprimée », Thèse de magister télécommunication, Université de Abou Bakr Belkaid-Tlemcen, 2010.
[14] B. Hammache, « Etude, conception et développement d'antennes compactes pour les applications ULB », Thèse de doctorat, Université Constantine 1, 2021.

[15] Laurence Babour, « Etude et Conception d'antennes Ultralarge Bande Miniaturisées En Impulsionnel », Thèse de doctorat de l'institut Polytechnique de Grenoble, 2009.

[16] Jérémy Valleau, « Miniaturisation d'antennes très large bande pour applications spatiales», Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Décembre 2016.

[17] S. Hebib, « Nouvelle Topologie d'Antenne Multi-Bandes pour Application Spatiales », Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, France, 2008.

[18] V.I. Koshelev, Y.I. Buyanov, V.P. Belichenko, « Ultrawideband Short-Pulse Radio Systems », Artech House, 2017.

[19] D. Valderas, J.I. Sancho, D. Puente, C. Ling, X. Chen, « Ultrawideband Antennas Design and Applications », London: Imperial College Press, 2011.

[20] C.A. Balanis, « Antenna Theory Analysis and Design », John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 2016.

[21] A. Reha, A. El Amri, M. Bouchouirbat "The Behavior of CPW-Fed Sierpinski Curve Fractal Antenna," Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, Vol. 17, No. 3, pp. 366-372, September 2018.

[22] https://www.cst.com

[23] B. Mandelbrot, « The Fractal Geometry of Nature, W.H. Freeman and Company », New York, 1983.

[24] Rahmat-Samii, Y., Gianvittorio, J. P., « Fractal Antennas: A novel antenna miniaturization technique and applications », IEEE Antennas and Propagation, Vol. 44, No. 1, pp. 20 – 36, February 2002.

[25] Peano G., « Sur une courbe qui remplit toute une aire plane », Mathematische Annalen 36, pp. 157-160, 1890.

[26] G.P. Singh, N. Sharma, « Novel Design of Fractal Antenna using Giuseppe Peano Geometry for Wireless Applications », International Journal of Computer Applications. Vol 150 No 7, 29, 2016.

[27] M. Kaur and J. S. Sivia « ANN and FA Based Design of Hybrid Fractal Antenna for ISM Band Applications », Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 98, pp.127–140, 2020. [28] H. Oraizi, S. Hedayati, "Miniaturization of Microstrip Antennas by the novel Application of the Giuseppe Peano Fractal Geometries", IEEE Transactions On Antennas and Propagation, Vol. 60, No. 8, pp. 3559–3567, August 2012.

[29] Manpreet Kaur, Jagtar S. Sivia, "Giuseppe Peano and Cantor set fractals based miniaturized hybrid fractal antenna for biomedical applications using artificial neural network and firefly algorithm" International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol 30, № 1, pp 1-11, 2020.

[30] H. Oraizi, S. Hedayati, "Miniaturized UWB Monopole Microstrip Antenna Design by the Combination of Giusepe Peano and Sierpinski Carpet Fractals", IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters, VOL. 10, pp. 67-70, 2011.

[31] S.H. Choi, J.K. Park, S.K. Kim, J.Y. Park, ,"A New Ultra-Wideband Antenna For UWB Applications," MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS, Vol. 40, No. 5, pp. 399-401, March 2004.

[32] https://www.lpkf.com

[33] I. Messaoudene, "Modélisation et réalisation de nouvelles antennes diélectriques larges bandes pour les communications sans fil", Thèse de doctorat, Université Constantine 1, 2014.

[34] A. El-Hamdouni, A. Tajmouati, J. Zbitou, H. Bennis, A. Errkik, "A low cost fractal CPW fed antenna for UWB applications with a circular radiating patch", TELKOMNIKA Telecommunication, Computing, Electronics and Control, Vol 18 No 1, pp 436-440, 2020.
[35] O. Ahmed, A.R. Sebak, "A Printed Monopole Antenna With Two Steps and a Circular Slot for UWB Applications", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol 7, pp 411-413, 2008.

[36] O. Ahmed, A.M. Elboushi, A.R. Sebak, "Design of half elliptical ring monopole antennas with elliptical slot in ground plane for future UWB applications", Microwave and Optical Technology Letters, Vol 54 No 1, pp 181-187, 2012.

[37] E.P. Kumar, E.S. Kaushik, "Design and Analysis of Ultra Wide Band Giuseppe Peano Fractal Antenna at Different Height Level of Substrate" International Journal of Engineering Trends and Technology, Vol 61 N° 2, pp 117-120, July 2018.

[38] H. Zhang, H. Y. Xu, B. Tian, and X. F. Zeng, "CPW-fed fractal slot antenna for UWB application," Int. J. Antennas and Propagation, pp. 1-4, vol. 2012.

# CHAPITRE IV

## ANALYSE ET CONCEPTION D'UNE ANTENNE FRACTALE ULB A BANDE REJETEE

#### **IV.1 INTRODUCTION**

Les systèmes Ultra Large Bande suscitent un vif intérêt depuis l'annonce par la FCC de l'utilisation gratuite de la bande [3,1–10,6] GHz pour les applications de communication commerciales [1]. Les dernières conceptions d'antennes ULB se concentrent sur des petites antennes planaires en raison de leur facilité de fabrication (faible cout) et leur capacité à être intégré avec d'autres composants sur la même carte de circuits imprimés [2, 3].

Cela à encourager les chercheurs des antennes de percer dans plusieurs et diverses directions et axes, dont l'un est l'élément d'antenne en forme fractale ou les antennes qui utilisent la technique fractale grâce aux nombreux avantages qu'elles possèdent. Cependant, la gamme de fréquences pour ces systèmes (ULB) cause des interférences avec les systèmes de communication existants, tels que le service WiMAX de 3.3 à 3.6 GHz; WLAN aux Etats-Unis (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz), HIPERLAN2 en Europe (5.15-5.35 GHz, 5.47-5.725 GHz). Ainsi, les antennes ULB avec une caractéristique à bande rejetée (filtrée) sont très recommandées [4].

Dans ce chapitre nous allons présenter un état de l'art sur toutes les techniques existant de filtrage (rejection) de bandes de fréquences des antennes ultra large bande. Ensuite, nous allons proposer une structure d'antenne fractale ultra large bande, ayant une bande rejetée, pour des applications ULB.

La structure proposée se compose d'un patch hexagonal, avec une fractale de Koch à l'itération 3 sur les bornes extérieures. Ce prototype possède un plan de masse partielle, alimenté par une ligne microruban et la fonction bande rejetée se fait par une fente de forme circulaire insérée dans l'élément rayonnant.

Les différents résultats de simulation, ainsi que la conception et la modélisation de l'antenne proposée sont réalisés à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique CST-MWS (Computer Simulation Technology MicroWave Studio).

Après toute une étude paramétrique, qui nous a permet de voir l'influence des différents paramètres géométriques de l'antenne, on a pu fixer les idées sur les bandes à rejeter, c'est la bande WLAN AUX Etats-Unis (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825).

#### IV.2. PRINCIPE DE LA FONCTION FILTRAGE DANS LES ANTENNES ULB

Afin de pallier le problème d'interférences dans les systèmes de communications ULB, et de consolider la cohabitation des systèmes à bande étroite avec ces derniers, il est nécessaire de filtrer les bandes qui se chevauchent entre eux. La méthode traditionnelle suivie pour supprimer ces interférences potentielles, consiste à connecter l'antenne à l'aide de filtres coupe-bande à bande étroite [5]. La réponse spectrale du filtre coupe-bande indique qu'il laisse passer la plage de fréquences ULB, sauf à deux fréquences (f1 et f2). Ainsi, ces deux fréquences sont découpées dans la réponse spectrale du système ULB. Un résonateur est un dispositif ou un système qui présente un comportement de résonance, c'est-à-dire qu'il oscille à certaines fréquences naturelles, appelées fréquences de résonance, avec une amplitude supérieure à celle d'autres fréquences.

Les résonateurs sont utilisés pour générer des bandes de fréquences spécifiques ou pour sélectionner des signaux à des fréquences spécifiques. Les résonateurs hyperfréquences sont utilisés dans diverses applications, notamment les filtres, les oscillateurs, les fréquencemètres et les amplificateurs accordés [6].



**Figure IV.1.** Développement d'un système de rejection de fréquence utilisant des filtres coupe-bande : (A) antenne ULB, (B) filtre coupe-bande et (C) Système ULB entaillé [7]

Les différentes caractéristiques observées de l'ajout des résonateurs sont : premièrement, l'adaptation d'impédance se dégrade en installant la configuration résonante, deuxièmement, la distribution du courant sur l'antenne est modifiée du fait de l'ajout d'une structure résonante, ce qui peut entraîner l'annulation du rayonnement dans la zone de champ

lointain. La figure IV.1 présente le développement d'un système de réjection de fréquence utilisant des filtres coupe-bande en termes de réponse spectrale, la section A représente l'antenne ULB, section B est le filtre coupe-bande et la section C est le système ULB avec les bandes rejetées [7].

#### **IV.3. TECHNIQUE DE SUPRESSION DES BANDES**

Pour éviter certaines interférences avec les systèmes existants, certains concepteurs ont pensé d'utiliser l'antenne elle-même comme un filtre coupe bande. En ajoutant des fentes ou des éléments parasites, sur ou proche de l'élément rayonnant, on arrive à désadapter l'antenne sur une certaine sous bande dont les caractéristiques (fréquence centrale et largeur) sont directement données par leur positionnement et leurs dimensions [8].

#### **IV.3.1. Insertion de fentes**

La méthode d'insertion de fentes, est considérée comme la méthode la plus connue et la plus simple pour obtenir des bandes de fréquences filtrées dans les antennes ULB. Diverses antennes ULB à fréquences rejetées, étudiées par plusieurs chercheurs, peuvent être classifiées selon la localisation de la fente telle que l'élément rayonnant Figure IV.2, le plan de masse, la ligne d'alimentation et la proximité de l'élément rayonnant. La figure IV.3 montre une antenne ULB ayant des fentes en L et en U sur le plan de masse. Dans ce cas-ci, les longueurs des fentes ont des longueurs  $\lambda/2$  ou  $\lambda/4$ . Les fentes peuvent également être insérées sur la ligne d'alimentation. Pour l'antenne ULB sur la figure IV.4 la fonction de bande rejetée est obtenue en insérant la fente sur la ligne d'alimentation CPW. De même, il est possible d'insérer des fentes à proximité de l'élément rayonnant comme représenté sur la figure IV.5 [9].







Figure IV.3. Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur le plan de

masse

Figure IV.4. Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur la ligne

d'alimentation



Figure IV.5 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes à proximité de l'élément rayonnant

#### IV.3.2. Emploi de la structure fractale

La technique fractale est considérée, comme la technique la plus influente sur les performances d'une antenne telle que la miniaturisation de la taille, l'élargissement de la bande passante (voir chapitre 3) et la rejection des bandes pour éviter les interférences entre les différents services existants et les systèmes ULB qui travaille dans la bande normalisée par la FCC [3.1-10.6] GHz.

W. J. Lui [9] utilise la structure fractale pour réaliser la réduction de la taille et la caractéristique de fréquence rejetée dans l'antenne ULB. La figure IV.6 montre deux types d'antennes fractales ULB à fente à fréquence rejetée [9].



Figure IV.6. Antenne fractale ULB à fente à fréquence rejetée

#### IV.3.3. Emploi de structures métamateriaux

Depuis l'apparition pratique des méta-matériaux en 2001 par l'équipe de D. R. Smith qui a réalisé une structure à base d'un réseau de SRR (Split Ring Resonator) avec des tiges métalliques (figure IV.7), les chercheurs n'ont cessés de proposer des structures de filtre ou des structures d'antennes couplées avec des motifs métamatériaux à base de cellules SRR ou CSRR (Complementary SRR) de différentes formes, et ceci dans le but d'améliorer ou de rendre configurable les caractéristiques d'une antenne de base.



Figure IV.7. (a) : Premier prototype méta-matériaux proposé par l'équipe de D. R. Simith [10] ; (b) : Prototype amélioré [11]

Les SRR sont des résonateurs à anneaux de formes circulaires elliptiques ou rectangulaires, qui sont utilisés pour produire les caractéristiques de filtrage dans la bande d'antennes ULB. Un SRR consiste en une paire d'anneaux avec des ouvertures opposées aux extrémités. La longueur et la largeur des anneaux sont utilisées pour déterminer la fréquence rejetée et la largeur de bande, respectivement.
En raison de leurs petites tailles, les SRR sont utilisés pour générer plusieurs caractéristiques à bande filtrée pour les antennes ULB [12, 13]. Il y a un autre type de résonateur, le résonateur électrique ERR (Electrical Ring Resonator) ce type de résonateurs a les mêmes caractéristiques de filtrage que les SRR. L'ERR fournit une bande étroite à la fréquence de résonance en fonction des dimensions de la structure résonante [14].



Figure IV.8. Photo de maquette de l'antenne monopole ULB associée à deux cellules SRRs [15] (a) : vue de dessus; (b) : paramètre S<sub>11</sub> simulé et mesuré de l'antenne

La figure IV.8 montre la proposition de LALJ Hichem dans [15]. C'est un monopole avec des caractéristiques de rejection de la bande autour de 6.7 GHz (avec 600MHz de largeur).

#### IV.3.4. Ligne de transmission stop-bande

Les techniques de bande filtrée citées ci-dessus, telles que l'insertion d'une fente ou un résonateur ELC (Electric-field-Coupled), le stub parasite, affectent le rayonnement d'antenne, en particulier l'augmentation de la polarisation croisée. Une ligne de transmission avec une caractéristique stop bande pour alimenter une antenne ULB peut être considérée comme une conception d'intégration de l'antenne imprimée ULB et du filtre, qui peut avoir un effet minimal sur le rayonnement d'antenne. Plusieurs conceptions de ligne d'alimentation microruban avec la fonction bande filtrée sont proposées, comme montre la figure IV.9 [4].



Figure IV.9. Divers lignes de transmission stop-bande

#### IV.3.5 Stub parasite

Une autre technique généralement utilisée, semblable à la technique précédente, utilise une bande ou un stub parasite dans l'ouverture de l'antenne ou d'un patch voisin qui forme une structure résonnante et mène à un changement brusque de l'impédance dans la bande filtrée. Certaines structures sont présentées dans la figure IV.10 [9].



Figure IV.10. Conception de bande filtrée avec divers stubs

#### IV.3.6. Enlèvement de la structure résonnante à bande étroite

Hans Gregory Schantz et al. [16] ont présenté cette technique, comme représentée sur la figure IV.11, en insérant la structure résonnante à bande étroite sur l'élément de l'antenne ULB pour rejeter les bandes de fréquence spécifiques. En faisant ainsi, ils ont pu réaliser l'antenne ULB à fréquence rejetée. Shih-Yuan Chen [17] a inséré deux fentes verticales dans l'antenne log-périodique à fente pour enlever la structure résonnante à bande étroite comme représenté sur la figure IV.12.



Figure IV.11. Combinaison d'un élément d'antenne ULB avec les structures résonnantes à bande étroite pour rejeter des bandes de fréquence



Figure IV.12. Antenne log-périodique à fente à fréquence rejetée

#### IV.3.7. Emploi de l'algorithme d'optimisation

Les méthodes courantes employées pour la conception d'antenne ULB à bande rejetée ont le besoin de prévoir la structure de l'antenne ULB conçue. Ainsi la conception dépend considérablement de l'expérience du concepteur. Mais on peut concevoir l'antenne ULB à fréquence rejetée en employant l'algorithme d'optimisation. M. Ding et al [18] réalisent ces antennes en employant l'algorithme génétique (GA) comme représenté sur la figure IV.13 [18].

Comme on peut le constater, la structure de l'antenne n'a pas de forme spécifique ; mais elle satisfait la bonne performance exigée pour les systèmes de communication ULB.



Figure IV.13. Antenne fractale ULB à fréquence rejetée utilisant l'algorithme génétique

#### **IV.3.8.** Les antennes reconfigurables

Ces dernières années, l'on assiste de plus en plus à l'avènement des antennes reconfigurables (en fréquences, diagramme de rayonnement...). Les antennes ULB ne sont pas aussi du reste. C'est, ainsi qu'en se basant sur les techniques précédentes et également dans le souci de conserver le caractère faible encombrement de l'antenne, on utilise des résonateurs (cellules) méta-matériaux " actifs" pour rejeter une ou plusieurs bandes de fréquences.

Cependant, lorsqu'elles rencontrent un signal d'interférence, ces antennes génèrent une fonction de filtrage de bande en modifiant leur configuration, ce qui élimine ensuite les interférences avec le système coexistant. La technique consiste à utiliser des diodes PIN ou des diodes varicap, des Switch RFMEMS (Radio-Frequency Micro-Electro-Mechanical System) et des transistors à effet de champ à semi-conducteurs métalliques (MESFET) pour que la structure puisse avoir un comportement stop bande commutable ou réglable.

La figure IV.14 montre le travail de [19], qui propose une antenne monopole ULB alimentée par un guide d'onde coplanaire CPW. Cette antenne coupe une bande centrée à 5.8GHz selon que la diode PIN dans la cellule SRR est activée ou pas. Quand la diode PIN n'est pas activée, l'antenne présente les mêmes caractéristiques de rayonnement qu'un monopole ULB à une bande rejetée.



**Figure IV.14.** Antenne ULB reconfigurable proposée dans [19] (a) : Géométrie de l'antenne ; (b) : Géométrie de la cellule méta-matériaux à perméabilité négative SRR; (c) : VSWR de l'antenne proposée

#### IV.3.9. Techniques hybrides

L'utilisation d'une seule technique de bande filtrée doit faire face à deux problèmes. Premièrement, il est relativement difficile de créer de multiples fréquences filtrées avec une bande filtrée pointue et étroite. Deuxièmement, les bandes filtrées multiples n'ont pas de moyen de se contrôler de façon indépendante du fait de la même technique. Par conséquent, diverses techniques de bande filtrée ont été associées pour réaliser le rejet des bandes WiMAX et WLAN. Les techniques hybrides représentatives sont montrées dans la figure IV.15, en ajoutant une bande parasite et une ligne de transmission stop-bande [9].



Figure IV.15. Techniques hybrides de la bande filtrée

#### IV.4. ANALYSE ET CONCEPTION D'UNE ANTENNE FRACTALE ULB A BANDE REJETEE

#### IV.4.1. Conception de l'antenne fractale ULB

#### IV.4.1.1. Antenne de base : Antenne hexagonale

La structure de base est un monopôle hexagonal ULB alimenté par une ligne microruban. La figure IV.16 représente la géométrie de cette antenne qui est constituée d'un patch hexagonale imprimé d'épaisseur t=0.035 sur un substrat de type FR-4 (lossy), et un plan de masse rectangulaire partielle de l'autre côté du substrat qui est caractérisé par une constante diélectrique  $\varepsilon r = 4.3$ , de tangente de perte tan $\delta = 0.02$  et d'épaisseur h=1.5 mm et de taille 30x30 mm.



Figure IV.16. L'antenne de base : (a) vue de dessus (b) vue de dessous

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

Paramètre	Dimension	Paramètre	Dimension
	( <b>mm</b> )		( <b>mm</b> )
Ls	30	Lf	14.5
Ws	30	Wf	2
a	7	Lg	12.5

Tableau IV.1. Paramètres géométriques de l'antenne hexagonale

#### IV.4.1.2. Effet du fractale sur l'antenne hexagonale

L'antenne proposée est générée en combinant le concept fractal et la forme hexagonale. En effet, à partir de l'antenne de base, on applique le fractale de koch sur les bords du patch hexagonal. La structure initiale de l'antenne de base représente l'itération 0, Les Figures IV.17(b) et IV.17(c) montrent, respectivement, les structures de l'antenne après application de la première et la deuxième itération.

La première itération est obtenue en divisant la longueur initiale 'A' de chaque côté de l'antenne hexagonale en en trois parts égales (soit de largeur 'B = A/3') et le segment du milieu sera remplacé lui aussi par deux autres de la même longueur.

On refait le même processus pour chacun de ces quatre nouveaux segments pour obtenir l'itération 2.



Figure IV.17. Les trois premières itérations de l'antenne hexagonale (a) Initiateur,

(b) Itération 1, (c) Itération 2

Les antennes fractales ULB proposées de la Figure IV.17 ont été simulées en utilisant les paramètres du Tableau IV.1. Les figures IV.18 et IV.19 montrent, respectivement, le coefficient de réflexion (S11) et le rapport d'ondes stationnaires (ROS) pour les trois premières itérations.



Figure IV.18. Comparaison entre les trois itérations de l'antenne fractale ULB en termes de coefficient de réflexion S11



Figure IV.19. Comparaison entre les trois itérations de l'antenne fractale ULB en termes de Taux d'Onde Stationnaire VSWR

On remarque d'après les figures IV.18 et IV.19, qu'à chaque fois on augmente les itérations du fractal on obtient une bonne adaptation (jusqu'à -43dB) pour l'itération 2, et notre antenne devient Ultra Large Bande [3.5-11.89] GHz.

#### IV.4.1.3. Impédance d'entrée de l'antenne fractale ULB

La figure IV.20 représente la variation de l'impédance d'entrée simulée de l'antenne fractale proposée en fonction de la fréquence. La courbe montre que la partie réelle de cette caractéristique varie entre 44.6 et 79.1 Ohms dans la bande d'adaptation de l'antenne. Tandis que la partie imaginaire oscille presque autour de la ligne zéro et elle varie entre -17.2j et +21j dans toute la bande passante (3,5 à 11,89 GHz).



Figure IV.20. L'impédance d'entrée de l'antenne Fractale ULB

#### IV.4.1.4. Distributions de courant de surface de l'antenne fractale ULB

La figure IV.21 montre la répartition du courant sur la surface de l'antenne. Les distributions de courant sont calculées pour les fréquences de résonances : 5.07 GHz, 7.74 GHz, 8.88 GHz et 11 GHz.

Pour les quatre fréquences, on peut constater que la distribution des courants surfaciques est très importante aux bords de la ligne d'alimentation et aux bords extérieurs des éléments fractals de l'élément rayonnant.



Figure IV.21. Courant surfacique de l'antenne fractale ULB

#### IV.4.1.5. Diagramme de rayonnement de l'antenne fractale ULB

Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne fractale proposée, ont aussi été étudiées. Les Figure IV.22 (a, b, c) montrent les diagrammes de rayonnements dans les deux plans E et H, et en 3 D, pour les quatre fréquences : 5.07 GHz, 8.88 GHz et 11 GHz, respectivement.

On observe sur ces figures que l'antenne proposée présente des diagrammes de rayonnements bidirectionnels dans le plan H et des diagrammes globalement directionnels dans le plan E. De plus, ces diagrammes de rayonnements sont presque stables sur une large bande passante.













#### IV.4.2. Conception de l'antenne fractale ULB à rejet de bande

#### IV.4.2.1. Ajout d'une fente en forme anneau circulaire sur le patch

La gamme de fréquences pour les systèmes (ULB) cause, dans certains cas, des interférences aux systèmes de communications radio existants, tels que le service WLAN aux Etats-Unis (5.15-5.35 GHz ; 5.725-5.825 GHz). Pour remédier à ce problème d'interférences, des modifications peuvent être faites par la création d'une fente circulaire sur le patch de l'antenne précédente afin de rejeter une bande. La géométrie de l'antenne obtenue est représentée dans la figure IV.23. Les paramètres de la fente sont : « c » : la position par rapport au bord inférieur du patch, « w » : la largeur de la fente et « r » : le rayon extérieur de la fente.



Figure IV.23. Structure de l'antenne fractale ULB à bande rejetée

#### IV.4.2.2. Etude paramétrique de la fente : effet de la position « c »

Nous étudierons ici l'influence des différents paramètres géométriques de la fente sur le coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire de l'antenne fractale ULB, afin de voir leurs influences sur les performances de l'antenne et d'obtenir le résultat souhaité.

Pour bien voir l'influence du paramètre « c » sur les caractéristiques de l'antenne, on fixe « r » à 5.5 mm et « w » à 0.3 mm et nous allons varier le paramètre « c » selon les valeurs mentionnées dans le tableau IV.2. A chaque position on prélève le coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire.

Paramètres	c1	c2	c3
Valeurs (mm)	0.87	0.67	1.07

Tableau IV.2. Les différente valeurs de position c



Figure IV.24. Coefficient de réflexion de l'antenne fractale pour les différentes valeurs de la position c



Figure IV.25. Taux d'onde stationnaire VSWR pour les différentes valeurs de c

On peut voir d'après les figures IV.24 et IV.25 que le coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire restent les mêmes quelle que soit la valeur de « c ». La bande rejetée n'est pas sensible à ce paramètre. Bien que nous considérions la valeur de c2= 0.67mm comme optimale pour une meilleure adaptation. Le tableau IV.3 résume ces résultats.

#### IV.4.2.3. Effet de la largeur de la fente « w »

On fixe le paramètre « c » à la position 0.67 mm et le rayon extérieure « r » à 5.5 mm. La variation de l'épaisseur «w» est donnée dans le tableau IV.4.

La position de la fente c [mm]	c1 =0.87	c1 =0.67	c1 =1.07	
Bande rejetée [GHz] $ S11  \ge -10 \text{ dB}$ (VSWR $\ge 2$ )	[4.9 - 6.09]	[4.87 – 6.15]	[4.89 - 6.12]	
bande passante [GHz]  S11  ≤−10 dB (VSWR≤ 2)	[3.29 – 11.41]	[3.23 – 11.4]	[3.25 – 11.35]	
Bande relative (%)	110.47	111.68	110.95	
S11  minimal (dB)	-29	-44	-30	
<b>Désadaptation</b> (VSWR max)	5.69 à 5.6GHz	6.01 à 5.6GHz	5.96 à 5.6GHz	

Tableau IV.3. Résultats du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différentes

valeurs	de	~	с	».

Paramètres	w1	w2	w3
Valeurs (mm)	0.3	0.6	0.9

**Tableau IV.4.** Les différente valeurs de l'épaisseur w

D'après les figures IV.26 et IV.27, on peut remarquer qu'à chaque fois on augmente la largeur de la fente circulaire, la bande rejetée décale vers les fréquences supérieures avec élargissement. Le cas w1=0.3 mm est le plus favorable avec un VSWR = 6.06 à la fréquence 5.66 GHz, pour rejeter le service WLAN aux Etats-Unis (5.15-5.825 GHz).







Figure IV.27. Taux d'onde stationnaire VSWR pour différents valeurs de l'épaisseur w

On peut résumer ces résultats dans le tableau IV.5.

Epaisseur de la fente w [mm]	w1=0.3	w2=0.6	w3=0.9
Bande rejetée [GHz] $ S11  \ge -10 \text{ dB}$ (VSWR $\ge 2$ )	4.87 – 6.15	4.92 – 6.54	4.99 – 6.97
Bande passante [GHz]  S11  ≤−10 dB (VSWR ≤ 2)	[3.28 – 11.4]	[3.21 – 11.4]	[3.22 – 11.4]
Bande relative (%)	110.62	112.05	111.72
S11 minimal (dB)	-44	-36.18	-48.52
Désadaptation (VSWR max)	6.14 à 5.6 GHz	5.67 à 5.89 GHz	4.8 à 6.01 GHz

Tableau IV.5. Résultats du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour

différentes valeurs de w

#### IV.4.2.4. Effet du rayon extérieur « r »

Dans la dernière partie, nous allons étudier l'influence du rayon extérieur de la fente. Les valeurs des variations de ce rayon sont données dans le tableau IV.6.

Paramètres	r1	r2	r3	r4
Valeurs (mm)	5.1	5.3	5.5	5.7

Tableau IV.6. Les différente valeurs du rayon extérieur r1



Figure IV.28. Coefficient de réflexion S11 pour les différentes valeurs du rayon r





D'après les figures IV.28 et IV.29, on peut remarquer qu'à chaque fois on augmente le rayon extérieur de la fente « r1 », la bande rejetée décale vers les fréquences inférieures. Le cas de r3 =5.5 mm est le plus favorable avec un VSWR=6.14 à 5.6 GHz.

On peut résumer ces résultats dans le tableau IV.7.

Rayon extérieur de la fente r [mm]	r1=5.1	r2=5.3	r3=5.5	r4=5.7
Bande rejetée [GHz] $ S11  \ge -10 \text{ dB}$ (VSWR $\ge 2$ )	5.23 - 6.53	5.05 - 6.34	4.86– 6.15	4.68 – 5.97
Bande passante [GHz] $ S11  \leq -10 \text{ dB}$ (VSWR $\leq 2$ )	[3.3 – 11.6]	[3.3 – 11.5]	[3.2 – 11.4]	[3.2 – 11.2]
Bande relative (%)	111.26	110.60	110.62	110.83
S11 minimal (dB)	-25.68	-28.40	-44	-29.35
Désadaptation (VSWR max)	4.3 à 6 GHz	5.12 à 5.85 GHz	6.14 à 5.62 GHz	7.32 à 5.42 GHz

**Tableau IV.7.** Résultats du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour

différentes valeurs de rayon extérieur r

#### IV.4.3. L'antenne fractale à rejet de bande optimisée

A partir des études paramétriques menées précédemment, nous pouvons déduire les paramètres optimisés de l'antenne ULB avec suppression de la bande WLAN en USA (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz), qui sont montrés dans le tableau ci-dessous.

Paramètres	Ls	Ws	a	Lf	wf	Lg	W	с	r
Dimensions (mm)	30	30	7	14.5	2	12.5	0.3	0.67	5.5

Tableau IV.8. Paramètres géométriques de l'antenne fractale optimisée à rejet de bande

#### IV.4.3.1. Comparaison des performances avant et après rejection de bande



#### ✓ Coefficient de réflexion

Figure IV.30. Coefficient de réflexion S11 de l'antenne ULB avant et après la rejection de bande.



#### ✓ Taux d'onde stationnaire

Figure IV.31. Taux d'onde stationnaire VSWR de l'antenne ULB avant et après la rejection de bande.

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion et le VSWR de l'antenne proposée, illustrés aux figures IV.30 et IV.31 respectivement, montrent que l'antenne fractale après l'insertion de la fente est adaptée dans deux bandes passantes:

 $1^{\circ}/$  [3.24 -4.93] GHz (relativement 41.37%) et

 $2^{\circ}/$  [6.12 \_ 11.43] GHz (relativement 60.5%) ;

Avec une adaptation de -44.11dB à 4.05 GHz, et de -25.79 dB à 10.9 GHz. Donc, l'antenne proposée crée avec succès une bande filtrée ou rejetée de [4.93 - 6.12] GHz (relativement 21.53%) avec un S11 $\geq$  -10dB (ou VSWR  $\geq$  2), sur laquelle un pic de désadaptation de S11= -2.85 dB (VSWR=6.19) est obtenu à la fréquence 5.6 GHz.



#### ✓ Impédance d'entrée

Figure IV.32. Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne ULB avant et après la rejection de bande

Les résultats de l'impédance d'entrée représentée à la figure IV.32 montrent que la partie réelle de l'impédance d'entrée présente un pic de 224.59 Ohms à la fréquence 5.41 GHz qui appartient à la bande filtrée. Tandis que, cette caractéristique varie entre 33.17 et 71.54 Ohms dans les deux bandes passantes, ce qui signifie l'adaptation de l'antenne dans le spectre ULB (Zin est autour de 50 Ohms) et la désadaptation dans la bande rejetée.

#### ✓ Le gain

D'après la figure IV.33, on constate que le gain réalisé de l'antenne proposée chute brusquement à -2 dB à la fréquence 5.5 GHz et présentant ainsi un gain négatif, donc

l'antenne ne rayonne pas à cette fréquence, ce qui explique le comportement de filtrage de la bande proposée.



Figure IV.33. Le Gain de l'antenne ULB avant et après la rejection de bande



#### ✓ L'efficacité



D'après la courbe de l'efficacité de la figure IV.34, nous constatons que le rendement aussi chute rapidement à la fréquence 5.6 GHz jusqu'à 16%, puis elle remonte jusqu'à 83% à 7GHz, ce qui explique à nouveau la réjection de la bande [4.8-6.1] GHz.



#### ✓ La distribution de la densité de courant pour f=5.6 GHz

Figure IV.35. Distribution de la densité de courant de l'antenne ULB : (a) avant la rejection ; (b) après la rejection de bande.

Les distributions de courant simulées à la fréquence de rejet 5,6 GHz sont illustrées à la figure IV.35 (a) et (b). Elle montre que le courant est principalement concentrée dans le bord inférieur du patch fractal ce qui implique le rayonnement de l'antenne à 5.6 GHz avant réjection de la bande (figure IV.35 (a)).

Par contre, la distribution de courant sur la figure IV.35 (b) montre que le courant est concentré autour de la fente où le flux de courant autour d'elle révèle que la direction du courant dans l'un ou l'autre bord de la fente sont opposées. Cela crée des interférences et rend l'antenne non rayonnante à 5,6 GHz.

#### ✓ Diagramme de rayonnement pour f=5.6 GHz

La figure IV.36 (a) et (b) illustre les diagrammes de rayonnement en 3D simulé pour une fréquence qui appartient à la bande supprimée (f=5.6 GHz) avant et après le rejet de la bande respectivement. L'antenne proposée présente un gain négatif après la réjection ce qui démontre encore que l'antenne ne rayonne pas à cette fréquence.



Figure IV.36. Diagramme de rayonnement de l'antenne ULB : (a) : avant rejection

(b) : après la rejection de bande

Le tableau suivant résume les paramètres de l'antenne fractale ULB à la fréquence de rejet 5.6 GHz, avant et après la rejection de bande.

Etats Paramètres	Avant rejection	Après rejection
Fréquence [GHz]	5.6	5.6
S11 [dB]	-15.5	-3
VSWR	1.42	6.14
Zin [Ohms]	53.4	224
Gain [dB]	1.42	-2.37
Rendement [%]	84	16

**Tableau IV.9.** Tableau comparatif entre les paramètres de l'antenne fractale ULB avant et après réjection de bande

#### IV.4.4. Réalisation et validation expérimentale de l'antenne fractale à rejet de bande

Afin de confirmer les résultats obtenus par simulation, une validation expérimentale a été réalisée en fabriquant le prototype présenté dans la figure IV.37 par l'utilisation d'une machine de gravure mécanique disponible au sein du laboratoire pédagogique du département d'Electronique et Télécommunications de l'Université 8 mai de Guelma.



Figure IV.37. Photographie de Prototype de l'antenne fractale à rejet de bande

#### IV.4.4.1. Mesure du coefficient de réflexion et le VSWR

Le coefficient de réflexion a été mesuré à l'aide d'un Analyseur de réseau vectoriel (VNA) du même laboratoire.

Les pertes de retour S11 mesurées et simulées sont présentées dans la figure IV.38. Comme nous pouvons le constater, l'antenne proposée est initialement conçu pour avoir un comportement ULB avec la suppression de la bande WLAN [5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825] GHz en USA.

#### ✓ Coefficient de réflexion

L'insertion de la fente circulaire sur le patch a permis en effet d'exclure la bande non désirée centrée sur 5.85GHz (avec un facteur de désadaptation S11= -2.76 dB) tout en conservant le comportement ULB de 3.45 - 11.6 GHz grâce aux éléments fractals insérés sur les bords du patch hexagonale.

Le résultat de mesure obtenu en termes de Rapport d'Onde Stationnaire (R.O.S) montre aussi la rejection d'une bande de fréquence centrée sur 5.85GHz (avec un R.O.S de 7.26). Le monopole planaire possède donc une caractéristique de rejection d'une bande allant de 4.95 à 6.25 GHz. Cette bande rejetée couvre bien la bande WLAN en USA : [5.15-5.825GHz]. L'accord entre les résultats de simulation et ceux de la mesure est globalement satisfaisant du point de vue adaptation, bandes passantes et bande rejetée.



Figure IV.38. Coefficient de réflexion |S11| de l'antenne fractale ULB à rejet de bande simulé et mesuré



✓ VSWR



#### IV.4.4.2. Mesure du diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement en champ lointain du monopole à rejet de bande ont également été mesurés dans une chambre anéchoïque disponibles au sein de laboratoire de l'INRS de Canada.

✓ Plan E









**Figure IV.40.** Gain normalisé mesuré de l'antenne fractale à rejet de bande pour les fréquences: Plan E : (a) 5.6 GHz, (b) 6.5 GHz ; Plan H : (c) 5.6 GHz, (d) 6.5GHz

Les figures IV.40 (a), (b), (c) et (d) présentent les diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan E et le plan H aux fréquences 5.6 GHz (fréquence de rejet) et 6.5 GHz (fréquence en dehors de la bande exclue). La mesure a été effectuée pour les deux modes de polarisation Co-Polarisation et Cross-Polarisation.

D'après ces résultats, le diagramme de rayonnement est quasiment bidirectionnel dans le plan E et quasiment omnidirectionnel dans le plan H pour les deux fréquences. L'antenne se comporte comme un monopole le long de toute la bande de fonctionnement ou le long de toute la plage de la bande rejetée. Par ailleurs les figures IV.40 (a) et (c) montrent une baisse importante du gain au niveau de la bande exclue, tout en gardant les mêmes performances ailleurs. Le comportement est maintenu sur toute la plage de la bande rejetée en dépit de la chute importante du gain à ces fréquences. Nous pouvons donc conclure que la structure proposée permet d'exclure la bande non désirée sans pour autant contribuer au rayonnement de l'antenne.

#### **IV.5. CONCLUSION**

Dans ce chapitre, le principe et les méthodes de conception pour stopper une bande de fréquences particulière dans l'antenne ULB sont récapitulés et présentés dans une première partie. Par la suite, Nous avons présenté, dans une deuxième partie, une antenne hexagonale fractale ULB alimentée par une ligne micro-ruban avec la caractéristique de rejection d'une bande. Cette rejection a été obtenue par insertion d'une fente circulaire dans l'élément rayonnant. Elle est dimensionnée pour filtrer la bande WLAN [5.15-5.825] GHz en USA. Les performances simulées et mesurées du monopole en termes de rapport d'onde stationnaire, de coefficient de réflexion et diagrammes de rayonnement ont confirmé la compacité et le caractère de rejection de bande. Le monopole présente une efficacité relativement stable dans toute la bande à l'exception de la bande rejetée où le monopole ne rayonne quasiment plus.

### Références bibliographiques du chapitre IV

[1] First Report and Order, Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems FCC, 2002.

[2] J. Liang, C. C. Chiau, X. Chen and C. G. Parini, « Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems », IEEE Trans. Antennas Propag., Novembre 2005.

[3] C.H.Hsu, « Planar multilateral disc monopole antenna for UWB application », Microw. Opt. Technol. Lett., May 2007.

[4] A. Larouciet S. Rania. Maamri, « Conception et simulation d'une antenne imprimée Planaire avec une bande rejetée », Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, Juin 2018.

[5] A. astranj, « Optimization of a printed UWB antenna: application of the invasive weed optimization algorithm in antenna design », IEEE Antennas Propagat Magazine, Vol. 59, pp. 48-57,
 2017.

[6] W. Yuanfan, « Design of Band-Notched Characteristics for Compact UWB Monopole Antennas », theses, The University of Hong Kong, pp. 18-19, 2012.
[7] P. P. Shome, T. Khan, R.H. Laskar, « A state-of-art review on band-notch characteristics in UWB antennas », Int J RF Microw Comput Aided Eng, pp. 1-16, 2018.

[8] Serge Bories, « Conception et analyse des performances d'antennes pour les communications ultra large bande », Thèse de doctorat, université Paris-Sud XI, Octobre 2006.

[9] Zitouni Ahmed, « Etude et conception d'antennes ULB standards et à bandes rejetées », Thèse de doctorat, Université de Abou Bakr Belkaid Tlemcen, juin 2014.

[10] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, « Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity », Phys. Rev. Lett. Vol 84, pp. 4184-4187, 2000.

[11] R. A. Shelby, D. R. Smith, S. Schultz, « Experimental verification of a negative index of refraction », Science. Vol 292, pp. 77-79, 2001.

[12] D. Sarkar, K. V. Srivastava, K. Saurav. « Compact Microstrip-Fed Triple Band-Notched UWB Monopole Antenna », IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 13, pp. 396-399, 2014. [13] J. Y. Siddiqui, C. Saha, and Y. M. M. Antar. « Compact dual-SRR-loaded UWB monopole antenna with dual frequency and wideband Notch characteristics », IEEE Antennas Wireless Propag Lett., Vol. 14, pp. 100-103, 2015.

[14] I.B. Vendik, A. Rusakov, K. Kanjanasit, J. Hong, and D. Filonov. « Ultra-Widband(UWB) planar antenna with singl-, dual-, and triple-Band Notched characteristics based on electric ring resonator », IEEE Antennas Wireless Propag Lett., Vol. 16, pp. 1597-1600, 2017.

[15] L. Hicham, « Conception et caractérisation de filtres et systèmes antennaires reconfigurables chargés par des résonateurs Métamateriaux sublongueurs d'onde », Thèse de VINSA de Rennes. Soutenue publiquement le 14.04.2014.

[16] H. G. Schantz; G. Wolenec; E.M. III. Myszka, « Frequency notched UWB antennas », Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on, pp. 214-218, 16-19 Nov. 2003.

[17] S. Y. Chen; P. H. Wang and P. Hsu, « Uniplanar log-periodic slot antenna fed by a CPW for UWB applications », IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 5, no. 1, pp. 256-259, 2006.

[18] M. Ding; R. Jin; J. Geng; Q. Wu and G. Yang, « Auto-design of band-notched UWB antennas using mixed model of 2D GA and FDTD », Electronics Letters, Vol. 44, No. 4, pp. 257-258, 2008.

[19] K. Kandasamy, B. Majumder, J. Mukherjee and K. P. Ray « Design of SRR Loaded Re-configurable Antenna for UWB and Narrow Band Applications », International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, pp. 103 – 104, 2015.

### **CONCLUSION GENERALE**

### ET PERSPECTIVES

#### **CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES**

La conception d'antennes pour une utilisation en technologie ultra large bande ULB représente un important challenge. Les antennes doivent présenter des caractéristiques dictées par la nature de cette technologie en plus des habituels critères de qualité d'une antenne « classique » comme l'adaptation d'impédance, le rendement, et le rayonnement. Ainsi, l'antenne doit présenter un rendement optimal et des caractéristiques constantes sur une très large bande de fréquence mais conserver un coût limité. À cela s'ajoutent bien entendu les problèmes d'intégration et donc le besoin de concevoir une structure d'encombrement minimal (compact), sans toutefois détériorer ses performances. Cela représente le cas de notre premier objectif.

Les systèmes ULB doivent partager leurs bandes de fréquences avec les systèmes existants tels que WLAN, WiMAX et HYPERLAN2, en raison de leurs caractéristiques larges bandes. Ainsi il est nécessaire d'éviter l'interférence avec les systèmes de communication voisins. Dans ce cas, il est possible de concevoir des antennes ULB ayant la caractéristique de rejeter des bandes. Pour faciliter le rejet du signal à bande étroite on utilise des techniques modernes contrairement à la méthode traditionnelle qui est très encombrante. Cela représente le cas de notre deuxième objectif.

L'étude et le développement théorique des fractales ainsi que leurs applications sur les antennes nous a permis de découvrir les deux propriétés fondamentales suivantes : l'autosimilarité et le remplissage d'espace.

• La propriété d'autosimilarité provoque un comportement multibande et/ou large bande, ainsi que les discontinuités dues à la forme compliquée et irrégulière de la fractale augmentent la bande passante et le rayonnement effectif.

• le remplissage d'espace permettra d'obtenir une miniaturisation des antennes.

En règle générale, la miniaturisation des antennes entraîne une diminution de la bande passante et de l'efficacité du rayonnement. Alors, il faut obtenir le meilleur compromis entre le volume occupé par l'antenne, son gain et sa bande passante qui seront fortement dépendants des exigences fixées par l'application envisagée.

On a préféré de commencer chaque partie de notre objectif double par un panorama sur les techniques et les aspects existants dans la littérature en soulignant leurs avantages et inconvénients. En ce qui concerne le premier objectif, les techniques de miniaturisation de la taille et d'élargissement de la bande des antennes ont été décrétées et récapitulées dans le tableau III.1. Pour le deuxième objectif, les méthodes et les techniques de rejection de bandes des antennes ULB ont été présentées et mis en lumière.

Le premier objectif, était consacré à l'application du concept du fractal en combinant entre deux types de formes fractales, Giuseppe Peano et tapis de Sierpinski dans la conception d'une antenne monopole imprimée afin d'obtenir en plus des meilleurs paramètres d'antennes en matière de taille miniaturisée, faible cout, facilité d'intégration dans les nouveaux systèmes de transmission ainsi que le fort gain et efficacité de rayonnement. Pour améliorer la largeur de la bande nous avons construit des escaliers « Steps » sur le patch carré et une fente sur la partie supérieure du plan de masse partielle a été creusée sur l'antenne de base. Ensuite nous avons étudié et analysé l'influence du fractal avec d'autres paramètres sur les caractéristiques de l'antenne. L'environnement CST Micro-Wave Studio était la plate-forme et le terrain de toutes ces manifestations. Les résultats obtenus indiquent le double impacte du fractal sur les performances de notre antenne, d'une façon miniaturisation en augmentant la longueur électrique de même antenne et démontrent d'une autre façon une bande passante étirée de 3,1 à 12,2 G. Hz, relativement égale à 118,95 %, avec une amélioration d'environ 63,51 % par rapport à l'antenne de base. Un prototype a été fabriqué et soumis à une série de mesures. Un bon accord entre les résultats de simulation et de mesure a été obtenu. L'antenne proposée dispose d'un diagramme de rayonnement qui varie entre omnidirectionnel et bidirectionnel, avec une meilleure adaptation d'impédance (entre 37 et 64,6 Ohms). L'antenne a donné un gain moyen de 3.46 dB sur toute la bande avec un pic d'environ 5,20 dB autour de 12 GHz. Une efficacité de rayonnement élevée a été obtenue et varie de 75 % à 84.9 % dans la bande ULB. D'après toutes ses caractéristiques, l'antenne proposée est bien adaptée aux communications ultralarge bande (ULB).

Le deuxième objectif, était réservé à la proposition d'une structure d'antenne hexagonale fractale ULB alimentée par une ligne micro-ruban ayant la caractéristique de rejection d'une bande. Cette rejection a été obtenue par l'insertion d'une fente circulaire dans l'élément rayonnant. L'influence de tous les paramètres ainsi que l'effet de la fente circulaire comme la position, la largeur et le rayon a été étudiée et analysée afin de d'atteindre une antenne ULB dimensionnée et destinée à filtrer la bande WLAN [5.15-5.825] GHz en USA. Les performances simulées et mesurées du monopole en terme de rapport d'onde stationnaire, de coefficient de réflexion et diagrammes de rayonnement ont confirmées la compacité et le caractère de rejection de bande. Le monopole présente une efficacité relativement stable dans toute la bande à l'exception de la bande rejetée où le monopole ne rayonne quasiment plus.

La fabrication des deux prototypes d'antennes en utilisant la machine à gravure mécanique de type (LPKF ProtoMat S103), ainsi que la mesure des paramètres (S) en utilisant un analyseur de réseau vectoriel (VNA) de type (Rohde & Schwarz R & S®ZNB20) avec une plage de 100 KHz à 20 GHz ont été effectuée au niveau du laboratoire de circuits imprimés et du laboratoire de Télécommunications Département d'Electronique et Télécommunications Faculté de Sciences et Technologies Université 8 mai 1945 de Guelma. Les mesures des diagrammes de rayonnement, en utilisant une chambre anéchoïque ont été effectuée au sein du laboratoire Radio Fréquences de l'INRS Montréal-Canada.

Comme perspectifs à ce travail, des nombreux axes de recherche dans le domaine des antennes ULB compact restent à explorer. Concernant les futurs travaux, nous envisageons de réaliser les projets suivants :

- Conception des antennes ULB miniatures avec une caractéristique de rejeter deux ou plusieurs bandes;
- Exploiter l'aspect fractal et l'utilisation des métamatériaux pour la rejection des bandes reconfigurables par l'utilisation des diodes PIN ou VARICAPs dans la conception des antennes ULB miniatures;
- > Conception des antennes MIMO compactes pour les applications ULB.

## **PRODUCTION**

# **SCIENTIFIQUE**

### **PRODUCTION SCIENTIFIQUE**

#### I. Publications Internationales

- **O. Mahri,** N. Guebgoub, M. Benslama, T. A. Denidni, "Bandwidth Enhanced Miniaturized Fractal Antenna Using Giuseppe Peano and Sierpinski Carpet for UWB and Satellite Applications", Journal of Nano and Electronic Physics (JNEP), vol. 14 no 2, 02022(5pp), 2022, DOI: 10.21272/jnep.14(2).02022
- N. Guebgoub, **O. Mahri,** T.A. Denidni, S. Redadaa, "Design and Analysis of a New Fractal Compact Antenna for Ultra-Wideband Applications", Journal of Nano and Electronic Physics (JNEP), vol. 14 no 1, 01015(5pp), 2022, DOI: 10.21272/jnep.14(1).01015
- A. Chaabane, **O. Mahri**, D. Aissaoui, N. Guebgoub, "Multiband Stepped Antenna for Wireless Communication Applications", Informacije MIDEM 50 (4), 275-285, 2021.